

ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ТРЕХЭЛЕМЕНТНОЙ КООКСИАЛЬНО-КОЛЛИНЕАРНОЙ АНТЕННЫ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ДЕЛИТЕЛЕМ ПИТАНИЯ

Предложена конструкция коаксиально-коллинеарной антенны с последовательным делителем питания, методика расчета диаграммы направленности и входного сопротивления на примере трехэлементной антенны. Представлены результаты теоретических исследований параметров трехэлементной структуры. Проанализированы возможности согласования и оптимизации диаграммы направленности антенны.

В мобильных системах связи для обеспечения надежной связи предъявляют жесткие требования к параметрам антенн базовых станций; к ее диаграммным свойствам, усилению и согласованию. В частности, антенна должна обладать суженой или косекансной формой диаграммой направленности в угломестной плоскости и изотропной диаграммой направленности в азимутальной плоскости. Коэффициент усиления должен быть как можно большим при минимальном числе излучающих элементов. Поставленным требованиям в той или иной мере удовлетворяют симметричные и несимметричные вертикальные вибраторы или синфазные антенные решетки из вибраторов. Однако проводящие элементы в схеме питания решетки влияют на поле ее излучения, и как следствие, существенно искажают характеристики излучения.

Перспективными направлениями, на наш взгляд, являются решения, в которых схема питания размещена внутри полостей излучающей конструкции. Такую возможность предоставляют коаксиально-коллинеарные антенны [1,2]. Элементы схемы питания этих антенн не вносят искажения в диаграммные свойства, их структура предполагает наличие сколь угодно большого числа элементов, а значит высокий коэффициент усиления. Способ построения коаксиально-коллинеарных структур дает возможность разрабатывать множество различных конструктивных решений. Так, [1] конструкция антенны представляет собой два симметричных плеча, которые состоят из набора полуволновых отрезков, соединенных коллинеарно для синфазного возбуждения антенны. Внутренний проводник одного коаксиала соединен с внешним проводником последующего и наоборот. Данная конструкция предлагалась применительно к метровым волнам. В [2] коаксиально-коллинеарная конструкция антенны предлагается уже для использования в системах мобильной связи. Она представляет собой несимметричную структуру из полуволновых отрезков коаксиала, соединена с экраном. Предложенные конструкции обладают рядом существенных недостатков: узкополосность, фиксированная длина излучающих элементов, спадающее неоптимальное распределение амплитуд возбуждения элементов. По этой причине ранее нами [3] была предложена конструкция коаксиально-коллинеарной антенны, питающая схема которой представляет собой последовательный делитель, обеспечивающий синфазное равноамплитудное возбуждение излучающих элементов.

Таким образом, целью настоящей работы является теоретический анализ входного сопротивления и характеристик излучения коаксиально-коллинеарных антенн с последовательным делителем питания.

Последовательный делитель питания образуется путем “вложения” друг в друга коаксиальных отрезков. Центральный проводник первого малого коаксиала соединен со стержнем, имеющим такой же диаметр, что и внешний проводник первого коаксиала. Этот проводник и стержень заключены в трубу, которая образует внешний проводник второго коаксиала. Противофазные волны, распространяющиеся внутри второго коаксиала, возбуждают кольцевые щели, закороченные на дальних краях поршнями. Под воздействием ЭДС щелей волны распространяются ко внешним щелям в последующем коаксиале или же, в случае конечного внешнего проводника антенны, на нем возникают продольные электрические токи, т.е. отрезки внешнего проводника между возбуждающими щелями являются излучающими элементами антенны. Таким образом, обеспечивается равномерное синфазное возбуждение элементов независимо от их длины и места расположения щелей. Для структуры из n ступеней обеспечивается возбуждение 2^n щелей, а сама конструкция имеет $N=2^n+1$ излучающих элементов. На рисунке 1 изображена одна ступень делителя для трехэлементной структуры с двумя щелями.

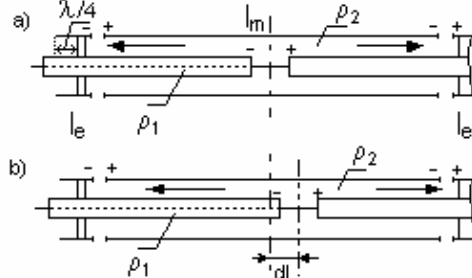


Рисунок 1 – Схема трехэлементной антенны

Благодаря внутреннему расположению питающих элементов коаксиально-коллинеарная конструкция имеет большое число степеней свободы для согласования и оптимизации диаграммы направленности. Так, подбирая положение короткозамыкающих поршней внутри периферийных элементов, которые предотвращают излучение с торцевых концов антенны, можно скомпенсировать реактивную составляющую входного сопротивления щелей. Кроме того, внутри каждого коаксиального отрезка конструкции можно расположить трансформатор,

согласующий активную составляющую входного сопротивления

Важным преимуществом конструкции последовательного питающего делителя является возможность смещения фазового центра возбуждения элементов, как показано на рисунке 1,б. Смещение фазового центра может привести к желательному наклону максимума главного лепестка диаграммы направленности, поскольку использование антенны с диаграммой направленности, наклоненной к земле, позволит уменьшить потери передатчика на излучение в верхнее полупространство. Для трехэлементной структуры показанной на рисунке 1,б, перемещение разрыва первого коаксиала относительно центра на величину dl приводит к появлению сдвига фаз между амплитудами возбуждения щелей $\Delta\phi = k \cdot dl$, где k – волновое число.

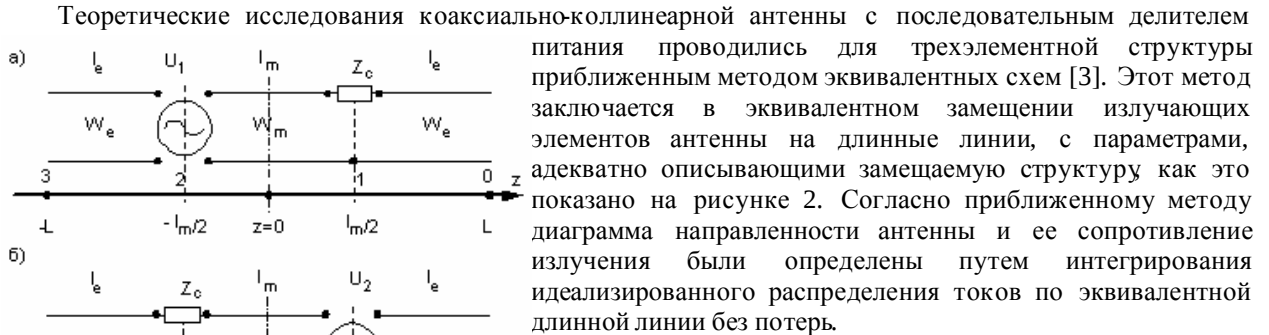


Рисунок 2 – Эквивалентная схема трехэлементной антенны

Входное сопротивление антенны находилось как входное сопротивление разомкнутой на конце длинной линии с потерями. Постоянная затухания эквивалентной длинной линии с потерями определялась через распределенное вдоль линии сопротивление излучения.

Для нахождения приближенного распределения тока конструкция антенны была представлена в виде пространственно-совмещенных эквивалентных длинных линий с одной возбуждающей и одной пассивной щелью, которая представляла собой эквивалентное сопротивление $Z_1 = Z_2 = Z_s = W_e + W_m$, как показано на рисунке 2. В этом случае, полное распределение тока по антенне является суперпозицией распределений токов по каждой эквивалентной длинной линии в отдельности. Волновые сопротивления длинных линий без учета потерь равны

$$W_{e,m} = 120 \left[\ln \left(l_{e,m} / a \right) - 1 \right].$$

Как известно, приближенное распределение тока по длинной линии описывается телеграфными уравнениями

$$\begin{cases} i(z) = I_s \cos[k(z - z_s)] + \frac{U_s}{Z_s} \sin[k(z - z_s)], \\ u(z) = I_s Z_s \sin[k(z - z_s)] + U_s \cos[k(z - z_s)], \end{cases}$$

где a – радиус плеча вибратора; z_s – сечение линии, в котором известны ток I_s и напряжение U_s ; z – координата, отсчитываемая к генератору.

Для упрощения вычислений эквивалентная схема может быть разбита на отрезки 0-1, 1-2, 2-3, в которых могут быть найдены отдельные токи и напряжения. Для эквивалентной схемы, изображенной на рисунке 2,а, на отрезке 0-1 ($l_m/2 \dots L$) распределение тока имеет вид:

$$\begin{cases} I_{01}^1(z) = -j \frac{U_0}{W_e} \cdot \sin[k(L - z)], \\ U_{01}^1(z) = U_0 \cdot \cos[k(L - z)]. \end{cases}$$

Для упрощения выкладок предполагается, что ток в пучности отрезка 0-1 равен единице, т.е. $I_{01} = -j \cdot (U_0 / W_e) = 1$, тогда

$$\begin{cases} I_{01}^1(z) = \sin[k \cdot (L - z)], \\ U_{01}^1(z) = j \cdot W_e \cdot \cos[k \cdot (L - z)]. \end{cases} \quad (1)$$

На сопротивлении пассивной щели между отрезками 0-1 и 1-2 напряжение претерпевает скачок на величину $Z_s \cdot I_{01}^1(L - l_e)$, ток – непрерывен. Распределение тока на отрезке 1-2 ($-l_m/2 \dots l_m/2$) запишется как

$$I_{12}^1(z) = I_{01}^1 \left(\frac{l_m}{2} \right) \cdot \cos \left[k \cdot \left(\frac{l_m}{2} - z \right) \right] - j \cdot \frac{U_{01}^1 \left(\frac{l_m}{2} \right) + Z_s \cdot I_{01}^1(L - l_e)}{W_m} \cdot \sin \left[k \cdot \left(\frac{l_m}{2} - z \right) \right]. \quad (2)$$

Как видно из рисунка 2,а, отрезок 2-3 $(-L \dots -l_m/2)$ является конечным элементом излучения, распределение тока на краю отрезка обращается в ноль, в точке питания оно непрерывно. Для равенства амплитуд токов в точке питания в распределение токов отрезка 2-3 был введен множитель

$$I_{12}^1(-\frac{l_m}{2}) / \sin[k \cdot l_e].$$

Тогда распределение тока на отрезке 2-3 имеет вид:

$$I_{23}^1(z) = \frac{I_{12}^1(-\frac{l_m}{2})}{\sin[k \cdot l_e]} \cdot \sin[k \cdot (L + z)]. \quad (3)$$

Таким образом, суммируя выражения (1) – (3), получаем распределение тока по эквивалентной длинной линии с парциально возбужденной первой щелью:

$$I_1(z) = \begin{cases} I_{01}^1(z), & \text{если } l_m/2 \leq z \leq L; \\ I_{12}^1(z), & \text{если } -l_m/2 < z < l_m/2; \\ I_{23}^1(z), & \text{если } -L \leq z \leq -l_m/2. \end{cases} \quad (4)$$

Аналогичным образом можно получить распределение тока для парциального возбуждения второй щели, исследуя эквивалентную структуру с другого края и учитывая, что ток в пучности отрезка 2-3 приобретает фазовый сдвиг относительно тока в пучности при парциальном возбуждении первой щели,

$$I_{\Pi} = j \cdot \frac{U_0}{W_e} \cdot e^{-j \cdot \Delta \Phi} = 1 \cdot e^{-j \cdot \Delta \Phi}.$$

Распределение тока и напряжения на отрезке 2-3 запишется как

$$\begin{cases} I_{23}^2(z) = I_{\Pi} \cdot \sin[k \cdot (L + z)] \\ U_{23}^2(z) = -j \cdot I_{\Pi} \cdot W_e \cdot \cos[k \cdot (L + z)]. \end{cases}.$$

Распределение тока на отрезке 1-2 с учетом скачка на сопротивлении щели равно

$$I_{12}^2(z) = I_{23}^2(-\frac{l_m}{2}) \cdot \cos[k(\frac{l_m}{2} + z)] + j \frac{U_{23}^2(-\frac{l_m}{2}) + I_{\Pi} \cdot Z_s \cdot \sin[k \cdot (L + z)]}{W_m} \sin[k(\frac{l_m}{2} + z)].$$

Распределение тока на отрезке 0-1 с учетом равенства амплитуд в точке питания и нуля тока на конце элемента имеет вид:

$$I_{01}^2(z) = \frac{I_{12}^2(l_m/2)}{\sin[k \cdot l_e]} \cdot \sin[k \cdot (L - z)].$$

Таким образом, распределение тока по эквивалентной длинной линии с парциально возбужденной второй щелью имеет вид:

$$I_2(z) = \begin{cases} I_{01}^2(z), & \text{если } l_m/2 \leq z \leq L; \\ I_{12}^2(z), & \text{если } -l_m/2 < z < l_m/2; \\ I_{23}^2(z), & \text{если } -L \leq z \leq -l_m/2. \end{cases} \quad (5)$$

Полное идеализированное распределение тока по трехэлементной структуре со смещением фазового центра возбуждения щелей определяется суммой выражений (4) и (5), т.е. $I(z) = I_1(z) + I_2(z)$.

Как уже было сказано выше, характеристики поля излучения трехэлементной антенны могут быть найдены путем интегрирования идеализированного распределения токов. Диаграмма направленности антенны определяется по формуле

$$F(\theta) = \left| \sin \theta \cdot \int_{-l}^l I_z(z) e^{i \beta \cdot z \cdot \cos \theta} dz \right|.$$

Сопротивление излучения может быть найдено методом Пойнтинга, интегрируя мощность излучения по сфере определенного радиуса:

$$R_{\Sigma a} = \frac{2P_{\Sigma}}{|I_{\Pi}|^2} = \frac{1}{120\pi |I_{\Pi}|^2} \cdot \int_0^{2\pi} \int_0^{\pi} |F(\theta)|^2 \cdot R^2 \cdot \cos \theta d\theta d\varphi. \quad (6)$$

Поскольку диаграмма направленности коаксиально-коллинеарной антенны изотропная в азимутальной плоскости, то выражение (6) можно представить в следующем виде:

$$R_{\Sigma a} = \frac{R^2}{60} \cdot \int_0^{\pi} |F(\theta)|^2 \cdot \cos \theta d\theta.$$

Исходя из условия равенства суммарных потерь и мощности излучения, можно определить погонное сопротивление R_l и таким образом эквивалентный коэффициент затухания $\alpha = R_l/W$:

$$R_1 = \frac{R_{\Sigma a}}{\int_{-l}^l I_z^2(z) dz} \approx \frac{R_{\Sigma a}}{l \left[(1 - \sin(2\gamma k l)) / (2\gamma k l) \right]},$$

где z - поправочный множитель фазы, определяемый по экспериментальным данным [4].

Как уже было сказано выше, при определении входного сопротивления щелей необходимо уточнить эквивалентную схему излучающей структуры, используя модель длинных линий с потерями [4]. Комплексная постоянная распространения $\gamma = \beta + j\alpha$ в этом случае должна быть найдена для l_e и l_m элементов. Для этого отдельно было определено погонное сопротивление потерь для l_e и l_m излучающего элемента. Комплексное волновое сопротивление может быть определено по формуле

$$Z_{ce,m} = W_{e,m} \left(1 - j \frac{\beta_{e,m}}{k} \right).$$

На рисунке 3 изображена эквивалентная схема замещения излучающей структуры трехэлементной антенны. Штриховой линией обозначен введенный гипотетический экран, позволяющий разрешить неопределенность при решении методом эквивалентных схем [4] несимметричных структур. Таким образом, волновое сопротивление каждого элемента необходимо уменьшить вдвое

$$W_{e,m} = 60 \left[\ln(l_{e,m}/a) - 1 \right].$$

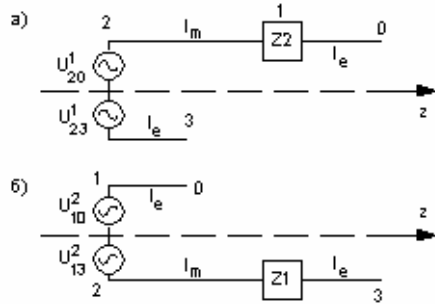


Рисунок 3 – Эквивалентная схема для расчета входного сопротивления

Питающее напряжение щели разделяется на два парциальных напряжения $U^2 = U_{10}^2 + U_{13}^2$ ($U^1 = U_{20}^1 + U_{23}^1$). Соотношения между амплитудами составляют

$$U_{10}^2 = U^2 \frac{Z_{ce}}{Z_{ce} + Z_{cm}} = U_{13}^2.$$

Входные сопротивления щелей в случае согласования излучающих элементов с питающей схемой равны. Для схемы рисунка 3,б входное сопротивление щели можно найти из формулы

$$Z_{BX} = \frac{U_1 + KI_{10}Z1}{I_{10} + KI_{10}} = \frac{U_{10} + KU_{13}}{1 + K} + \frac{K}{K + 1} Z1, \quad (7)$$

где $K = I_{n2}/I_{n1}$ – коэффициент отношения токов в пучности при возбуждении второй щели.

Для определения коэффициента отношения токов необходимо найти соотношения для токов отрезков 0-1, 1-3. Ток по эквивалентным длинным линиям с потерями записывается через телеграфные уравнения с гиперболическими синусами и косинусами. Амплитуда тока и напряжения в точке питания 1 со стороны плеча 1-3 и 1-0 равна

$$\begin{cases} I_{13} = I_{n2} \text{sh}(\gamma_e l_e) \text{ch}(\gamma_m l_m) + \frac{I_{n2} Z_{ce} \cdot \text{ch}(\gamma_e l_e) + Z1 \cdot I_{n2} \text{sh}(\gamma_e l_e)}{Z_{cm}} \text{sh}(\gamma_m l_m), \\ U_{13} = I_{n2} Z_{ce} \cdot \text{ch}(\gamma_e l_e) \text{ch}(\gamma_m l_m) + I_{n2} Z_{cm} \cdot \text{sh}(\gamma_e l_e) \text{sh}(\gamma_m l_m) \end{cases} \quad (8)$$

$$\begin{cases} I_{10} = I_{n1} \text{sh}(\gamma_e l_e) \\ U_{10} = I_{n1} Z_{ce} \text{ch}(\gamma_e l_e) \end{cases} \quad (9)$$

Тогда коэффициент отношения токов определится как

$$K = \frac{I_{10}}{I_{13}} = \frac{1}{\text{ch}(\gamma_m l_m) + \frac{\text{sh}(\gamma_m l_m)}{Z_{cm}} (Z_{ce} \cdot \text{cth}(\gamma_e l_e) + Z1)}.$$

Подставив в формулу для входного сопротивления щели (7) выражения (8) и (9), получим:

$$Z_{BX} = Z_{ce} \text{cth}(\gamma_e l_e) \frac{1 + K \cdot \text{ch}(\gamma_m l_m)}{1 + K} + \frac{K}{1 + K} [Z1 \cdot (\text{ch}(\gamma_m l_m) + 1) + Z_{cm} \text{sh}(\gamma_m l_m)].$$

Входное сопротивление антенны может быть найдено из известных сопротивлений щелей и характеристических сопротивлений коаксиалов. Полагая второй коаксиал в виде линии, нагруженной на удвоенное входное сопротивление щели, получаем входное сопротивление второго коаксиала:

$$Z_{BX2\text{коак}} = \rho_2 \cdot \frac{2Z1 + j\rho_2 \cdot \text{tg}(k \cdot l_m/2)}{\rho_2 + j2Z1 \cdot \text{tg}(k \cdot l_m/2)}.$$

Полагая пространство первого коаксиала линией, нагруженной на входное сопротивление второго коаксиала, получаем входное сопротивление всей антенны:

$$Z_{BXa} = \rho_1 \cdot \frac{Z_{BX2\text{коак}} + j \cdot \rho_1 \cdot \text{tg}[k \cdot (l_e + l_m/2)]}{\rho_1 + j \cdot Z_{BX2\text{коак}} \cdot \text{tg}[k \cdot (l_e + l_m/2)]}.$$

В ходе исследования коаксиально-коллинеарной конструкции с последовательным делителем питания был разработан макет трехэлементной антенны для работы на частоте 420 МГц, волновыми сопротивлениями $\rho_1 = 53$ Ом, $\rho_2 = 72$ Ом, длины излучающих элементов составляли $l_m = l_e = 44$ см. Были проведены экспериментальные исследования диаграммных свойств и входного сопротивления антенны. Для исследования характеристик несинфазной антенны, был реализован макет с параметрами $l_m = 40$ см, $l_e = 38$ см на частоте 500 МГц. Величина сдвига разрыва первого коаксиала составляла $\Delta l = 2$ см. Результаты исследований диаграммы направленности со сдвигом фаз показывают, что на исследуемой частоте теоретический угол сдвига максимума близок к экспериментальному значению (около 9°).

При сравнении полученных экспериментальных и теоретических результатов был сделан вывод, что методика расчета входных характеристик и излучающих свойств достаточно точна, зависимости диаграмм направленности с учетом погрешности измерения близки.

Таким образом, проведен анализ входного сопротивления и характеристик излучения коаксиально-коллинеарной антенны с последовательным делителем питания на основе известного приближенного метода эквивалентных схем. Близость экспериментальных и теоретических результатов подтверждает справедливость выбранного метода расчета.

Перспективами дальнейшего исследования в данном направлении является разработка метода расчета параметров n -элементной коаксиально-коллинеарной антенны, а также исследование альтернативных конструкций антенн этого типа.

Библиографический список

1. Balsley B.B. A portable coaxial collinear antenna / B.B. Balsley, W.L. Ecklund // IEEE Trans. on Antennas and Propag. — 1972. — V.20. — № 8. — P. 513 – 516.
2. Kiang J-F. Analysis of Linear Coaxial Antennas / J-F. Kiang // IEEE Trans. on Antennas and Propag. — 1998. — V.46. — № 5. — P. 636 – 642.
3. Мишустин Б.А. Оптимизация характеристик излучения коаксиальных коллинеарных антенн с последовательными делителями питания / Б.А. Мишустин, Е.А. Редькина, В.Г. Слезкин // СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии: Материалы конф. 12-я междунар. конф. КрыМиКо-2002, Севастополь, 12 сент., 2002 г. — Севастополь, 2002. — С. 347 – 348.
4. Слезкин В.Г. Приближенный метод расчета входного сопротивления вибраторных антенн с различной конфигурацией плеч / В.Г. Слезкин, Е.А. Редькина // Вестн. СевГУ. Сер. Информатика, электроника, связь: Сб. науч. тр. — Севастополь, 2004. — Вып. 60. — С. 131 – 139.

Поступила в редакцию 04.03.2005 г.