

О ВОЗМОЖНОСТИ УЛУЧШЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК АНТЕННЫХ КОММУТАТОРОВ В РАДИОЛОКАТОРАХ НЕКОГЕРЕНТНОГО РАССЕЯНИЯ

1. Особенностью измерений параметров ионосферы методом некогерентного рассеяния (НР) выше максимума ионизации является значительное падение мощности сигнала НР с высотой:

$$P_c(h) \approx \frac{n_e(h)}{1 + t(h)} / h^2$$

где n_e и t – электронная концентрация и отношение температур электронов и ионов.

Сигнал НР на больших высотах (2000-3000 км) имеет уровень существенно ниже шумов системы, который в диапазоне УКВ определяется шумами антенны и входными цепями приемника. Дисперсия шума, которую снижают увеличением длительности сеанса измерений, и определяет верхнюю границу исследований, если шум является стационарным. Однако не исключены случаи, когда оконечные каскады импульсного радиопередающего устройства становятся источником высокочастотного шума, обусловленного переходными процессами в анодном модуляторе. Этот шум, накладываясь через антенный коммутатор (АК) "прием-передача" на общий шум системы, может существенно исказить результаты измерений.

Обычно используемый балансный АК "прием-передача" [1]¹ представляет собой последовательное соединение двух волноводно-щелевых мостов (ВЦМ) с волноводными секциями с разрядниками между ними. Используя матрицу рассеяния для ВЦМ, можно получить матрицу рассеяния антенного коммутатора для режима "прием"

$$S_u = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad S_p = \begin{bmatrix} 0 & s_{12} & s_{13} & s_{14} \\ s_{21} & 0 & s_{23} & s_{24} \\ s_{31} & s_{32} & 0 & s_{34} \\ s_{41} & s_{42} & s_{43} & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

идеальная *реальная*

Эти матрицы соответствуют подключению передатчика и антенны соответственно к сечениям 1 и 2 (рис. 1).

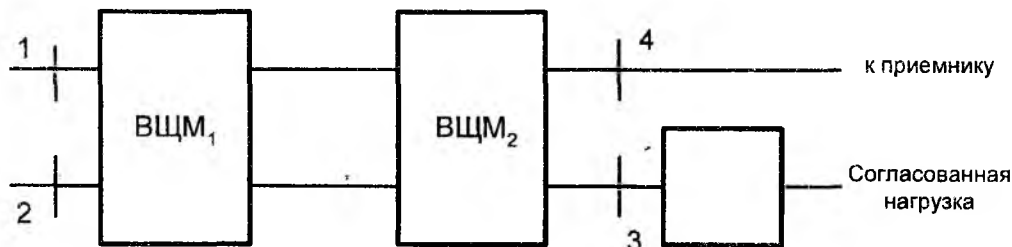


Рис. 1

Модули коэффициентов передачи s_{13} , s_{24} , s_{31} и s_{42} близки к единице, отличие от нуля остальных определяется спецификой работы волноводно-щелевых мостов и погрешностями изготовления АК в целом.

В режиме "прием" трансонированный вектор воздействия и соответствующие ему компоненты вектора откликов имеют вид

$$\begin{aligned} A_1 &= (a_1, a_2, 0, 0); \\ b_3 &= s_{31}a_1 + s_{32}a_2; \\ b_4 &= s_{41}a_1 + s_{42}a_2, \end{aligned}$$

¹ Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М: Высш. шк., 1988. с.432

где a_1 – паразитный высокочастотный шум передатчика в межпультный период, $a_2 = u_c + u_{ша}$ – сигнал НР в сумме с шумами антенны. Шум передатчика a_1 определяется схемными решениями модулятора передатчика и его техническим состоянием. Можно добиться, чтобы уровень составляющей $s_{41}a_1$ был примерно на порядок ниже уровня шумов антенны, что в обычной радиолокации вполне приемлемо. Но даже в этом случае составляющая $s_{41}a_1$ на больших высотах сопоставима с сигналом НР. Она носит периодический характер (как правило, нарастает к концу развертки) и нестационарна. Эти обстоятельства снижают достоверность результатов ионосферных наблюдений. Отсюда возникает необходимость контроля, который осложняется тем, что на фоне шумов системы эта добавка практически не поддается выделению. Таким образом, задача получения достоверных результатов ионосферных измерений на больших высотах сводится к увеличению развязки между приемником и передатчиком в межпультный период.

Обратимся к выражениям (2). Подавляющая доля шума передатчика выделяется в согласованной нагрузке, так как

$$|s_{31}| \approx 1 \text{ и } |s_{34}| \ll 1,$$

следовательно,

$$|s_{41}a_1| \ll |s_{31}a_1|. \tag{3}$$

Аналогично

$$|s_{32}a_2| \ll |s_{42}a_2|. \tag{3,a}$$

Для простоты рассуждений представим сначала, что спектр a_1 содержит только составляющую на рабочей частоте. Тогда $|s_{41}a_1|$ и $|s_{31}a_1|$ – амплитуды когерентных колебаний, и это подсказывает способ подавления составляющей $s_{41}a_1$ – например, с помощью дополнительной схемы (рис. 2), в которую входят четырехполюсник с комплексным коэффициентом передачи k и направленный ответвитель (НО).

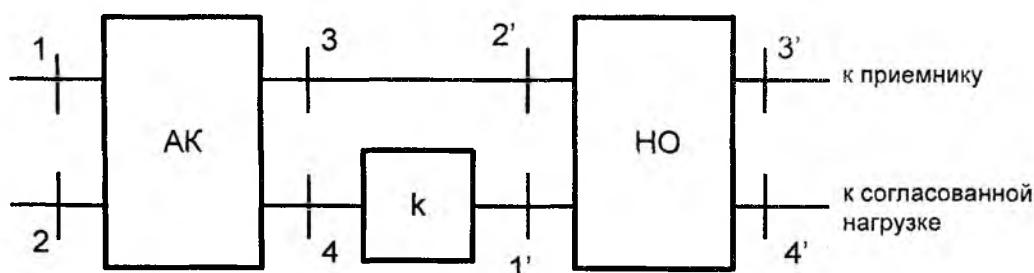


Рис.2

Для направленного ответвителя без потерь матрица рассеяния

$$S_{НО} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \alpha & j\beta \\ 0 & 0 & j\beta & \alpha \\ \alpha & j\beta & 0 & 0 \\ j\beta & \alpha & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

С учетом соотношения между составляющими (3, 3a) транспонированный вектор воздействия для НО принимает вид

$$A_i = (ks_{31}a_1, s_{41}a_{41}, 0, 0). \tag{4}$$

Находим отклик для сечения 3':

$$b_3 = ks_{31}\alpha a_1 + j\beta s_{41}a_1 \tag{5}$$

и условие подавления паразитного сигнала:

$$ks_{31}\alpha + js_{41}\sqrt{(1-\alpha^2)} = 0. \quad (6)$$

Выражения (5,6) показывают, что полное подавление паразитного сигнала в приемном тракте достигается при равенстве амплитуд противофазных колебаний, поступивших в НО непосредственно с АК и через четырехполосник k . Следовательно, четырехполосник должен выполнять функции регулируемых аттенюатора и фазовращателя.

Ширина спектра шумов передатчика определяется полосой пропускания оконечных каскадов передатчика. Полоса пропускания приемного тракта составляет величину порядка 10^{-5} от фиксированной и высокостабильной рабочей частоты. При таких соотношениях выражение (6) применимо и к реальным условиям. Анализ показывает, что существует возможность подавления паразитного сигнала практически без увеличения шумовой температуры системы в целом. С этой позиции значение параметра α , определяющего переходное ослабление направленного ответвителя, выбирается лишь незначительно больше отношения $|s_{41}|/|s_{31}|$ с тем, чтобы равенство

$$|k|\alpha\sqrt{(1-\alpha^2)} = \frac{|s_{41}|}{|s_{31}|} \quad (7)$$

выполнялось при изменении модуля коэффициента передачи в пределах 0,8 – 1. Если значение α выбрано, то параметры четырехполосника устанавливаются экспериментально по максимальному подавлению поданного в передающий тракт контрольного сигнала при измерениях его уровня на выходе приемника.

2. Важнейшей функцией антенных коммутаторов является защита входных цепей приемника при излучении. При идеальных волноводно-щелевых мостах эффективность защиты зависит от качества разрядников и идентичности их характеристик.

В режиме "передача" схема АК эквивалентна представленной на рис. 3:

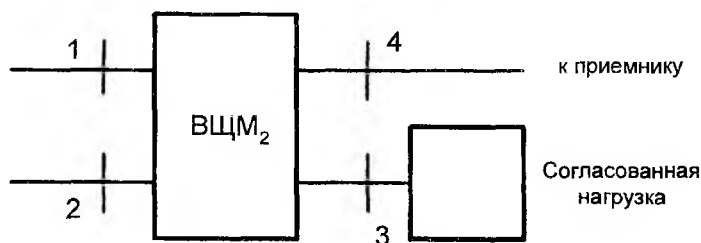


Рис. 3

Транспонированный вектор воздействия, действующий на ВЦМ₂ при излучении, имеет вид:

$$A_t = \frac{a_1}{\sqrt{2}}(jg_1, g_2, 0, 0),$$

где a_1 – комплексная амплитуда излучаемого сигнала, g_1, g_2 – коэффициенты передачи ионизированных разрядников; их идеальные значения $g_1 = g_2 = 0$. Компоненты вектора откликов

$$b_3 = j\frac{a_1}{2}(g_1 + g_2) \quad b_4 = j\frac{a_1}{2}(-g_1 + g_2).$$

Анализ реальных ситуаций показывает, что компонента b_4 много меньше, чем b_3 , и соотношение между этими компонентами примерно такое же, как и в рассмотренном выше случае: оно лишь усугубляется при неидентичности разрядников. Следовательно, уровень просачивающейся при излучении СВЧ-мощности можно уменьшить применением схемы, аналогичной приведенной на рис. 2

3. Если требования к развязке между приемником и передатчиком не слишком высоки (например, отсутствуют шумы оконечных каскадов передатчика), то параметры схемы на рис. 2 при отладке подбираются так, чтобы подавить просачивающийся зондирующий сигнал.

Напрашивается и вариант параллельного включения двух схем: одна из них с помощью коммутации диодов работает при излучении, другая – включается сразу после прохождения зондирующего импульса.

Таким образом, в реальных условиях ионосферных измерений методом НР (фиксированная рабочая частота, узкополосный зондирующий сигнал) имеется вполне осуществимая возможность улучшения характеристик типовых антенных коммутаторов.

*Национальный технический университет "ХПИ"
Харьковский национальный университет радиоэлектроники*

Поступила в редколлегию 22.06.2001