

УДК 621.396.677

## ШУМЫ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

*Э. Ф. Зайцев, В. Н. Дикий, А. И. Бабенко*

Определяются выходные шумы и чувствительность пассивных и активных сканирующих антенных решеток при наличии взаимодействия излучателей. Анализ интерференции шумов в трактах проведен с использованием волновых параметров входящих в ФАР устройств. Показано, что взаимодействие излучателей оказывает существенное влияние на шумовые характеристики антенн. При этом у пассивных ФАР чувствительность при отклонении луча, как правило, снижается быстрее, чем усиление, в активных же системах имеется принципиальная возможность ослабить эту зависимость.

Вопросы расчета чувствительности фазированных антенных решеток (ФАР) постоянно привлекают внимание специалистов [1–4]. Однако при определении шумовых параметров ФАР зачастую упускают из виду явления, обусловленные взаимодействием излучателей. Известно, что последнее приводит, например, к коррелированности шумов, создаваемых самими излучателями [5]. В настоящей работе показано, что коррелированными могут оказаться шумы и других источников, имеющихся в трактах ФАР — усилителей, фазовращателей, сумматора и т. д. При этом уровень выходных шумов антенны зависит от ее фазировки и меняется в процессе сканирования, а чувствительность (отношение сигнал/шум на выходе) изменяется при отклонении луча иначе, чем просто усиление ФАР. Получены простые расчетные соотношения, связывающие это изменение с величиной так называемого «действующего коэффициента отражения» от излучателя, широко используемого при расчетах режима передачи. Вопросы анализа шумов, создаваемых внешними источниками, как не имеющие в данном случае специфических особенностей, в настоящей работе не затрагиваются.

Будем рассматривать широко распространенную схему приемной ФАР с параллельным суммированием — рис. 1. Схема содержит излучатели (1), усилители (2) и распределительное устройство (РУ), состоящее из сумматора и фазовращателей. Для упрощения анализа и достижения наглядности получающихся результатов примем следующие предположения:

1) все излучатели одинаковы и расположены в узлах правильной линейной или двумерной решетки; потери в излучателях пренебрежимо малы;

2) все усилители представляют собой одинаковые четырехполюсники, согласованные с выходными и входными фидерами;

3) распределительное устройство представляет собой многополюсник с взаимно связанными входами и общим выходом, которые согласованы с соответствующими фидерами;

4) все элементы ФАР работают в линейном режиме и за исключением усилителей подчиняются принципу взаимности (обратимости).

Внутренними источниками шума в такой антenne являются усилители и РУ. Ввиду независимости этих источников создаваемый ими на выходе приемника шум можно находить отдельно, а затем суммировать.

результаты. Для проведения анализа будем использовать волновое описание многополюсных цепей [6] как более удобное на СВЧ. Разумеется, все приведенные ниже результаты можно получить и на основе имmittансного описания.

### 1. ШУМ УСИЛИТЕЛЕЙ

Согласно [6] внутренний шум  $n$ -го усилителя можно представить двумя эквивалентными генераторами падающих волн на входных и выходных зажимах. Пусть  $f_n$  и  $h_n$  обозначают комплексные напряжения этих генераторов (см. рис. 1)\*

Через  $x_n$ ,  $y_n$ ,  $u_n$ ,  $v_n$  обозначим комплексные напряжения волн во входном и выходном фидерах, распространяющихся в направлениях, указанных стрелками (основные принципы расчета цепей с генераторами напряжения падающих волн изложены, например, в [7]). Тогда с учетом сделанных предположений справедливы следующие векторные равенства:

$$v = 0, \quad y = Sx,$$

$$u = h + ay, \quad x = f,$$

где  $a$  — комплексный коэффициент передачи усилителя в прямом направлении,  $S$  — матрица рассеяния системы излучателей размерами  $N \times N$ . Из этих уравнений находим

$$u = h + aSf. \quad (1)$$

Напряжение на входе приемника равно

$$w = \sum_{m=1}^N c_m u_m, \quad (2)$$

где  $c_m$  — коэффициент передачи от  $m$ -го входа РУ к общему выходу, учитывающий фазовый сдвиг, создаваемый фазовращателями, а также потери в них. Подставляя (1) в (2), получаем

$$w = \sum_{m=1}^N c_m h_m + a \sum_{m,n=1}^N c_m S_{mn} f_n,$$

$$|w|^2 = \sum_{m,n=1}^N c_m c_n^* h_m h_n^* + 2\operatorname{Re} [a \sum_{m,n,l=1}^N c_m S_{mn} c_l^* f_n h_l^*] + \\ + |a|^2 \sum_{m,n} \sum_{l,j=1}^N c_m S_{mn} c_l^* S_{lj}^* f_n f_j^*.$$

Отсюда находим спектральную плотность выходного шума, принимая во внимание, что шумы разных усилителей некоррелированы:

\* Поскольку конкретное расположение излучателей для данного рассмотрения несущественно, все излучатели пронумерованы одиночными индексами от 1 до  $N$ . Это упрощает записи формул и позволяет не делать разницы между анализом линейных и двумерных решеток.

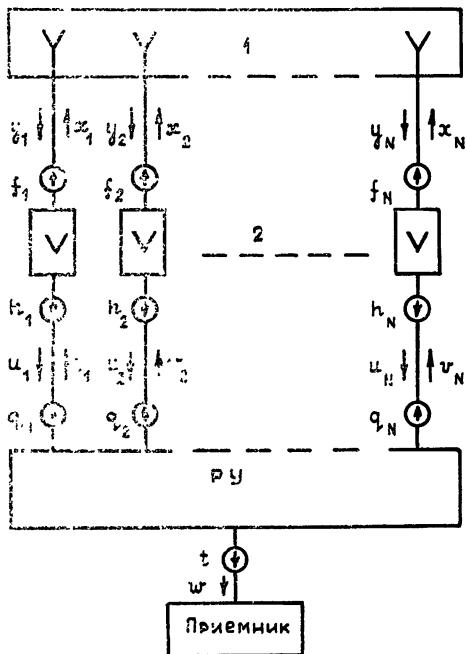


Рис. 1.

$$g_w = g_h \sum_{n=1}^N |c_n|^2 + 2\operatorname{Re} [ag_{fh} \sum_{m,n=1}^N S_{mn} c_m c_n^*] + \\ + |a|^2 g_f \sum_{m,n,l=1}^N S_{mn} S_{ln}^* c_m c_l^*. \quad (3)$$

Здесь  $g_f$  и  $g_h$  — спектральные плотности напряжений входного и выходного эквивалентных источников усилителя,  $g_{fh}$  — их взаимная спектральная плотность.

Выражению (3) можно придать более удобный вид. Для этого мысленно исключим усилители из схемы и рассмотрим режим передачи, когда на общем входе РУ действует генератор гармонических колебаний единичной амплитуды. В этом случае напряжение падающей волны в фидере  $n$ -го излучателя будет равно  $c_n$ , а напряжение отраженной волны будет  $\sigma_n = \sum_{m=1}^N S_{nm} c_m$ . Их отношение  $\Gamma_n = \sigma_n/c_n$  принято называть действующим коэффициентом отражения  $n$ -го излучателя [8] при возбуждении всей ФАР. Учитывая сказанное и принимая во внимание взаимность, можно записать

$$\sum_{m=1}^N S_{mn} c_m = \sum_{m=1}^N S_{nm} c_m = \Gamma_n c_n. \quad (4)$$

Подстановка (4) в (3) приводит к выражению

$$g_w = \sum_{n=1}^N |c_n|^2 [g_h + 2\operatorname{Re}(a \Gamma_n g_{fh}) + |a \Gamma_n|^2 g_f]. \quad (5)$$

В случае большой ФАР, когда подавляющее большинство излучателей находится в одинаковых условиях и все коэффициенты  $\Gamma_n$  можно считать одинаковыми, выражение (5) еще более упрощается:

$$g_w = \eta [g_h + 2\operatorname{Re}(a \Gamma g_{fh}) + |a \Gamma|^2 g_f]. \quad (6)$$

Здесь  $\eta = \sum_{n=1}^N |c_n|^2$  есть КПД распределительного устройства.

При всей простоте формул (5), (6) в них полностью учтено взаимодействие излучателей посредством параметра  $\Gamma$ . Этот параметр является удобной обобщенной характеристикой рассогласования излучателей и широко применяется при расчете ФАР в режиме передачи. Вместо  $\Gamma$  часто используется другая обобщенная характеристика системы излучателей — действующее сопротивление, связанное с  $\Gamma$  соотношением  $\Gamma = (z - p)/(z + p)$  ( $p$  — волновое сопротивление фидера).

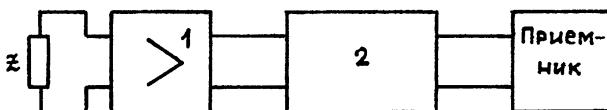


Рис. 2.

Поскольку  $\Gamma$  зависит от фазировки излучателей, то, как следует из (6), шум на выходе ФАР тоже зависит от фазировки, т. е. от угла сканирования. Интересно отметить, что интенсивность шума получается такой же, как в схеме на рис. 2, содержащей всего один усилитель (1), вход которого нагружен на действующее сопротивление  $z$ . Действительно, приведенный к выходу собственный шум усилителя в схеме рис. 2 совпадает с выражением в квадратных скобках в (6). Общий множитель  $\eta$  в этой формуле обусловлен, очевидно, дополнительными потерями

ми в сумматоре и на рис. 2 учитывается введением пассивного согласованного четырехполюсника (2) с коэффициентом передачи по мощности, равным  $\gamma$ .

Такой простой результат вовсе не столь очевиден, как может показаться с первого взгляда. В схеме рис. 2 изменение сопротивления  $z$  естественным образом вызывает изменение выходного шума, поскольку изменяются условия работы усилителя. Ничего подобного не происходит в схеме ФАР (рис. 1) при сканировании. Совершенно ясно, что изменение состояния фазовращателей РУ никак не может повлиять на условия работы усилителей, так как входы РУ всегда согласованы и развязаны. Иначе говоря, сопротивление входной и выходной нагрузок усилителей остаются при сканировании неизменными; не меняется, следовательно, и шум на выходе каждого из усилителей. Однако шум на общем выходе ФАР изменяется при сканировании, и причиной этого является взаимная коррелированность шумов на выходах усилителей; последняя обусловлена взаимодействием излучателей. Данное явление легко понять, рассмотрев шум какого-либо одного усилителя в схеме ФАР. Шум усилителя во входном фидере частично излучается в пространство, а частично, из-за взаимной связи, проникает в соседние тракты, попадает на входы других усилителей и усиливается ими. Эти шумы затем поступают на входы РУ, в котором они проходят через фазовращатели и после этого когерентно складываются. То же самое происходит с шумами остальных усилителей.

Таким образом, каждый усилитель возбуждает шум не на одном, а, вообще говоря, на всех выходах РУ, вследствие чего шумы на этих выходах оказываются коррелированными. Характер корреляции зависит от величин коэффициентов связи  $S_{mn}$ , а результат интерференции всех шумов на общем выходе — также от коэффициентов  $c_n$ . Отсюда видно, что совпадение формул для выходного шума в схемах рис. 1 и рис. 2 не является случайным, хотя сущность происходящих в них процессов различна.

## 2. ШУМЫ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Введем в рассмотрение комплексные напряжения  $q_1, \dots, q_N$  эквивалентных генераторов падающих волн со стороны входов РУ, а также напряжение  $t$  эквивалентного генератора на общем выходе. Сохраняя принятые раньше обозначения, можем записать

$$v = q, \quad y = Sx, \quad u = ay, \quad x = bv,$$

где  $b$  — коэффициент передачи усилителя в обратном направлении. Отсюда находим  $u = abSv$  и далее

$$w = t + \sum_{m=1}^N c_m u_m = t + ab \sum_{m,n=1}^N c_m S_{mn} q_n,$$

откуда

$$\begin{aligned} |w|^2 &= |t|^2 + 2\operatorname{Re} [ab \sum_{m,n=1}^N c_m S_{mn} q_n t^*] + \\ &+ |ab|^2 \sum_{m,n,l,j=1}^N c_m S_{mn} c_l^* S_{lj}^* q_n q_j^*. \end{aligned} \tag{7}$$

Поскольку РУ предполагается пассивным, оно создает только тепловой шум. Пронумеруем все входы РУ со стороны излучателей числами от 1 до  $N$ , а общий выход обозначим индексом «0». Тогда матрица рассеяния РУ будет иметь следующий вид:

$$Q = \begin{pmatrix} 0 & c_1 & c_2 & \dots & c_N \\ c_1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ c_2 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_N & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix}. \tag{8}$$

Согласно [6] взаимная спектральная плотность напряжений  $m$ -го и  $n$ -го эквивалентных источников при тепловом равновесии многополюсника равна (в  $Bt/\Gamma\zeta$ )

$$g_{mn} = kT(\delta_{mn} - \sum_{l=0}^N Q_{ml} Q_{nl}^*), \quad m, n = 0, 1, \dots, N, \quad (9)$$

где  $k$  — постоянная Больцмана,  $T$  — абсолютная температура многополюсника,  $\delta_{mn}$  — символ Кронекера.

Используя (8) и (9), находим

$$\begin{aligned} g_t &= kT(1 - \sum_{n=1}^N |c_n|^2) = kT(1 - \eta), \\ g_{q_n t} &= 0, \quad n = 1, \dots, N, \\ g_{q_n q_j} &= kT(\delta_{nj} - c_n c_j^*), \quad n, j = 1, \dots, N. \end{aligned} \quad (10)$$

Применяя эти соотношения к формуле (7), получаем

$$\begin{aligned} g_w &= kT \left\{ 1 - \eta + |ab|^2 \left[ \sum_m \sum_n \sum_l c_m S_{mn} c_l^* S_{lm}^* - \right. \right. \\ &\quad \left. \left. - \sum_m \sum_n \sum_l c_m S_{mn} c_l^* S_{lj}^* c_n c_j^* \right] \right\}. \end{aligned}$$

С учетом (4) данное выражение приводится к виду

$$g_w/kT = (1 - \eta) + |ab|^2 \sum_{n=1}^N |\Gamma_n c_n|^2 - \left| \sum_{n=1}^N \Gamma_n c_n^2 \right|^2. \quad (11)$$

Если все  $\Gamma_n$  можно считать одинаковыми, то

$$g_w = kT [(1 - \eta) + |ab\Gamma|^2 (\eta - |\epsilon|^2)], \quad (12)$$

где обозначено

$$\epsilon = \sum_{n=1}^N c_n^2. \quad (13)$$

Полученный результат имеет наиболее простой вид, когда передача сигнала через усилитель в обратном направлении отсутствует ( $b = 0$ ). В этом случае, как видно из (12), собственный шум ФАР за счет РУ описывается выражением  $kT(1 - \eta)$  и обусловлен, очевидно, потерями в фазовращателях и трактах сумматора. При  $b \neq 0$  формула (12) содержит еще одно слагаемое, причем зависящее от  $\Gamma$ , т. е. от угла сканирования. Для многих типов усилителей  $|ab| \ll 1$  и указанным слагаемым можно пренебречь. Это не относится к пассивным ФАР; для них в (12) следует положить  $a = b = 1$ . Наличие рассматриваемого слагаемого приводит к тому, что даже в отсутствие потерь в фазовращателях и соединительных фидерах ( $\eta = 1$ ) вклад шумов РУ отличен от нуля.

Причина возникновения этого шума становится ясной, если учесть, что сумматор с связанными входами обязательно содержит поглощающие элементы (иначе матрица рассеяния РУ не будет иметь вид (8)). Роль таких элементов в сумматорах, выполненных на направленных

гибридных соединениях, играют нагрузки в «холостых» плечах. В [1] отмечалось, что шумы, генерируемые этими нагрузками, излучаются в пространство. Как показано выше, это происходит только в случаях, когда  $\Gamma = 0$ . Если же  $\Gamma \neq 0$ , то часть этого шума попадает на вход приемника, что и учитывается вторым слагаемым в (12).

Применение неразвязанного сумматора с целью устранения указанного шума вряд ли можно рекомендовать для сканирующих ФАР ввиду того, что переотражения между излучателями и таким РУ могут приводить к значительным искажениям амплитудно-фазового распределения.

Входящая в (12) величина  $\epsilon$  существенна лишь в синфазном режиме возбуждения, при этом согласно (13)  $|\epsilon| = \eta$ . В остальных случаях ею можно пренебречь, так как при сложении величин  $c_n^2$ , имеющих разные фазы, будет происходить их взаимная компенсация. Присутствие коэффициента  $\epsilon$  в (12) учитывает рассогласование общего выхода ФАР. Нетрудно видеть, что указанный коэффициент отражения  $ab\Gamma\epsilon$  будет равен нулю, если между выходом ФАР и приемником поместить развязывающий вентиль, имеющий температуру  $T$ . Тогда все элементы  $Q_{n0}$  крайнего левого столбца матрицы (8) обратятся в нуль, что приведет к исчезновению члена  $c_n c_j^*$  в последнем равенстве (10). Отсутствие члена  $|\epsilon|^2$  в этом случае можно также объяснить тем, что вентиль излучает тепловой шум в сторону РУ такой, какой создается согласованной нагрузкой, находящейся в тепловом равновесии с РУ. Следовательно, РУ со стороны  $N$  входных плеч превращается в равновесный пассивный многополосник с развязанными входами, который, как известно [6], возбуждает в фидерах некоррелированные шумы со спектральными плотностями  $kT$ . Можно заметить, что при наличии невзаимного вентиля общий шум, создаваемый ФАР, имеет, согласно (6) и (12), такое же значение, как в схеме рис. 2, дополненной вентилем на входе приемника.

### 3. ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ ФАР

Отношение сигнал/шум на выходе ФАР, как известно, пропорционально величине  $G/T_{\text{ш}}$ , где  $G$  — коэффициент усиления антенны, а  $T_{\text{ш}}$  — ее выходная шумовая температура. Рассмотрим поведение указанного соотношения при сканировании (изменении  $\Gamma$ ).

В отсутствие усилителей величина  $G$  в режиме приема, как и в режиме передачи, равна  $D\eta(1 - |\Gamma|^2)$ , где  $D$  — коэффициент направленного действия (КНД) антенны. Наличие усилителей, очевидно, увеличит усиление в  $|a|^2$  раз:

$$G = D|a|^2\eta(1 - |\Gamma|^2). \quad (14)$$

Перед тем как записать окончательное выражение для определения  $T_{\text{ш}}$ , преобразуем формулу (6) к более привычному виду. Обычно принято все шумы усилителей пересчитывать к их входу. Поэтому заменим эквивалентные шумовые генераторы  $h$  (рис. 1) генераторами  $h'$ , включенными во входные фидеры и имеющими такое же направление, что и  $h$ . Очевидно, новая схема будет эквивалентна прежней, если положить  $h = ah'$ . При этом  $|h|^2 = |a|^2|h'|^2$  и  $f_h^* = a^*f_{h'}^*$ , откуда имеем  $g_h = |a|^2g_{h'}$ ,  $g_{fh} = a^*g_{f_{h'}}$ . После подстановки в (6) получим

$$g_w = |a|^2\eta[g_{h'} + 2\operatorname{Re}(\Gamma g_{f_{h'}}) + |\Gamma|^2g_f]. \quad (15)$$

Введем обозначения  $g_f = kT_1$ ,  $g_{h'} = kT_2$ ,  $g_{f_{h'}} = kT_{12}$ . Смысл их следующий. Величина  $T_2$  есть входная шумовая температура усилителя

при согласованном фидере.  $\bar{T}_1$  есть выходная шумовая температура согласованного усилителя при инверсном включении (иначе,  $\bar{T}_1$  — шумовая температура двухполюсника, образованного входными зажимами усилителя, когда выход последнего нагружен на нешумящее согласованное сопротивление). Наконец,  $T_{12}$  — «взаимная» шумовая температура — является мерой коррелированности  $T_1$  и  $T_2$  (в общем случае  $T_{12}$  — комплексная величина).

Учитывая принятые обозначения и объединяя (15) и (12), получим

$$T_w = |a|^2 \eta [T_2 + 2\operatorname{Re}(\Gamma T_{12}) + |\Gamma|^2 T_1] + \\ + [(1 - \eta) + |ab\Gamma|^2 (\eta - |\epsilon|^2)] T. \quad (16)$$

Для пассивной ФАР в (16) остается только второе слагаемое. В этом случае

$$\frac{G}{T_w} = \frac{D\eta(1 - |\Gamma|^2)}{(1 - \eta)T + |\Gamma|^2(\eta - |\epsilon|^2)T} \approx \frac{D(1 - |\Gamma|^2)}{(\eta^{-1} - 1 + |\Gamma|^2)T}, \quad (17)$$

где в последнем выражении опущено  $|\epsilon|^2$ . Как видно из (17), при сканировании чувствительность пассивной ФАР меняется в большей степени, чем изменяется усиление (14). Этот эффект выражен тем сильнее, чем меньше потери в РУ, поскольку  $|\Gamma|^2$  оказывается сравнимой величиной с  $\eta^{-1} - 1$  и может даже превышать ее. Если же потери значительны ( $\eta^{-1} \gg 1$ ), то зависимость чувствительности от угла сканирования практически такая же, как у коэффициента усиления. То же самое можно сказать о чувствительности всей системы, если входная шумовая температура приемника  $T_{\text{пр}} \gg T$ .

Для активной ФАР обычно  $|a|^2 \gg 1$ , а  $|ab| \ll 1$ . При этом

$$\frac{G}{T_w} = \frac{D(1 - |\Gamma|^2)}{T_2 + 2\operatorname{Re}(\Gamma T_{12}) + |\Gamma|^2 T_1}. \quad (18)$$

Если корреляция входных и выходных шумов усилителей отсутствует ( $T_{12} = 0$ ), то по-прежнему чувствительность зависит от угла сканирования более резко, чем усиление. Однако в общем случае при  $T_{12} \neq 0$  формула (18) может давать более слабую зависимость от  $|\Gamma|$ , нежели (14). Коррелированность же входных и выходных шумов присуща многим типам, например, транзисторных и параметрических усилительных устройств. Для ФАР с такими активными устройствами открывается, следовательно, возможность расширения сектора сканирования за счет оптимального выбора параметров входных цепей (например, длин соединительных фидеров между излучателями и усилителями, что ведет к изменению  $\arg \Gamma$ ). Иначе говоря, «коэффициент шума» ФАР [4] можно оптимизировать подобно тому, как это делается для малошумящих усилителей [9, 10] — подбором выходного сопротивления источника сигнала. Особенность в данном случае заключается в том, что это выходное сопротивление следует считать изменяющимся в процессе сканирования. При этом нужно иметь в виду, что изменение модуля и аргумента  $\Gamma$  может происходить различным образом при сканировании в разных плоскостях [8]; соответственно, улучшая чувствительность ФАР при отклонении луча в одной плоскости, можно ухудшить ее для других направлений. Чтобы учесть изменение шумовых свойств ФАР при сканировании в любых направлениях, необходимо, как можно заключить из проведенного анализа, располагать зависимостями  $\Gamma$  от углов отклонения луча, а также знать не только входную шумовую

температуру усилителей (или их коэффициент шума), но также и температуру шумов, генерируемых усилителями в направлении источника сигнала, и, кроме того, взаимную температуру этих шумов.

## ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

1. Взаимодействие излучателей оказывает существенное влияние на шумовые свойства как пассивных, так и активных ФАР. Это влияние может быть достаточно точно учтено посредством лишь одного параметра системы излучателей — действующего коэффициента отражения, определяемого в режиме передачи при возбуждении всех трактов.

2. Чувствительность ФАР зависит от величины действующего коэффициента отражения иначе, чем коэффициент усиления антенны; у пассивных ФАР при отклонении луча чувствительность снижается при этом в большей степени, чем усиление.

3. В активных ФАР имеется принципиальная возможность ослабить зависимость чувствительности от угла сканирования за счет оптимального выбора параметров входных цепей.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Grim H.—Microwave J., 1963, № 6, p. 86.
2. Кузьмина Г. А.—Изв. вузов — Радиофизика, 1969, 12, № 8, с. 1181.
3. Cummins J., Delisle G. Y., Pelletier M., Munier J.—Proc. IEEE, 1977, 65, № 8, p. 1196.
4. Перец Р. И. В кн.: Антенны. /Под ред. А. А. Пистолькорса. Вып. 27.—М.: Связь, 1979.—с. 166.
5. Флаксман А. Г., Дорфман Я. М., Ермолаев В. Т.—Изв. вузов — Радиофизика, 1978, 21, № 9, с. 1303.
6. Дикий В. Н., Зайцев Э. Ф.—Радиотехника и электроника, 1977, 22, № 12, с. 2561.
7. Toshio Nemoto, David F. Wait.—IEEE Trans. MTT, 1968, MTT-16, № 10, p. 866.
8. Сканирующие антенные системы СВЧ. /Пер. с англ. под ред. Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина.—М.: Сов. радио, 1969.—т. 2.
9. Ван дер Зил А. Шум /Пер. с англ. под ред. А. К. Нарышкина.—М.: Сов. радио, 1973.
10. Шварц Н. З. Линейные транзисторные усилители СВЧ.—М.: Сов. радио, 1980.

Ленинградский политехнический  
институт

Поступила в редакцию  
19 февраля 1980 г

## NOISES OF PHASED ARRAYS

E. F. Zaitsev, V. N. Dikij, A. I. Babenko

Output noises and sensitivity of passive and active scanning arrays are defined in the presence of radiator interactions. The analysis of noise interference in channels is made by using wave parameters of phased arrays (PA). It is shown that the radiator interaction effects essentially on antenna noise characteristics. In this case the sensitivity in passive PA decreases quicker with the ray deviation than the amplification; in active systems there is a principle possibility to reduce this dependence