

Сверхширокополосный антенный элемент низкочастотного радиотелескопа. 1. Принципы построения

А. А. Коноваленко, И. Н. Жук, А. А. Гридин, В. П. Бовкун, И. Н. Бубнов

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
ул. Краснознаменная, 4, г. Харьков, 61002, Украина
E-mail: akonov@ri.kharkov.ua.; boobnov@mail.ru*

Статья поступила в редакцию 14 мая 2010 г.

Обсуждаются требования, предъявляемые к сверхширокополосному антенному элементу радиотелескопа на частотах ниже 200 МГц, принципы построения и возможности согласования такого пассивного короткого симметричного горизонтального вибратора с высокочастотным (ВЧ) трактом антенной решетки радиотелескопа. Показано, что, несмотря на резкое изменение входного импеданса вибратора, удастся в условиях высокой температуры небосвода добиться его согласования с ВЧ трактом при коэффициенте стоячей волны не хуже 3 в полосе частот от 12.5 до 60 МГц при ухудшении чувствительности антенны в этой полосе не более чем на 0.5 дБ относительно чувствительности согласованной с ВЧ трактом полуволновой антенны без потерь. Достигается это благодаря включению последовательно с входным сопротивлением антенного элемента дополнительного аттенюатора. Это приводит к выравниванию активной компоненты входного сопротивления антенного элемента в полосе частот от 12.5 до 60 МГц. В качестве плеча антенного элемента используются отрезки коаксиальной линии с общим центральным проводом, что обеспечивает в широком диапазоне частот значение коэффициента связи между отрезками линии (апериодическими контурами) в интервале [0.8, 1.0] и существенное подавление реактивной компоненты входного импеданса антенного элемента.

1. Введение

Развитие радиоастрономии стимулирует совершенствование антенной техники в широком диапазоне частот. Попытка проникнуть в самые отдаленные уголки Вселенной диктует повышение чувствительности и разрешающей способности радиотелескопов, а также смещение исследований в сторону низких частот. Наряду с апертурными антеннами все шире используются фазированные антенные решетки (ФАР). Во второй половине прошлого столетия на смену узкополосным инструментам пришли широкополосные. Сорокалетний опыт эксплуатации одного из таких инструментов – диапазонного декаметрового радиотелескопа УТР-2 [1], показал информативность этого диапазона и надежность инструмента.

Он не только не исчерпал себя, но до сих пор остается крупнейшим декаметровым радиотелескопом, стимулирующим создание гигантских антенн-решеток с электрическим управлением диаграммой направленности (ДН), предназначенных для работы в радиотелескопах [2] на частотах ниже 200 МГц. Такие ФАР являются сложными, уникальными и дорогостоящими сооружениями. При их разработке серьезное внимание следует уделять созданию надежного и эффективного, но достаточно дешевого антенного элемента [2] и оптимальному размещению [3] элементов в апертуре ФАР. При большом количестве антенных элементов отмеченные факторы существенно сказываются на стоимости радиотелескопа. Повышение информативности радиотелескопов с ФАР достигается за счет уве-

личения апертуры антенны и расширения рабочей полосы частот. Условно принято считать узкополосными антенны [4] с рабочей полосой частот меньше 10 % номинальной частоты. Широкополосные антенны могут иметь полосу частот в интервале $10 \div 50$ % номинальной частоты. Антенны с более широкой полосой частот называют диапазонными. В последнее время антенны, для которых отношение ξ разности крайних частот рабочего диапазона к их сумме лежит в интервале $0.25 \leq \xi \leq 1.0$, называют сверхширокополосными [5]. К таким антенным элементам, например, относятся вибратор Надененко [6] ($0.25 \leq l/\lambda \leq 0.63$, $\xi = 0.43$), шунтовой вибратор Айзенберга ($0.16 \leq l/\lambda \leq 0.65$, $\xi = 0.6$) и биконический вибратор ($0.2 \leq l/\lambda \leq 0.75$, $\xi = 0.58$). Здесь l/λ – отношение длины плеча вибратора к длине волны. При $\xi > 0.7$ антенны часто называют частотнонезависимыми. Примерами таких антенных элементов являются эквивалентные, спиральные и логопериодические антенны [4]. Основным недостатком упомянутых антенн могут быть большие размеры и металлоемкость, что ведет к возрастанию их стоимости и затрудняет использование в ФАР, так как расстояние между фазовыми центрами соседних антенных элементов решетки не должно превышать $0.6\lambda_{\min}$ [4]. Здесь λ_{\min} – минимальная длина волны рабочего диапазона волн. Сравнительно дешевый антенный элемент с $\xi > 0.7$ при коэффициенте стоячей волны (КСВ) не превышающем 2.5 во всем рабочем диапазоне длин волн предложен в работе [7]. Он имеет высоту $0.75\lambda_{\min}$ и выполнен из отрезков проводящей трубы, внутри которых помещен проводящий стержень. Отрезки проводящей трубы соединены между собой реактивными сопротивлениями и образуют коаксиальную линию. По такому же принципу устроены сверхширокополосные вертикальные вибраторы [8-12]. Высота этих вибраторов примерно равна минимальной длине волны.

В одном из мировых проектов развития наземной радиоастрономии – LOFAR [2], для удешевления конструкции и расширения полосы пропускания при малых габаритах антенного элемента предлагается использовать актив-

ный антенный элемент, выполненный в виде электрически неделимого устройства – собственно антенны и активного элемента – усилителя [13, 14]. Применение усилителя позволяет уменьшить размер элемента, улучшить чувствительность приемных систем, а также осуществить согласование антенного элемента с высокочастотным (ВЧ) трактом в широком диапазоне частот. Это является несомненным преимуществом таких антенн перед пассивными антеннами, в особенности на частотах выше 100 МГц, где температура внешних шумов антенны значительно ниже, чем в декаметровом диапазоне волн [4]. Под пассивными антеннами здесь подразумеваются антенные элементы без усилителей. Отношение чувствительности активной и пассивной антенн определяется выражением [13]:

$$M = (R_{\text{эnp}} / R_{\text{эay}}) \left(\left| 1 + Z_A / W \right| / \left| 1 + Z_a / Z_y \right| \right).$$

Здесь Z_A , Z_a – импедансы собственно антенного элемента в активной и пассивной антенне соответственно; Z_y – входной импеданс активного элемента; $R_{\text{эnp}}$, $R_{\text{эay}}$ – эквивалентные шумовые сопротивления приемника и усилителя активной антенны соответственно; W – волновое сопротивление питающего фидера. В больших радиотелескопах с пассивными антенными элементами под $R_{\text{эnp}}$ следует подразумевать эквивалентное шумовое сопротивление антенного усилителя, предназначенного для компенсации потерь в ФАР. В этом случае обычно $R_{\text{эnp}} \approx R_{\text{эay}}$. Для коротких антенных элементов реактивная составляющая входного импеданса вибратора обычно большая, $|Z_A| \gg W$, $M > 1$ и чувствительность активной антенны будет превосходить чувствительность пассивной антенны.

Спецификой низкочастотного диапазона [15] является наличие наряду с высоким уровнем широкополосного радиоизлучения галактического фона сильных узкополосных помех от связанных и вещательных радиостанций, амплитуда которых во много раз превосходит амплитуду сигнала радиоизлучения галактического фона. Это предъявляет дополнительные требования к активной антенне. Она должна

обеспечивать низкий уровень собственных шумов, надежную грозозащиту, стабильность параметров и высокий динамический диапазон для исключения нелинейных комбинационных помех, не ниже 90 дБ/мкВ [16]. Для увеличения помехозащищенности приемных активных антенных элементов в работе [15] рекомендуется на входе усилителя включать аттенуатор, что для коротких антенных элементов может приводить к заметному ухудшению чувствительности. Вместе с тем вносимые дополнительные потери могут оказаться достаточными для удовлетворительного согласования пассивной антенны с ВЧ трактом в заданном диапазоне частот. Для этого необходимо дополнительно принять меры по подавлению реактивной составляющей входного импеданса антенного элемента Z_A во всем рабочем диапазоне частот.

При подавлении реактивной составляющей входного импеданса короткого антенного элемента $|Z_A| \leq W$ и при $|Z_a| \sim |Z_y|$ чувствительность пассивной антенны будет мало отличаться от чувствительности активной антенны. В этом случае в антенне будут отсутствовать нелинейные искажения и пассивная антенна будет иметь те же параметры, что и активная антенна, но по надежности и стабильности параметров будет превосходить активную антенну, что весьма важно для больших телескопов. Поэтому, несмотря на очевидные достоинства активных антенн и прогресс в их разработке, создание пассивных сверхширокополосных антенных элементов для приемных ФАР до сих пор остается актуальной задачей.

Целью статьи является разработка принципов построения пассивного сверхширокополосного антенного элемента для низкочастотного радиотелескопа. Главное внимание уделено особенностям работы таких антенн на частотах ниже 200 МГц, принципам построения сверхширокополосных пассивных антенных элементов, способных работать в этом диапазоне с высокой чувствительностью, а также выбору базовой модели антенного элемента для низкочастотного радиотелескопа. Результаты экспериментальных исследований параметров конкретных моделей сверхширо-

кополосных антенных элементов для проверки реальных возможностей моделей будут изложены во второй части работы.

2. Особенности работы сверхширокополосных антенных элементов в составе больших радиотелескопов

Среди простейших антенных элементов широкое распространение получили короткие горизонтальные вибраторы. Основной трудностью при создании сверхширокополосного пассивного антенного элемента является обеспечение требуемой полосы частот при заданных максимальных размерах антенного элемента. Максимальные размеры антенного элемента ограничены требованиями приемлемой ДН [4]: длина плеча уединенного симметричного вибратора не должна превышать $0.625\lambda_{\min}$. Высота подвеса h горизонтального вибратора над идеально проводящей плоскостью обычно выбирается в интервале $0.1 \leq h/\lambda \leq 0.4$ [17]. При $h/\lambda > 0.4$ в ДН вибратора появляются провалы, а при высотах меньших 0.1λ сам вибратор, зазор и плоскость экрана дают характеристики, аналогичные характеристикам щелевого излучателя [17]. При максимальных зенитных углах сканирования θ_{\max} приемлемая ДН радиотелескопа реализуется при расстояниях между фазовыми центрами соседних антенных элементов решетки [4], не превышающих $\lambda_{\min}/(1 + \sin \theta_{\max})$ для квадратной сетки расположения элементов и $(2\lambda_{\min}/\sqrt{3})/(1 + \sin \theta_{\max})$ для треугольной сетки. Следовательно, для формирования приемлемой ДН радиотелескопов максимальная длина плеча горизонтального вибратора и высота его расположения над проводящей плоскостью не должны превышать $0.3\lambda_{\min}$ и $0.4\lambda_{\min}$ соответственно. Поэтому горизонтальные симметричные вибраторы, построенные на базе известных разработок [7-12], из-за больших габаритов не могут использоваться в качестве сверхширокополосного антенного элемента ФАР радиотелескопа. Входной импеданс коротких вибраторов с достаточной для практических целей точностью можно оценить из соотношения [18]:

$$Z_{\Sigma} = R_{\Sigma} / \sin^2(kl) - jw \operatorname{ctg}(kl).$$

Здесь l – длина плеча вибратора; $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число; w – волновое сопротивление вибратора, рассчитанное с учетом взаимной связи вибраторов решетки и их зеркальных изображений; $R_{\Sigma} = R_{11} + R_{\text{внос}}$ – активная составляющая собственного сопротивления излучения и вносимого всеми остальными вибраторами решетки и всеми зеркальными изображениями, в том числе и собственным зеркальным изображением, приведенная к пучности тока.

Полное сопротивление i -го вибратора Z_i антенной решетки с учетом вносимых сопротивлений от остальных вибраторов решетки равно [18]:

$$Z_i = (I_1/I_i)Z_{i1} + (I_2/I_i)Z_{i2} + \dots + Z_{ii} + \dots + (I_N/I_i)Z_{iN}, \quad (1)$$

где I_i – ток i -го вибратора; Z_{ii} – собственное сопротивление i -го вибратора; Z_{ik} – взаимное сопротивление i -го и k -го вибраторов решетки.

Взаимное сопротивление $Z_{ik} = R_{ik} + jX_{ik}$ двух одинаковых симметричных вибраторов с длиной плеча $l \leq 0.4\lambda_{\min}$ при расстоянии между центрами вибраторов $R_0 \geq 2l$ можно оценить с точностью $2 \div 5\%$ по формуле [19]:

$$Z_{ik} = j30(1 - \cos kl)F(l/2),$$

где $F(l/2) = [\varphi(R_1) + \varphi(R_2)][1 - 2\cos(kl)] + \varphi(R_3) + \varphi(R_4)$;

$$\varphi(R_i) = [\cos(kR_i) - j\sin(kR_i)] / (kR_i);$$

$$R_1^2 = (H_1 + l/2)^2 + d^2;$$

$$R_2^2 = (H_1 - l/2)^2 + d^2;$$

$$R_3^2 = (H_1 + 3l/2)^2 + d^2;$$

$$R_4^2 = (H_1 - 3l/2)^2 + d^2;$$

d – расстояние между рядами, в которых расположены i -й и k -й вибраторы; H_1 – расстояние между проекциями центров i -го и k -го вибраторов на линию вдоль ряда вибраторов решетки.

В длинноволновой части рабочего диапазона волн сверхширокополосного антенного элемента длина плеча l вибратора ФАР значительно меньше длины волны λ , а расстояние между фазовыми центрами соседних вибраторов решетки не превышает 0.4λ . Плечо такого вибратора представляет собой апериодический контур, реактивная составляющая импеданса которого носит емкостной характер. Если воспользоваться идеей, предложенной в [7], и разбить плечо вибратора на несколько отрезков коаксиальной линии с общим центральным проводником, то можно обеспечить одинаковые токи в отрезках коаксиальной линии, а следовательно, реализовать оптимальную связь для подавления реактивной составляющей апериодических контуров. Такое разбиение плеча вибратора на несколько отрезков коаксиальной линии приводит к тому, что даже в коротковолновой части рабочего диапазона отрезки коаксиальной линии представляют собой апериодические контуры с емкостным импедансом. Поскольку общая длина плеча вибратора при таком разбиении не изменяется, активная составляющая сопротивления излучения также остается прежней. В длинноволновой части рабочего диапазона можно полагать $R_{11} = 20(kl)^4$ [18], а вносимые сопротивления от соседних вибраторов решетки считать положительными. Из (1) видно, что в “густой” решетке, когда расстояние между фазовыми центрами соседних вибраторов не превышает 0.4λ , из-за влияния соседних вибраторов при синфазных токах R_{Σ} возрастает, а за счет противофазности токов в вибраторе и его зеркальном изображении R_{Σ} уменьшается. Следовательно, минимальное активное сопротивление излучения реализуется в коротком уединенном антенном элементе.

Входное сопротивление $R_{\Sigma 0}$ уединенного горизонтального вибратора с длиной плеча $l = 0.25\lambda_0$, расположенного на высоте $h = 0.4\lambda_{\min}$, в зависимости от λ_0/λ приведено на рис. 1. Здесь λ_0 – длина волны, на ко-

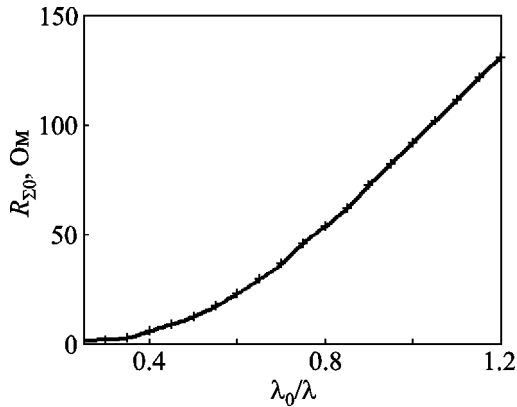


Рис. 1. Входное сопротивление $R_{\Sigma 0}$ уединенного горизонтального вибратора с длиной плеча $l = 0.25\lambda_0$, расположенного на высоте $h = 0.4\lambda_{min}$, в зависимости от λ_0/λ

торой реализуется первый последовательный резонанс плеча вибратора. Видно, что в интервале $0.2 < \lambda_0/\lambda < 1.2$ входное сопротивление изменяется от 0 до 130 Ом. Следовательно, для согласования такого антенного элемента с ВЧ трактом необходимо позаботиться не только о подавлении реактивной составляющей входного импеданса вибратора, но и о выравнивании его активной составляющей в рабочем диапазоне длин волн. Выровнять активную составляющую входного импеданса вибратора в рабочем диапазоне длин волн можно путем включения дополнительного сопротивления R_0 последовательно с сопротивлением излучения вибратора, хотя это может вызвать ухудшение его чувствительности. Если плечи вибратора состоят из отрезков коаксиальной линии с общим центральным проводником, нагруженной на конце сопротивлением, равным волновому, то такими дополнительными сопротивлениями являются активные составляющие входных импедансов этих линий. Подчеркнем, что такие отрезки коаксиальной линии способствуют не только выравниванию входного сопротивления вибратора в рабочем диапазоне волн, но и выравниванию тока вдоль плеча вибратора, а следовательно, повышению его эффективности.

Под чувствительностью приемной антенной системы будем подразумевать, следуя [4], величину S , равную

$$S = \eta D / [\eta T_y + T_o(N - \eta)],$$

где N – фактор шума приемной системы; T_o , T_y – температура окружающей среды и яркостная температура внешних шумов небосвода соответственно, К; η – КПД антенны с учетом рассогласования антенны с питающим фидером; ηD – коэффициент усиления антенны.

КПД антенны η равен [18]

$$\eta = (R_{\Sigma 0} / R_{ex}) (1 - |\Gamma|^2),$$

где $R_{ex} = R_{\Sigma 0} + R_0$ – входное сопротивление вибратора, $R_{\Sigma 0}$ и R_0 – приведенные ко входу сопротивления излучения и потерь соответственно; Γ – коэффициент отражения на входе ВЧ тракта.

Модуль коэффициента отражения для линии без потерь равен [18]

$$\Gamma = \left\{ \left[(R_{ex} - W)^2 + X_{ex}^2 \right] / \left[(R_{ex} + W)^2 + X_{ex}^2 \right] \right\}^{1/2},$$

где X_{ex} , W – реактивная составляющая входного импеданса вибратора и волновое сопротивление линии соответственно.

Степень согласования антенны с ВЧ трактом обычно характеризуется КСВ [18]:

$$КСВ = (1 + |\Gamma|) / (1 - |\Gamma|).$$

Тогда множитель $1 - |\Gamma|^2$ можно записать в виде:

$$1 - |\Gamma|^2 = 4КСВ / (1 + КСВ)^2.$$

Максимальная чувствительность вибратора S_{max} реализуется при $\eta = 1$.

Обозначим через $\Delta = 10 \cdot \lg(S/S_{max})$ (в децибелах) – ухудшение чувствительности вибратора с дополнительными сопротивлениями

по сравнению с чувствительностью согласованного с ВЧ трактом полуволнового вибратора без дополнительных потерь. Для определенности будем полагать $T_o = 300$ К, фактор шума $N = 2$.

Температура небосвода на частотах выше 10 МГц в основном определяется радиоизлучением космических источников и Галактики и всегда превышает температуру “холодных” областей в Галактике, которую можно оценить из соотношения [20, 21]:

$$T_{яг} = 1.22 \cdot 10^8 f^{-2.56},$$

где f – частота МГц; $T_{яг}$ – яркостная температура радиоизлучения Галактики в направлении на ее полюс, К.

Задаваясь максимально допустимым значением Δ , можно оценить максимальную ширину рабочего диапазона частот.

Оценим ожидаемые значения КСВ, КПД и Δ для горизонтального вибратора с длиной плеча $l = 0.25\lambda_0$, расположенного на высоте $h = 0.4\lambda_{\min}$ над идеально проводящей плоскостью, при $\lambda_0 = 6$ м и включении дополнительного сопротивления $R_o = 10, 30$ и 50 Ом при условии полного подавления реактивной составляющей входного импеданса. Результаты оценок приведены на рис. 2 для 50-омного питающего фидера и на рис. 3 для 75-омного питающего фидера. Видно, что при включении дополнительного сопротивления $R_o = 30$ Ом (средние кривые) для 50-омного и 75-омного питающих фидеров в рабочем диапазоне длин волн от $0.2\lambda_0/\lambda$ до $1.2\lambda_0/\lambda$, т. е. $10 \div 60$ МГц, наблюдается удовлетворительное согласование вибратора с питающим фидером и ухудшение чувствительности не более чем на 1.5 дБ. Для 75-омного питающего фидера ухудшение чувствительности в диапазоне $12.5 \div 60$ МГц не превышает 0.5 дБ при КСВ во всем диапазоне не хуже 2.5. Следовательно, при подавлении реактивной составляющей входного импеданса вибратора имеется принципиальная возможность создания сверхширокополосного пассивного антенного элемента для низкочастотного радиотелескопа.

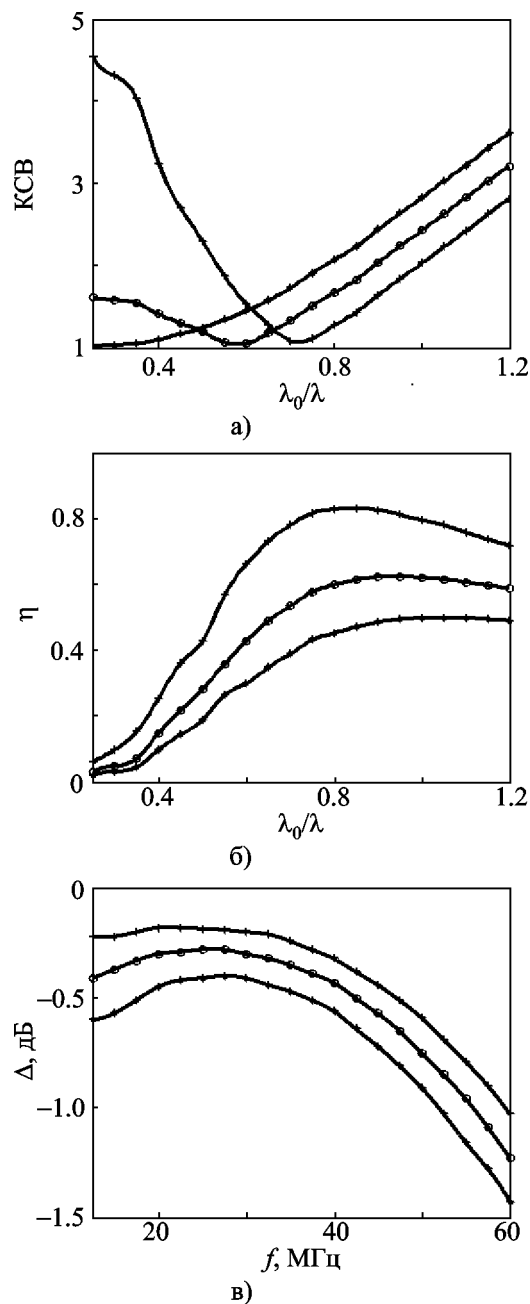


Рис. 2. Зависимость КСВ (а), КПД (б) вибратора от λ_0/λ и ухудшение чувствительности Δ (в) от частоты при $l = 0.25\lambda_0$, $\lambda_0 = 6$ м, $h = 0.4\lambda_{\min}$ и включении приведенных ко входу дополнительных сопротивлений 10, 30 и 50 Ом (верхняя, средняя и нижняя кривые соответственно) для 50-омного питающего фидера

3. Модель сверхширокополосного антенного элемента

В Радиоастрономическом институте НАН Украины накоплен значительный опыт создания коротких многополосных антенн высокой эффективности [22-26]. Разработанные в [23-26] короткие многополосные антенны имеют высокий КПД и предназначены для эффективной работы в приемо-передающем режиме. Они позволяют реализовать эффективную работу в ряде поддиапазонов, однако из-за использования резонансного режима, высокой добротности и отсутствия индивидуальной регулировки связи между парциальными колебательными системами не могут максимально расширить полосу пропускания частот поддиапазонов.

В [23] изложены принципы построения таких антенн и показано, что при нерезонансном режиме работы вибраторной цепи и низкой добротности достижимые рабочие полосы пропускания частот поддиапазонов при оптимальной связи между парциальными колебательными системами (состоящими из набора отрезков коаксиальной линии) в основном ограничиваются рассогласованием по активной составляющей входного импеданса и достаточны для реализации сплошной рабочей полосы частот.

Для ФАР радиотелескопа в диапазоне 10 ÷ 200 МГц в качестве базовой модели антенного элемента выберем симметричный многополосный горизонтальный вибратор с детерминированными потерями. Длина плеча вибратора $l \leq 0.3\lambda_{\min}$, высота подвеса над проводящим экраном $h \leq 0.4\lambda_{\min}$. Подчеркнем, что для таких вибраторов активная составляющая входного импеданса практически не зависит от диаметра плеча вибратора [4, 22] и при его выборе следует руководствоваться только соображениями механической прочности, стоимости и надежности.

Многополосность вибратора реализуется за счет разбиения плеча вибратора на отрезки коаксиальной линии с общим центральным проводником. Отрезки коаксиальной линии намного короче длины волны и представляют собой аperiodические контуры, импеданс ко-

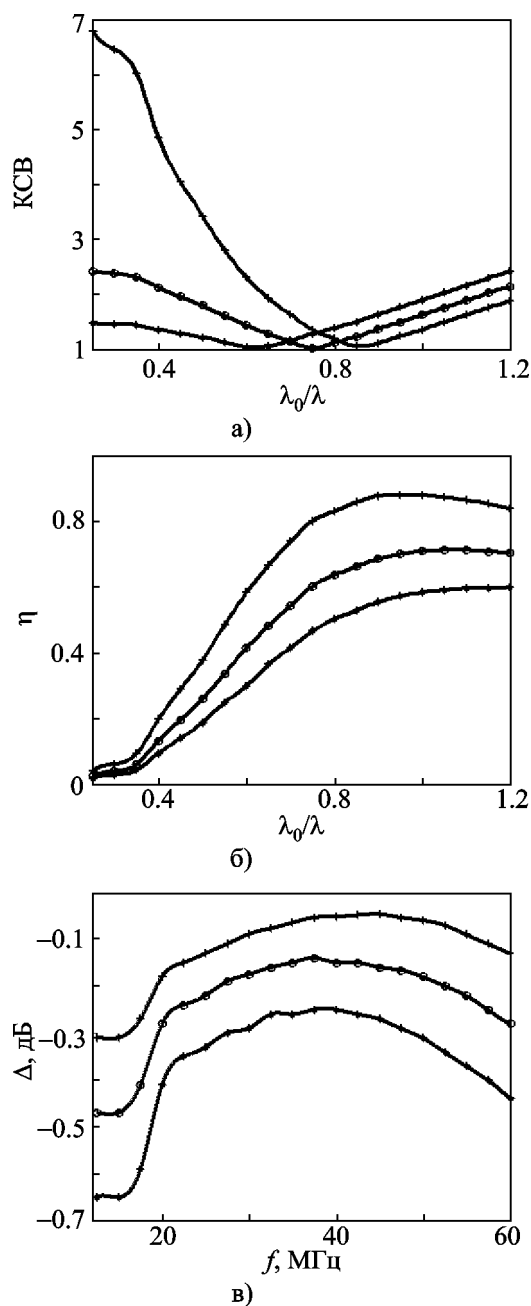


Рис. 3. Зависимость КСВ (а), КПД (б) вибратора от λ_0/λ и ухудшение чувствительности Δ (в) от частоты при $l = 0.25\lambda_0$, $\lambda_0 = 6$ м, $h = 0.4\lambda_{\min}$ и включении приведенных ко входу дополнительных сопротивлений 10, 30 и 50 Ом (верхняя, средняя и нижняя кривые соответственно) для 75-омного питающего фидера

торых имеет емкостной характер. Поэтому связь между ними емкостная и не зависит от частоты. При надлежащем выборе числа отрезков коаксиальной линии и введении дополнительных потерь можно реализовать рабочую полосу частот антенного элемента. Конструкция одного из возможных вариантов такой модели представлен на рис. 4. В ней цепи согласования вибратора с ВЧ трактом (первичная цепь) представлены коаксиальными линиями, нагруженными волновыми сопротивлениями W_n , и симметрирующим устройством СУ. Собственно плечо вибратора (вибраторная цепь) представлено наружными поверхностями n отрезков коаксиальной линии, соединенных между собой реактивным сопротивлением X_{ik} . Длина каждого плеча вибратора l равна

$$l = (n-1)\Delta l_1 + \Delta l_2 + \sum_{i=1}^n l_i,$$

где l_i – длина i -го отрезка, Δl_1 – зазоры между отрезками коаксиальной линии, $2\Delta l_2$ – зазор между плечами вибратора.

Плечи вибратора соединены между собой реактивным сопротивлением X_{uu} . Значения X_{ik} и X_{uu} выбираются из условия максимального подавления реактивной составляющей входного импеданса, а нагрузка и волновое сопротивление линии – из условия обеспечения необходимых потерь и требуемой связи между отрезками коаксиальных линий.

Так как X_{ik} являются одновременно элементами внешней и внутренней поверхности оплетки коаксиальной линии, то их значение должно

слабо влиять на параметры коаксиальной линии, что реализуется при $|X_{ik}| \ll W_n$.

При такой реализации коэффициент связи оплетки отрезка коаксиальной линии с центральным проводником близок к единице (см., например, [18]). Оценим коэффициент связи между двумя соседними отрезками коаксиальной линии с общим центральным проводником (рис. 4). Для определенности будем полагать, что плечо вибратора длиной $l = 0.25\lambda_0$ состоит из четырех одинаковых отрезков коаксиальной линии, заполненной диэлектриком с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon_r = 2.4$. Обозначим через r , R_0 и R радиусы внутреннего проводника линии, внешней и внутренней поверхности оплетки соответственно; l_1 , Δl_1 и Δl_2 – длина отрезка коаксиальной линии, зазор между отрезками и половина зазора между плечами вибратора. Будем полагать $l_1 = 0.06\lambda_0$, $\Delta l_1 = 0.001\lambda_0$, $\Delta l_2 = 0.007\lambda_0$, $r = 0.0015\lambda_0$, $R = 0.0017\lambda_0$, $R_0 = 0.0019\lambda_0$. Для таких отрезков реактивная составляющая импеданса аperiodического контура, образованного отрезком коаксиальной линии, носит емкостной характер и существенно больше активной составляющей, поэтому между отрезками коаксиальной линии реализуется емкостная связь. Коэффициент связи между такими двумя одинаковыми аperiodическими контурами K_{cs} не зависит от частоты и равен [18]

$$K_{cs} = C_{12}/(C_0 + C_{12}),$$

где C_0 – собственная емкость трубки длиной l_1 и радиусом R_0 , C_{12} – суммарная емкость связи между отрезками коаксиальной линии.

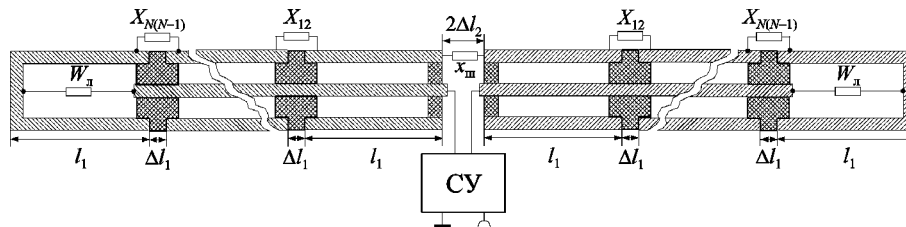


Рис. 4. Модель сверхширокополосного вибратора

Так как в нашем случае $l_1/R_0 > 20$, то собственную емкость такой трубки с точностью не хуже 1 % можно найти из соотношения [27]:

$$C_0 = 2\pi\epsilon l_1 [\ln(2l_1/R_0) - 1]^{-1} \times \left\{ 1 + (1 - \pi^2/12) / [\ln(2l_1/R_0) - 1]^2 \right\},$$

где ϵ – диэлектрическая проницаемость окружающей среды.

Емкостная связь состоит из емкостей двух цилиндрических конденсаторов, образованных отрезками коаксиальной линии, включенных последовательно, емкости связи между внешними поверхностями оплеток отрезков коаксиальной линии и дополнительной емкостью C_k , включаемой между отрезками коаксиальной линии.

Учитывая, что центральный проводник и диэлектрик, заполняющий коаксиальную линию, непрерывны вдоль плеча вибратора, а также что $l_1 \gg \Delta l_1$, емкость связи C_{12} можно найти из соотношения [27]:

$$C_{12} = \pi\epsilon_1 [l_1 + 0.34R/\ln(R/r)] + \pi\epsilon_2 l_1 / [\ln(l_1/R_0) - 1 + 2\Delta l_1/l_1] + C_k.$$

Здесь ϵ_1 и ϵ_2 – диэлектрические проницаемости среды внутри и вне коаксиальной линии.

Полагая $\epsilon_1/\epsilon_2 = 2.4$, $l_1 = 0.06\lambda_0$, $\Delta l_1 = 0.001\lambda_0$, $r = 0.0015\lambda_0$, $R = 0.0017\lambda_0$, $R_0 = 0.0019\lambda_0$, имеем:

$$C_0 = 0.0388\pi\epsilon_2\lambda_0, \\ C_{12} = 0.167\pi\epsilon_2\lambda_0 + C_k.$$

Видно, что при $C_k = 0$ коэффициент связи близок к 0.8 и растет с увеличением C_k , всегда оставаясь меньше единицы:

$$0.8 \leq K_{ce} < 1.$$

Так как эквивалентное реактивное сопротивление двух контуров

$$X_{oe} = X_1 - K_{ce}^2 X_2,$$

то при одинаковых X_1 и X_2 реактивная составляющая будет уменьшаться не более чем в три раза. Здесь X_1 и X_2 – реактивные составляющие импеданса одного и второго контуров соответственно. Для более глубокого подавления необходимо будет регулировать длины отрезков коаксиальной линии. Однако бесспорно, что имеется принципиальная возможность подавить реактивную составляющую до требуемого уровня.

Конкретные модели и их реальные параметры будут рассмотрены во второй части работы.

4. Заключение

В работе предложены и проанализированы принципы построения сверхширокополосных антенных элементов для низкочастотного радиотелескопа и описана модель одного из вариантов пассивного антенного элемента. Можно ожидать, что она удовлетворяет требованиям, предъявляемым к антенным элементам больших низкочастотных радиотелескопов. Для выравнивания активной составляющей входного импеданса вибратора в пределах рабочего диапазона частот в вибраторную цепь антенны вводятся необходимой величины дополнительные потери, а для подавления реактивной составляющей входного импеданса плечи вибратора выполняются из отрезков коаксиальной линии с общим внутренним проводником (собирающей линией). Отрезки коаксиальной линии образуют парциальные аperiодические контуры, связанные между собой сверхширокополосной оптимальной связью, необходимой для подавления реактивного сопротивления. Оценка параметров предложенной модели вибратора подтвердила способность ее эффективной работы, а стоимость вибратора может конкурировать со стоимостью активной антенны. Показано, что при реализации такого вибратора на базе отрезков коаксиальной линии можно обеспечить эффективную работу антенного элемента в диапазоне от 12.5 до 60 МГц при ухудшении чувствительности антенны не более чем на 0.5 дБ по сравнению с чувствительностью полуволнового вибратора.

Литература

1. Брауде С. Я., Мень А. В., Содин Л. Г. Радиотелескоп декаметрового диапазона волн УТР-2 // Антенны. – М.: Связь. – 1978. – Вып. 26. – С. 3-14.
2. Коноваленко А. А. Перспективы низкочастотной радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия. – 2005. – Т. 10, спец. выпуск. – С. S86-S114.
3. Содин Л. Г. Некоторые проблемы теории фазированных решеток, актуальные для радиоастрономии // Радиофизика и радиоастрономия. – 2005. – Т. 10, спец. выпуск. – С. S128-S142.
4. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ: Учебник для радиотехнических специальностей вузов. – М.: Высшая школа, 1988. – 432 с.
5. Иммореев И. Я., Синявин А. Н. Излучение сверхширокополосных сигналов. // Антенны. – М.: Связь. – 2001. – Вып. 1(47). – С. 8-16.
6. Кочержевский Г. Н. Антенно-фидерные устройства. – М.: Связь, 1972. – 472 с.
7. Пат. 2042991 С1 Россия, МКИ 6Н01 Q9/18. Антенна. / Б. В. Беклешов, В. А. Кундышев, О. Б. Миротворский; Войсковая часть 60130. – №5068306/09; Заявл. 13.10.92; Оpubл. 27.08.95; Бюл. № 24. – 5 с.
8. Антенна: А. с. 1626289 А1 СССР МКИ 5Н01 Q9/02, 5Н01 Q9/18. / В. Б. Ахмедов, Н. М. Корчевский, А. Ф. Зотов, Я. М. Фальдман и Е. А. Хаджиогло (СССР). – №4403690/09; 4472072/09; Заявл. 04.04.88; Оpubл. 07.02.91, Бюл. № 5. – 2 с.
9. Пат. 2058635 С1 Россия, МКИ 6Н01 Q9/00, Q9/18. Антенна. / В. Б. Ахмедов, Е. А. Хаджиогло; Конструкторское бюро “Связьморпроект”. – № 4803448.09; Заявл. 20.03.90; Оpubл. 20.04.96; Бюл. № 11. – 6 с.
10. Пат. 2046470 С1 Россия, МКИ 6Н01 Q9/18. Антенна. / В. Б. Ахмедов, Е. А. Хаджиогло, Н. М. Корчевский, В. Т. Бекусов; Конструкторское бюро “Связьморпроект”. – №5038196/09; Заявл. 15.08.91; Оpubл. 20.10.95; Бюл. № 29. – 7 с.
11. Антенна: А. с. 1601669 А1 СССР, МКИ 5Н01 Q9/02. / В. Б. Ахмедов, О. Б. Миротворский, Н. М. Корчевский (СССР). – №4286613/24-09; 4345120/24-09; Заявл. 20.07.87; Оpubл. 23.10.90, Бюл. № 39. – 2 с.
12. Антенна: А. с. 1735946 А1 СССР, МКИ 5Н01 Q9/02. / В. Б. Ахмедов, В. Т. Бекусов, Е. А. Хаджиогло (СССР). – №4738374/09; Заявл. 13.09.89; Оpubл. 23.05.92, Бюл. № 19. – 3 с.
13. Цыбаев Б. Г., Романов Б. С. Антенны-усилители. – М.: Сов. радио, 1980. – 240 с.
14. Цыбаев Б. Г. Развитие теории и техники активных антенн для решения задач навигации, посадки и управления воздушным движением самолетов // Радиотехника. – 1999. – №2. – С. 23-29.
15. Бульбин Ю. В., Буянов Ю. И., Головин А. Г., Логиш Н. Н. Влияние КПД вибратора на помехозащищенность приемной активной антенны // Электродинамика и распространение волн. Межвузовский тематический сборник. – Томск: Изд. Томского университета. – 1980. – Вып. 1. – С. 86-90.
16. Абринин Э. П., Брук Ю. М., Захаренко В. В., Коноваленко А. А. Структура и параметры новой системы антенного усиления радиотелескопа УТР-2 // Радиофизика и радиоастрономия. – 1997. – Т. 2, №1. – С. 95-102.
17. Сканирующие антенные системы СВЧ. Т. 2. / Перев. с англ. под ред. Г. Т. Маркова и А. Ф. Чаплина. – М.: Сов. Радио, 1969. – 496 с.
18. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг, С. П. Белоусов, Э. М. Журбенко и др. / Под ред. Г. З. Айзенберга. – М.: Радио и Связь, 1985. – 536 с.
19. Айзенберг Г. З. Коротковолновые антенны. – М.: Связьиздат, 1962. – 816 с.
20. Крымкин В. В. Спектр низкочастотного радиоизлучения фона // Изв. вузов. Радиофизика. – 1971. – Т. 14, №2. – С. 199-206.
21. Жук И. Н. Распределение радиояркости галактического фона в декаметровом диапазоне радиоволн // Изв. вузов. Радиофизика. – 1973. – Т. 16, №5. – С. 754-758.
22. Гридин А. А., Кочин В. Н., Нечаев Ю. Б., Провсирнин С. Л. Характеристики короткого вибратора, нагруженного на вершине тонким металлическим диском // Радиотехника и электроника. – 1994. – Вып. 8-9. – С. 1285-1293.
23. Бовкун В. П., Гридин А. А., Жук И. Н. Короткая многочастотная вибраторная антенна. 1. Принцип построения // Радиофизика и радиоастрономия. – 1999. – Т. 4, №4. – С. 299-310.
24. Пат. 1806429 А3 СССР, МПК 5Н01 Q9/42. Малогабаритная антенна. / В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук (Украина); Радиоастрономический институт АН Украины. – №4911586; Заявл. 03.01.91; Оpubл. 30.03.93; Бюл. № 12. – 3 с.
25. Пат. № 2220481 С2 Россия, МПК 7Н01 Q9/38. Многочастотная низкопрофильная антенна. / В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук (Украина); Радиоастрономический институт НАН Украины. – №2000112896/09 (013675); Заявл. 24.05.2000; Оpubл. 27.12.2003; Бюл. № 36. – 7 с.
26. Многочастотная малогабаритная антенна: А. с. 1705928 А1 СССР, МКИ 5Н01 Q9/42. Малогабаритная антенна. / В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук (Украина); Радиоастрономический институт АН Украины. – №4685222/09; Заявл. 25.04.89; Оpubл. 15.01.92, Бюл. № 2. – 9 с.
27. Иоссель Ю. Я., Качанов Э. С., Струнский М. Г. Расчет электрической емкости. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 288 с.

Надширокополосный антенный элемент низкочастотного радиотелескопа. 1. Принципы построения

**О. О. Коноваленко, И. М. Жук,
А. О. Гридин, В. П. Бовкун, И. М. Бубнов**

Обсуждаются требования к широкополосным антенным элементам радиотелескопа на частотах ниже 200 МГц, принципы построения та возможность согласования такого пассивного симметричного горизонтального вибратора с высокочастотным (ВЧ) трактом антенной решетки радиотелескопа. Показано, что, несмотря на риск изменения входного импеданса вибратора, удается за условий высокой температуры безвозвратно достичь его согласования с ВЧ трактом с коэффициентом стоячей волны не хуже 3 в диапазоне от 12.5 до 60 МГц с ухудшением чувствительности антенны в пределах этой полосы частот не больше чем на 0.5 дБ по сравнению с чувствительностью согласованной с ВЧ трактом полуволновой антенны без потерь. Достигается это благодаря включению последовательно с входным опором антенного элемента дополнительного аттенюатора. Это способствует выравниванию активной компоненты входного опоры антенного элемента в полосе частот от 12.5 до 60 МГц. В качестве плеча вибратора используются отрезки коаксиальной линии со общим центральным проводом, что обеспечивает в широком диапазоне частот значения коэффициента связи между отрезками линии (аперiodическими контурами) в пределах [0.8 1.0] та существенное уменьшение реактивной компоненты входного импеданса вибратора.

Super Broadband Antenna Element of a Low-Frequency Radio Telescope. 1. Construction Principles

**A. A. Konovalenko, I. N. Zhouck,
A. A. Gridin, V. P. Bovkoon,
and I. N. Bubnov**

The requirements to a super broadband antenna element of a radio telescope for frequencies lower than 200 MHz are discussed, as well as the construction principles and possibility for matching such a passive short horizontal dipole with a high frequency path of a radio telescope antenna array. It is shown that despite abrupt change of the input impedance of a dipole, it is possible to match it at high sky temperature with high frequency path if VSWR is no worse than 3 in the frequency band 12.5 ÷ 60 MHz with antenna sensitivity worsening less than by 0.5 dB in this band with respect to a half-wave lossless antenna matched with the high frequency path. This can be achieved due to an additional attenuator connected in series with the dipole input impedance that results in its active component matching within 12.5 to 60 MHz. The coaxial line lengths with the common central core are used as a dipole arm. This allows the coupling coefficient between coaxial line lengths (aperiodic circuits) in the interval [0.8 1.0] and essential rejection of the reactive component of the antenna element input impedance in the wide frequency range.