

Короткая многочастотная вибраторная антенна.

I. Принципы построения

В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук

*Радиоастрономический институт НАН Украины,
Украина, 61002, г. Харьков, ул. Краснознаменная, 4
rai@ira.kharkov.ua*

Статья поступила в редакцию 16 октября 2000 г.

Приведены принципы построения коротких многочастотных вибраторных антенн с высоким КПД. Определены требования к вибратору и элементам согласующего устройства. Рассмотрены особенности построения антенн в двух вариантах с многорезонансной и нерезонансной вибраторными цепями и двумя видами связи генератора с вибратором – индуктивной и емкостной. При многорезонансном режиме работы вибраторной цепи относительная ширина полосы частот поддиапазонов антенны составляет несколько сотых и слабо зависит от вида связи. Более широкая полоса достигается при нерезонансной вибраторной цепи и индуктивной связи между входной и вибраторной цепями, если частоты поддиапазонов антенны превышают резонансную частоту вибраторной цепи в $1.3 \div 1.6$ раза.

Наведено принципи побудови коротких багаточастотних вібраторних антен з високим ККД. Визначено вимоги до вібратора та елементів узгоджувачого пристрою. Розглянуто особливості побудови антен у двох варіантах з багаторезонансним і нерезонансним вібраторними колами та двома видами зв'язку генератора з вібратором – індуктивним та електроємнісним. При багаторезонансному режимі роботи вібраторного кола відносна ширина смуги частот піддіапазонів антени становить кілька сотих і слабо залежить від виду зв'язку. Більш широка смуга досягається при нерезонансному вібраторному колі та індуктивним зв'язком між входним та вібраторним колами, якщо частоти піддіапазонів антени перевищують резонансну частоту вібраторного кола в $1.3 \div 1.6$ рази.

Введение

Проблеме разработки малогабаритных антенн уделяется большое внимание. Их применение позволяет решать задачи миниатюризации радиоэлектронной аппаратуры в целом и прижатия максимума диаграммы направленности несимметричных вертикальных вибраторов к горизонтальной плоскости при ограниченных размерах противовесов. Среди различных типов таких антенн важное место занимают короткие вибраторные антенны, длина плеча которых $l \leq 0.1\lambda$, где λ – рабочая длина волны. При разработке та-

ких антенн основное внимание уделяют реализации максимально возможного КПД в требуемой полосе пропускания [1, 2]. Особенно трудно его реализовать для вибраторов с $l \leq 0.05\lambda$ из-за большой величины реактивной составляющей входного сопротивления и крайне низкого сопротивления излучения, значение которого составляет единицы или даже доли Ом.

Во многих случаях требуются короткие многочастотные вибраторные антенны, способные эффективно работать одновременно в нескольких частотных поддиапазонах без перестройки. В настоящей работе обобщен опыт

разработки таких антенн [3, 4, 5] в Радиоастрономическом институте НАН Украины.

Известны короткие вибраторные антенны двух видов, включающие:

- специальное согласующее устройство, обеспечивающее компенсацию большой реактивной составляющей и трансформацию малой активной составляющей входного сопротивления обычного электрически короткого вибратора;

- сложный короткий вибратор, в котором приняты меры к повышению активной и уменьшению реактивной составляющих входного сопротивления, и согласующее устройство.

Примерами первого типа коротких вибраторных антенн являются антенны, в которых применены перестраиваемые [1, 6] или широкополосные [7, 8] согласующие устройства и обычные вибраторы длиной около 0.1λ .

Повысить активную и уменьшить реактивную составляющие входного сопротивления в сложных коротких вибраторах позволяет включение на их вершине или в рассечки (см., например, [9-14]) реактивных или комплексных нагрузок. Эта же задача решается с помощью малогабаритных сложных вибраторных антенн [15-17]. Они состоят из нескольких параллельных близко расположенных коротких вибраторов, соединенных определенным образом, и отличаются способом выполнения и системой запитки. В качестве таких вибраторов применяют обычные короткие вибраторы (например, антенна Александерсена [15]), частично экранированные рамки [16] или отрезки линий передачи [17]. Основная сложность при создании таких антенн – обеспечить малые потери и синфазное распределение токов вибраторов. При равенстве и синфазности токов результирующие сопротивления излучения

$R_{\Pi} = m^2 R_{\text{и}}$ и потерь $R_{\Pi} = m R_{\text{п}}$ зависят от количества вибраторов m , сопротивлений их излучения $R_{\text{и}}$ и потерь $R_{\text{п}}$. Наиболее высокое значение КПД среди этих антенн может быть реализовано в антеннах типа Александерсена [15]. Это обусловлено увеличением действующей высоты входящих в антенну вибраторов

за счет общей емкостной нагрузки и возможностью обеспечить синфазное распределение токов на вибраторах благодаря регулируемым индуктивностям, включенным в каждый из них. В малогабаритной антенне [16], выполненной на основе последовательно соединенных частично экранированных рамок, излучающие вибраторы с синфазными токами чередуются с экранированными частями рамок, наличие которых приводит к увеличению сопротивления потерь. В третьем виде сложных вибраторных антенн [17] центральный провод и наружная оплетка каждого последующего и предыдущего отрезков линии передачи соединяются перекрестно. В качестве вибраторов выступает внешняя поверхность оплеток отрезков линии передачи. КПД каждого из этих вибраторов очень низкий, что связано с потерями в системе запитки и внешней оплетке линии передачи. В последних двух видах антенн суммарная длина излучающих вибраторов составляет около четверти длины волны. Недостатки, присущие каждой из антенн, не позволяют реализовать максимально достижимое значение КПД. Естественно, рабочие частоты коротких вибраторов с реактивными нагрузками и сложных вибраторных антенн можно регулировать, изменяя параметры нагрузок или количество и размеры вибраторов. Известные антенны работают только в одном частотном поддиапазоне, и переход на другой поддиапазон осуществляется путем переключения элементов.

Настоящая статья посвящена коротким вибраторным антеннам, способным эффективно работать одновременно в нескольких частотных поддиапазонах. Рассматриваются принципы построения коротких многочастотных вибраторных антенн, состоящих из согласующего устройства и излучателя, в качестве которого выступает вибратор с длиной плеч меньше 0.1λ . Приведены:

- факторы, влияющие на КПД антенны, и требования к вибраторам высокоэффективных коротких вибраторных антенн;

- два варианта реализации антенны: с многорезонансной и нерезонансной вибраторной цепью при индуктивной и емкостной связях входной и вибраторной цепей антенны;

– соотношения для выбора реактивных элементов согласующего устройства и параметров антенны в целом;

– анализ влияния рассогласования антенны с генератором, обусловленного активной и реактивной составляющими входного сопротивления антенны, на достижимую полосу пропускания частотного поддиапазона для двух вариантов реализации антенны.

Результаты экспериментальных исследований многочастотных коротких вибраторных антенн и их элементов будут опубликованы в последующих работах.

Эквивалентная схема и основные соотношения для короткой вибраторной антенны

Принципы построения многочастотных коротких вибраторных антенн будем формулировать исходя из анализа эквивалентной схемы антенны в общем виде. Антенна представляется эквивалентной цепью с распределенными или сосредоточенными параметрами, которые подбираются так, чтобы входное сопротивление цепи наилучшим образом аппроксимировало входное сопротивление антенны в нужной полосе частот.

Эквивалентная схема антенны в общем виде [10, 18] представлена на рис. 1. Вибратор с входным сопротивлением $Z_a = R_a + jX_a$ подключен к генератору, имеющему ЭДС E и внутреннее сопротивление R_i , через согласующее устройство, выделенное штриховыми линиями. Для реализации многочастотных

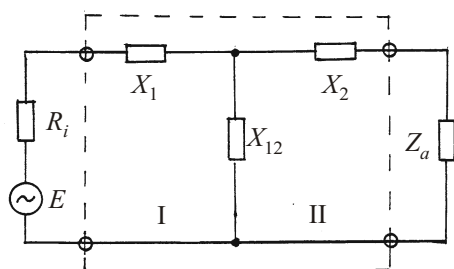


Рис. 1. Эквивалентная схема антенны

антенн высокой эффективности согласующее устройство должно обеспечивать на рабочих частотах согласование внутреннего сопротивления генератора с входным сопротивлением вибратора и, как и вибратор, иметь высокий КПД. Таким устройством может быть четырехполосник из реактивных элементов, который совместно с входным сопротивлением вибратора должен представлять многорезонансную систему. Согласующий четырехполосник имеет реактивные сопротивления X_1 ,

X_2 и взаимное сопротивление X_{12} , которые совместно с входным сопротивлением вибратора образуют два связанных контура (входная I и вибраторная II цепи). Реактивные сопротивления контуров соответственно равны $X_{T_1} = X_1 + X_{12}$ и $X_{T_2} = X_2 + X_a + X_{12}$.

На КПД антенны η_A влияют потери в согласующем устройстве и вибраторе, а также рассогласование входа антенны с внутренним сопротивлением генератора. Представим η_A в виде $\eta_A = \eta_1 \eta_2 \eta_3$. Первый множитель η_1 учитывает влияние на КПД антенны рассогласования ее входа. Второй множитель η_2 учитывает потери, обусловленные неидеальностью элементов согласующего устройства, основной вклад в которые вносят элементы вибраторной цепи, так как сопротивление излучения вибратора мало. Во входной цепи антенны реализация условия $R_i \ll R_i$ обычно не встречает принципиальных трудностей. Здесь R_i – сопротивление потерь, обусловленных неидеальностью элементов входной цепи. Составляющая η_2 может быть оценена только для конкретной реализации согласующего устройства. С целью минимизации потерь реактивности вибратора могут использоваться в качестве элементов согласующего устройства. В настоящей статье эту составляющую КПД антенны рассматривать не будем, полагая согласующее устройство идеальным. η_2 будет оценена в последующих публикациях, посвященных экспериментальным исследова-

дованиям конкретных реализаций коротких многочастотных вибраторных антенн. Третий множитель η_3 представляет КПД вибратора. Его можно определить, полагая, что плотность тока равномерно распределена по периметру сечения вибратора на глубине скин-слоя. В этом случае КПД короткого вибратора можно оценить из выражения [18, 19]:

$$\eta_3 = \frac{1}{1 + q\lambda^{3/2} P^{-1} l^{-1} (\mu_r/g)^{1/2}}, \quad (1)$$

где P – периметр сечения вибратора; g и μ_r – удельная проводимость и относительная магнитная проницаемость материала вибратора; q – коэффициент, зависящий от формы распределения тока по вибратору: $q = 2.2 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}^{-1/2}$ при равномерном и $q = 2.9 \cdot 10^{-2} \text{ Ом}^{-1/2}$ при синусоидальном распределении тока как для симметричных, так и несимметричных излучателей.

Исходя из (1), можно сформулировать требования к коротким вибраторам высокоэффективных многочастотных антенн. Короткие вибраторы с КПД $\eta_3 \geq 0.99$ и длиной плеч меньше 0.1λ , изготовленные из материалов с высокой проводимостью (медь, латунь, алюминий), для которых $\mu_r = 1$ и $g \geq 3 \cdot 10^7 \text{ Ом}^{-1} \cdot \text{м}^{-1}$, должны удовлетворять условиям: $Pl\lambda^{-3/2} \geq 5.3 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{1/2}$ для синусоидального или $Pl\lambda^{-3/2} \geq 4 \cdot 10^{-4} \text{ м}^{1/2}$ для равномерного распределений тока. На основании этих требований при длине плеча вибратора меньше 0.05λ периметр его сечения должен быть сравним с его длиной.

Для вибраторов с малыми потерями активная составляющая входного сопротивления вибратора имеет квадратичную зависимость от частоты:

$$R_a = R_{ис} (\omega/\omega_c)^2, \quad (2)$$

где $R_{ис}$ – сопротивление излучения вибратора на частоте ω_c , отнесенное к току в точке питания.

Рассмотрим принципиальные возможности реализации максимального значения составляющей КПД антенны η_1 , обусловленной рассогласованием входного сопротивления антенны с внутренним сопротивлением генератора.

Входное сопротивление антенны можно представить в виде:

$$Z_{вх} = n^2 R_a + j(X_{T_1} - n^2 X_{T_2}), \quad (3)$$

где n – коэффициент трансформации. Он определяется взаимным сопротивлением и параметрами вибраторной цепи:

$$n = |X_{12}/(R_a + jX_{T_2})|. \quad (4)$$

В выражении (3) знак минус перед реактивной составляющей $n^2 X_{T_2}$ обусловлен тем, что реактивное сопротивление вибраторной цепи трансформируется во входную цепь антенны с противоположным знаком.

Для согласования антенны с генератором необходимо обеспечить оптимальный коэффициент трансформации и равенство нулю реактивной составляющей входного сопротивления антенны, т. е. выполнить условия:

$$X_{T_1} - n_{опт}^2 X_{T_2} = 0, \quad n_{опт}^2 = R_i/R_a, \quad (5)$$

где $n_{опт}$ – оптимальное значение коэффициента трансформации.

Из (2) и (5) следует, что идеальное согласующее устройство должно обеспечивать зависимость коэффициента трансформации от частоты в виде:

$$n_{опт}(\omega) = n_{опт_c} \omega_c/\omega, \quad (6)$$

где $n_{опт_c}$ – оптимальный коэффициент трансформации на частоте ω_c .

Поскольку для коротких вибраторов $R_a \ll R_i$, для реализации оптимального коэффициента трансформации необходимо, как следует из (4), чтобы реактивные сопротивления X_{12} и $X_2 + X_a$ имели противоположные знаки. Тогда оптимальное взаимное сопротивление $X_{12\text{опт}}$, реализующее оптимальный коэффициент $n_{\text{опт}}$, может быть определено из (2), (4)-(6) при $n = n_{\text{опт}}$ и $\omega_c = \omega_2$:

$$X_{12\text{опт}}^2 = R_i R_{и_2} (\omega/\omega_2)^2 \times \left[1 + Q_2^2 \left(1 - \omega^2/\omega_2^2 \right)^2 (\omega_2/\omega)^6 \right], \quad (7)$$

где Q_2 – добротность вибраторной цепи на ее резонансной частоте ω_2 , когда $X_{T_2} = 0$; $R_{и_2}$ – сопротивление излучения вибратора на частоте ω_2 , отнесенное к току в точке питания вибратора.

Из (2) и (7) видно, что минимальное абсолютное значение оптимального взаимного сопротивления достигается на резонансной частоте ω_2 и равно $X_{12\text{опт}}^2(\omega_2) = R_i R_{и_2} \omega_2^2/\omega_c^2$. На других частотах реализовать малую величину $|X_{12\text{опт}}(\omega)|$ можно только при малых значениях добротности вибраторной цепи Q_2 . В этих случаях волновое сопротивление вибраторной цепи минимально и не очень отличается от волнового сопротивления вибратора. Для этой цели необходимо, чтобы в качестве реактивного сопротивления X_2 вибраторной цепи использовалась реактивная составляющая X_a входного сопротивления вибратора. Анализ экспериментальных и расчетных данных параметров коротких вибраторов, проведенный нами, показал, что значение добротности Q_2 зависит от длины плеч, периметра сечения и величины емкостной нагрузки вибратора и находится в интервале от нескольких единиц до нескольких десятков.

Многорезонансный и нерезонансный режимы работы вибраторной цепи многочастотной антенны

Для многочастотной антенны, одновременно работающей в нескольких частотных поддиапазонах, на частоте каждого поддиапазона

$$\omega_{mi} = b_i \omega_2,$$

где $i = 1, 2, \dots, N$ (N число поддиапазонов), следует обеспечить оптимальную величину коэффициента трансформации $n_{\text{опт}}(\omega_{mi})$ и согласование по реактивной составляющей, то есть выполнить условие (5). Здесь b_i – относительная частота i -го поддиапазона. На остальных частотах поддиапазонов допускаются такие отклонения от оптимальных значений параметров (5), которые не влияют заметно на КПД антенны.

Возможны два варианта построения короткой многочастотной вибраторной антенны. В одном из них реализуется многорезонансный режим работы вибраторной цепи: резонансные частоты вибраторной цепи ω_{2k} ($k = 1, 2, \dots, M$, где M – число резонансных частот) совпадают с частотами поддиапазонов ω_{mi} ($i = k, b_i = 1$) или близки к ним. Во втором варианте реализуется нерезонансный режим работы вибраторной цепи, при котором резонансная частота ω_{2k} отличается от частот поддиапазонов ω_{mi} ($N > M, b_i \neq 1$).

Для многорезонансного режима работы вибраторной цепи частотная зависимость ее реактивного сопротивления X_{T_2} должна иметь M нулей. На резонансных частотах оптимальные величины коэффициента трансформации достигаются при минимальных абсолютных значениях взаимного сопротивления. При этом частотная зависимость взаимного сопротивления $X_{12}(\omega_{mi})$ аналогична частотной зависимости индуктивной связи и может быть реализована для всех поддиапазонов одним индуктивным сопротивлением. В этом случае максимальное значение составляющей КПД антенны η_1 достигается только при наличии

сопротивления X_1 входной цепи, благодаря которому на частотах ω_{mi} компенсируется реактивное сопротивление X_{12} . В противном случае ($X_1 = 0$) на частотах ω_{mi} имеет место рассогласование, вызванное взаимным сопротивлением X_{12} , что приводит к дополнительным потерям. Так, для симметричного вибратора с равномерным распределением тока и длиной плеча 0.1λ и $R_i \geq 50$ Ом составляющая $\eta_1 \approx 0.86$, тогда как для несимметричного вибратора с синусоидальным распределением тока $\eta_1 \approx 0.98$. С уменьшением длины плеча η_1 возрастает. Например, для рассматриваемых вибраторов при длине плеча 0.05λ составляющая η_1 принимает значения 0.96 и 0.995 соответственно. Уменьшить рассогласование можно незначительной расстройкой вибраторной цепи путем выбора ее реактивных сопротивлений, удовлетворяющих выражениям:

$$X_{12} = (R_a R_i)^{1/2} \left[1 + \omega_{mb} (l/\lambda_{mb}) / (\omega_{mb} + \omega_{mn}) \right], \quad (8)$$

$$X_{T_2} = R_a X_{12} / R_i,$$

где ω_{mb} и ω_{mn} – частоты верхнего и нижнего по частоте поддиапазонов соответственно; λ_{mb} – длина волны верхнего по частоте поддиапазона.

При этом для симметричного вибратора с равномерным распределением тока, длиной плеча $l/\lambda_{mb} \leq 0.1$ и $R_i = 50$ Ом для $\omega_{mb}/\omega_{mn} = 3$ составляющая η_1 КПД антенны изменяется от 0.96 до ≈ 1.0 при уменьшении частоты поддиапазонов в интервале от ω_{mb} до ω_{mn} . Для несимметричных вибраторов с синусоидальным или равномерным распределением токов на всех частотах поддиапазонов интервала $\omega_{mb} \div \omega_{mn}$ составляющая $\eta_1 \approx 1.0$.

Таким образом, при многорезонансном режиме работы вибраторной цепи входная цепь согласующего устройства может иметь либо только реактивное сопротивление связи, либо содержать еще и дополнительные реактивные элементы, образующие многорезонансную систему.

Для реализации многочастотной антенны при нерезонансном режиме работы вибраторной цепи, реактивное сопротивление которой $X_{T_2} \neq 0$, необходима многорезонансная входная цепь, осуществляющая компенсацию реактивной составляющей входного сопротивления на частотах ω_{mi} . Нагруженную добротность вибраторной цепи $Q_{2l}(\omega_{mi})$ с учетом влияния входной цепи можно определить из выражений:

$$Q_{2l}(\omega_{mi}) = Q_2 / (2b_i) \quad \text{для } b_i > 1, \quad (9)$$

$$Q_{2l}(\omega_{mi}) = Q_2 / (2b_i^3) \quad \text{для } b_i < 1.$$

Видно, что нагруженная добротность при $b_i > 1$ уменьшается, а при $b_i < 1$ возрастает по сравнению с добротностью Q_2 на резонансной частоте вибраторной цепи ω_2 . На частотах ω_{mi} , как при нерезонансном, так и при многорезонансном режимах работы вибраторной цепи, необходимо выполнение условий (5) и (7), а реактивные сопротивления вибраторной цепи $(X_2 + X_a)$ должны удовлетворять соотношению:

$$(X_2 + X_a) = \frac{\rho_2 (b_i^2 - 1)}{b_i} \pm \frac{n_{\text{опт}i}}{b_i} \sqrt{\rho_2^2 (b_i^2 - 1)^2 + b_i^2 R_{\text{изм}i}^2}, \quad (10)$$

где $n_{\text{опт}i}$ и $R_{\text{изм}i}$ – оптимальный коэффициент трансформации и сопротивление излучения вибратора на частоте ω_{mi} соответственно; ρ_2 – волновое сопротивление вибраторной цепи.

Первое слагаемое в правой части выражения (10) представляет собой полное реактивное сопротивление вибраторной цепи $X_{T_2}(\omega_{mi})$, а второе – оптимальное значение взаимного сопротивления $X_{12\text{опт}}(\omega_{mi})$. Знак

выбирается таким, чтобы сопротивления $X_{12\text{опт}}(\omega_{mi})$ и $(X_2 + X_a)$ имели противоположные знаки.

Короткая вибраторная антенна с реактивной связью между вибраторной и входной цепями

Рассмотрим короткую многочастотную вибраторную антенну с согласующим устройством, в котором используется емкостная или индуктивная связь, обеспечивающая оптимальное значение коэффициента трансформации $n_{\text{опт}i}$ на частотах поддиапазонов ω_{mi} . Качество согласования входного сопротивления антенны с внутренним сопротивлением генератора будем оценивать по величине коэффициента отражения p на входе согласующего устройства:

$$p = \frac{\gamma + \beta - 2\gamma\beta}{1 - \gamma\beta}, \quad (11)$$

где $\gamma = \frac{R_{\text{вх}} - R_i}{R_{\text{вх}} + R_i}$, $\beta = \frac{jX_{\text{вх}}}{2R_i + jX_{\text{вх}}}$ – компонен-

ты коэффициента отражения, обусловленные рассогласованием соответственно по активной и реактивной составляющим входного сопротивления антенны $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}}$. Компонента γ определяется из условия $X_{\text{вх}} = 0$, а β – из условия $R_{\text{вх}} = R_i$. Так как γ зависит только от параметров вибраторной цепи и характеризует качество реализации оптимального значения коэффициента трансформации:

$$\gamma = \frac{n^2(\omega) - n_{\text{опт}}^2(\omega)}{n^2(\omega) + n_{\text{опт}}^2(\omega)}, \quad (12)$$

а компонента β зависит от величины реактивных сопротивлений согласующего устройства и вибратора, будем проводить анализ качества согласования в полосе частот по активной и реактивной составляющим независимо. Здесь

$n(\omega)$ – реализованное значение коэффициента трансформации.

При емкостной связи между входной и вибраторной цепями согласующего устройства компонента γ_c коэффициента отражения, обусловленная активной составляющей входного сопротивления антенны, определяется из соотношения:

$$\begin{aligned} \gamma_c = & \left\{ b_i^6 \left[1 - (1+a)^4 \right] + Q_2^2 (b_i^2 - 1)^2 - \right. \\ & \left. - Q_2^2 \left[b_i^2 (1+a) - (1+a)^{-1} \right]^2 \right\} \times \\ & \times \left\{ b_i^6 \left[1 + (1+a)^4 \right] + Q_2^2 (b_i^2 - 1)^2 + \right. \\ & \left. + Q_2^2 \left[b_i^2 (1+a) - (1+a)^{-1} \right]^2 \right\}^{-1}, \quad (13) \end{aligned}$$

где $a = \delta\omega/\omega_{mi}$ – относительная расстройка по частоте (в дальнейшем – расстройка).

Видно, что при заданных b_i и Q_2 условие согласования по активной составляющей выполняется при двух значениях расстройки $a_1 = 0$ и

$$a_2 = -1 + \frac{1}{\sqrt{2b}} \left\{ \left[b_i^4 (1+B)^2 + 4B \right]^{1/2} - b_i^2 (1+B) \right\}^{1/2}, \quad (14)$$

где $B = (Q_2/b_i)^2$.

Следует отметить, что на частотах поддиапазонов выше резонансной частоты вибраторной цепи ($b_i \geq 1$) значения $a_2 < 0$, тогда как на частотах поддиапазонов ниже резонансной ($b_i < 1$) – расстройка $a_2 > 0$.

Частотные зависимости компоненты γ_c коэффициента отражения для различных значений относительных частот поддиапазонов b_i и добротности вибраторной цепи Q_2 при расстройке $|a| \leq 0.1$ приведены на рис. 2. Видно, что с приближением частоты поддиапазона к резонансной частоте вибраторной цепи ($b_i \rightarrow 1$) зависимость γ_c от Q_2 становится

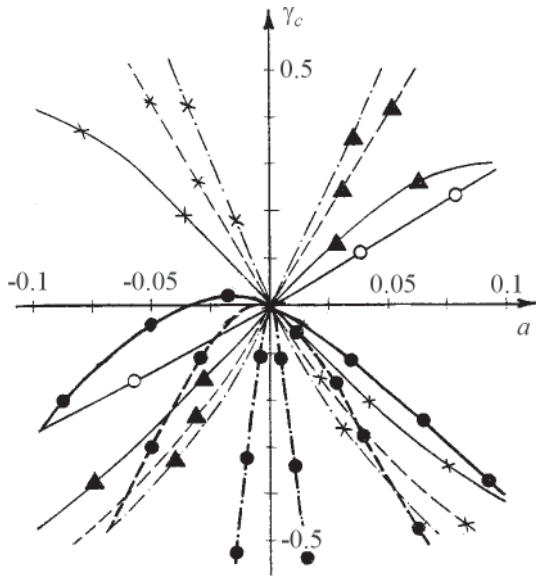


Рис. 2. Зависимость компоненты γ_c коэффициента отражения от расстройки a при различных значениях добротности Q_2 и относительных частот поддиапазонов b_i ;

○ — $b_i = 0.7$; ▲ — $b_i = 0.9$; ● — $b_i = 1.0$;
 × — $b_i = 1.1$;
 — — — — — $Q_2 = 5$; - - - - - $Q_2 = 10$; - · - · - $Q_2 = 50$

сильнее. Она наиболее выражена для резонансного режима ($b_i = 1$) работы вибраторной цепи. В этом случае относительная полоса пропускания $\Delta\omega/\omega_{mi}$ по уровню $|\gamma_c| = 0.1$ составляет соответственно 0.1 и 0.01 для добротностей Q_2 равных 5 и 50. Тогда как при $b_i = 0.7$ компонента γ_c практически не зависит от Q_2 и относительная полоса пропускания на том же уровне равна 0.07. При одинаковых значениях Q_2 и $b_i \rightarrow 1$ крутизна кривых возрастает, что приводит к уменьшению полосы пропускания антенны. Однако для резонансного режима работы вибраторной цепи за счет сближения расстроек a_1 и a_2 , когда $\gamma_c = 0$, происходит расширение полосы пропускания. Это особенно проявляется при малых значениях Q_2 (см. кривые, соответствующие значениям $Q_2 = 5; 10$).

Из (10) можно получить выражение для оценки верхней границы реализуемого значения коэффициента трансформации n_{ri} при емкостной связи: $n_{ri} < W_i$. Здесь

$W_i = Q_2 [b_i^6 + Q_2^2 (b_i^2 - 1)^2]^{-1/2}$. Видно, что при резонансном режиме работы вибраторной цепи $n_{ri} < Q_2$, и во многих случаях реализуемого значения коэффициента трансформации достаточно для согласования короткого вибратора с генератором. Однако при нерезонансном режиме работы вибраторной цепи для $|b_i - 1| > 0.3$ реализуемое значение коэффициента трансформации $n_{ri} < 4$, и этого не достаточно для согласования некоторых коротких вибраторных антенн.

При индуктивной связи между генератором и вибратором компонента γ_L коэффициента отражения, обусловленная активной составляющей входного сопротивления антенны, может быть определена из выражения:

$$\gamma_L = \left\{ (1+a)^6 (b_i^2 - 1)^2 - [b_i^2 (1+a)^2 - 1]^2 \right\} \times \\ \times \left\{ (1+a)^6 (b_i^2 - 1)^2 + [b_i^2 (1+a)^2 - 1]^2 + \right. \\ \left. + 2b_i^6 Q_2^{-2} (1+a)^6 \right\}^{-1}. \quad (15)$$

В отличие от емкостной, для индуктивной связи на частотах поддиапазонов, не превышающих резонансную частоту вибраторной цепи ($b_i \leq 1$), существует только одно значение расстройки $a_1 = 0$, при котором $\gamma_L = 0$. На частотах поддиапазонов больших резонансной частоты вибраторной цепи ($b_i > 1$) так же, как и при емкостной связи, согласование по активной составляющей входного сопротивления ($\gamma_L = 0$) достигается на двух расстройках: $a_1 = 0$ и

$$a_2 = \frac{3 - 2b_i^2 + (4b_i^2 - 3)^{1/2}}{2(b_i^2 - 1)}. \quad (16)$$

Видно, что расстройка a_2 не зависит от добротности вибраторной цепи.

На рис. 3 представлены частотные зависимости компоненты γ_L для относительных частот поддиапазонов $b_i \leq 1$ при значениях Q_2

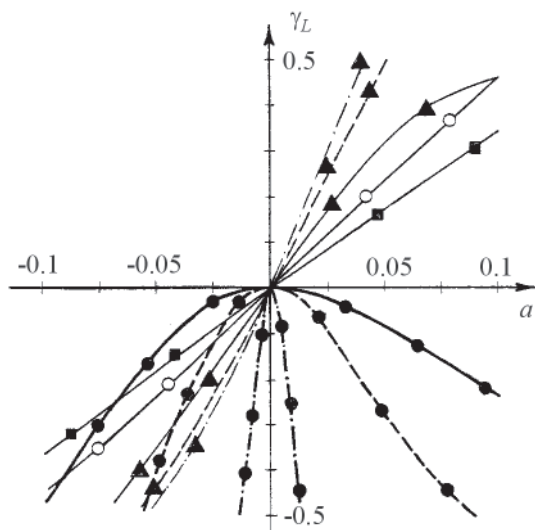


Рис. 3. Зависимость компоненты γ_L коэффициента отражения от расстройки a при различных значениях добротности Q_2 и относительных частот поддиапазонов $b_i \leq 1.0$:

■ – $b_i = 0.5$; ○ – $b_i = 0.7$; ▲ – $b_i = 0.9$;
● – $b_i = 1.0$;
— – $Q_2 = 5$; ---- – $Q_2 = 10$; - · - · - – $Q_2 = 50$

равных 5, 10 и 50. (Приняты те же обозначения, что и на рис. 2). На рис. 4 показаны частотные зависимости компоненты γ_L для $b_i > 1.0$ при значениях Q_2 равных 5 и 50. Видно, что при $b_i > 1$ согласование по активной составляющей входного сопротивления ($\gamma_L = 0$) достигается при двух значениях расстройки. Сравнение рис. 2 и рис. 3 показывает, что при $b_i \leq 1.0$ и $|a| \leq 0.1$ частотные зависимости компонент γ_L и γ_c подобны. На частотах поддиапазонов больших резонансной частоты вибраторной цепи ($b_i > 1$) частотные зависимости γ_c и γ_L (рис. 2 и рис. 4) существенно отличаются. Для индуктивной связи при $1.3 \leq b_i \leq 1.6$ и в интервале расстроек $0 \leq a < 0.75$ компонента $|\gamma_L| < 0.15$ и слабо зависит от добротности вибраторной цепи. Для этого интервала расстроек при $b_i = 1.4$ компонента $|\gamma_L|$ коэффициента отражения не превышает 0.1.

Для магнитной кондуктивной (автотрансформаторной) связи верхняя граница реализуемого значения коэффициента трансформа-

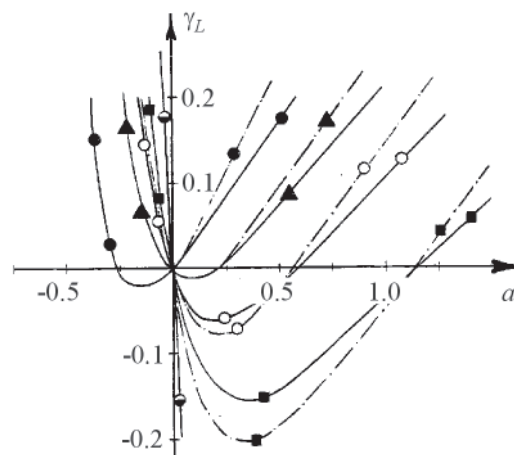


Рис. 4. Зависимость компоненты γ_L коэффициента отражения от расстройки a при различных значениях добротности Q_2 и относительных частот поддиапазонов $b_i > 1.0$:

× – $b_i = 1.1$; ■ – $b_i = 1.3$; ○ – $b_i = 1.4$;
▲ – $b_i = 1.6$; ● – $b_i = 2.0$;
— – $Q_2 = 5$; - · - · - – $Q_2 = 50$

ции $n_{ri} < b_i^2 W_i$. При резонансном режиме она совпадает с верхней границей для емкостной связи. В нерезонансном случае для $b_i < 1$ реализуемое значение коэффициента трансформации меньше, а при $b_i > 1$ – больше значения n_{ri} для емкостной связи. При магнитной индуктивной (трансформаторной) связи величина взаимного сопротивления X_{12} не влияет на реактивное сопротивление вибраторной цепи ($X_{T_2} = X_2 + X_a$), и поэтому принципиальных ограничений на реализуемое значение коэффициента трансформации нет.

Анализ согласования генератора с активной составляющей входного сопротивления антенны показал следующие:

– При многорезонансном режиме работы вибраторной цепи ширина полосы частот поддиапазонов слабо зависит от вида связи. Предпочтение следует отдать согласующему устройству с индуктивной связью между генератором и вибратором, что позволяет одной индуктивностью обеспечить оптимальную связь на всех частотных поддиапазонах.

– Для нерезонансного режима вибраторной цепи предпочтительней применять магнитную индуктивную связь. С точки зрения ширины полосы частот, в которой можно реализовать хорошее согласование по активной составляющей входного сопротивления, желательно использовать значения относительных частот поддиапазонов b_i в интервале $1.3 \leq b_i \leq 1.6$.

Полоса пропускания частотных поддиапазонов короткой антенны

Качество согласования антенны с генератором по реактивной составляющей входного сопротивления характеризует компонента β коэффициента отражения. Для многорезонансного режима работы вибраторной цепи и при наличии во входной цепи только реактивного взаимного сопротивления относительная полоса частот согласования по компоненте β может быть оценена из соотношения:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_{mi}} \approx \frac{\beta_{\text{доп}}}{Q_{2l}(1-\beta_{\text{доп}}^2)^{1/2}}, \quad (17)$$

где $\beta_{\text{доп}}$ – допустимое значение компоненты β коэффициента отражения в относительной полосе частот $\Delta\omega/\omega_{mi}$. Величину $\beta_{\text{доп}}$ можно оценить с помощью выражения (11) по предельному значению коэффициента отражения p и выбранной величине компоненты γ . Как видно из (17), для $\beta_{\text{доп}} = 0.1$ при увеличении добротности вибраторной цепи от 5 до 50 (соответствует изменению нагруженной добротности вибраторной цепи Q_{2l} от 2.5 до 25) относительная полоса пропускания $\Delta\omega/\omega_{mi}$ уменьшается от 0.04 до 0.004. Она почти в два раза уже относительной полосы согласования по активной составляющей входного сопротивления по уровню

$|\gamma| = 0.1$. Отсюда следует, что такой режим работы не позволяет получать КПД антенны больше 0.95 в относительной полосе частот шире 0.04 и 0.004 при добротностях вибраторной цепи Q_2 равных соответственно 5 и 50. Введение дополнительных реактивных элементов во входную цепь позволяет расширить полосу согласования входного сопротивления по компоненте β как при многорезонансном, так и нерезонансном режимах работы вибраторной цепи. Известно [1, 18], что максимально возможную полосу частот такого согласования можно оценить из соотношения:

$$\frac{\Delta\omega_{\text{max}}}{\omega_{mi}} = \frac{\pi}{Q_{2l} \ln(\beta_{\text{доп}}^{-1})}, \quad (18)$$

где $\Delta\omega_{\text{max}}$ – максимально возможная полоса частот, в которой компонента β коэффициента отражения меньше $\beta_{\text{доп}}$.

Это соотношение было получено в предположении неограниченного числа реактивных элементов во входной цепи, и поэтому реализация такой полосы не всегда возможна.

При многорезонансном режиме работы вибраторной цепи и введении реактивных элементов во входную цепь из (18) следует, что для значения $\beta_{\text{доп}} = 0.1$ максимально возможная относительная полоса частот достигает 0.5 и 0.05 для добротностей вибраторной цепи Q_2 равных 5 и 50 соответственно. В этом случае основное ограничение на полосу частот поддиапазонов антенны накладывает рассогласование по активной составляющей входного сопротивления.

Для нерезонансного режима работы вибраторной цепи наиболее широкие полосы пропускания по частоте, ограниченные рассогласованием по активной составляющей входного сопротивления антенны, достигаются при индуктивной связи между генератором и вибратором и значениях относительной частоты

поддиапазонов 1.3 ÷ 1.6. При добротностях вибраторной цепи $Q_2 \leq 5$ и большом числе реактивных элементов во входной цепи относительная ширина полосы частот $\Delta\omega_{\max}/\omega_{mi} \approx 0.75$ по уровню $|\gamma_L| = 0.15$ почти не зависит от рассогласования по реактивной составляющей входного сопротивления. Для более добротной вибраторной цепи ширина полосы пропускания в основном определяется рассогласованием по реактивной составляющей входного сопротивления (18).

Независимо от режима работы высокое значение КПД антенны в полосе частот поддиапазонов достигается при низкой добротности вибраторной цепи, что требует применения вибратора с низким волновым сопротивлением (например, вибратора с емкостной нагрузкой [9, 19]). Многорезонансный режим работы согласующего устройства можно обеспечить включением в его контуры лестничных цепей, частотная зависимость входного сопротивления которых описывается функцией с несколькими нулями [20, 21]. Примером многорезонансной вибраторной цепи является цепь, в которой емкостная нагрузка подключается к вибратору через лестничную цепь [5].

Выводы

Многочастотные короткие вибраторные антенны высокой эффективности могут быть реализованы в двух вариантах:

- с многорезонансной вибраторной цепью, резонансные частоты которой совпадают с частотами поддиапазонов антенны; при этом входная цепь антенны может быть как нерезонансной, так и многорезонансной;
- с вибраторной цепью, резонансные частоты которой не совпадают с частотами поддиапазонов; входная цепь антенны многорезонансная.

В первом варианте относительная ширина полосы пропускания поддиапазонов составляет несколько сотых. Наиболее широкая полоса частот поддиапазонов достигается при многорезонансной входной цепи. Меж-

ду входной и вибраторной цепями антенны предпочтительней использовать индуктивную связь, которая позволяет одной индуктивностью обеспечить оптимальный коэффициент трансформации на всех частотных поддиапазонах.

Во втором варианте следует использовать индуктивную связь между входной и вибраторной цепями антенны и интервал значений относительных частот поддиапазонов 1.3 ÷ 1.6. В этом интервале относительная полоса частот пропускания, ограниченная компонентой коэффициента отражения, обусловленной активной составляющей входного сопротивления антенны, достигает наибольшего значения (около 0.75 по уровню 0.15 этой компоненты). Достижимые полосы пропускания поддиапазонов в основном ограничиваются рассогласованием входного сопротивления антенны по реактивной составляющей и определяются входной цепью и волновым сопротивлением вибраторной цепи антенны. При этом могут быть реализованы полосы поддиапазонов значительно шире, чем в варианте с многорезонансной вибраторной цепью.

Литература

1. V. F. Demmel. Frequenz. 1980, **34**, pp. 311-315.
2. Р. Ч. Хансен. ТИИЭР. 1981, **69**, №2, с. 35-49.
3. А. с. 1705928 (СССР), МКИ Н 01 Q 9/42. В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук. Оpubл. в БИ, 1992, №2.
4. Пат. 1806429 СССР, МКИ Н 01 Q 9/42. В. П. Бовкун, А. А. Гридин, И. Н. Жук. Оpubл. в БИ, 1993, №12.
5. Патент по заявці 991268863 Україна, МПК Н 01 Q 9/04, Н 01 Q 9/36. В. П. Бовкун, А. О. Гридин, І. М. Жук. Позитивне рішення від 27.07.2000.
6. Patent 3508272 USA, Int. cl. H 01 Q 9/00. P. J. Khan, G. A. Van der Haagen, D. E. Oliver. Published 21.04.1970.
7. Patent 4479130 USA, Int. cl. H 01 Q 9/16. R. D. Snyder. Published 23.10.1984.
8. Patent 4496953 USA, Int. cl. H 01 Q 9/00. R. J. Spinks. Published 13.03.1985.
9. Коротковолновые антенны. Под ред. Г. З. Айзенберга. Москва, Радио и связь, 1985, 536 с.
10. Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. Антенны. Москва, Энергия, 1975, 528 с.

11. В. В. Овсяников. Вибраторные антенны с реактивными нагрузками. Москва, Радио и связь, 1985, 120 с.
12. R. C. Hansen. IEEE Trans. Communications. 1975, **23**, pp. 430-435.
13. Patent 4328501 USA, Int.cl. H 01 Q 9/36. Ch. M. De Santis, A. Zannella, M. B. Begala, J. R. Wells, P. Shervinsky. Published 04.05.1982.
14. H. R. Virani. Jornal of the Institution of Electronics and Radio Engineers. 1988, **58**, No. 6, pp. 266-274.
15. Г. Н. Кочержевский. Антенно-фидерные устройства. Москва, Связь, 1972, 472 с.
16. Patent 4652888 USA, Int. cl. H 01 Q 11/14. R. E. Deasy. Published 23.08.1987.
17. Patent 4400702 USA, Int.cl. H 01 Q 9/42. H. Tanaka. Published 23.08.1983.
18. Д. М. Сазонов. Антенны и устройства СВЧ. Москва, Высшая школа, 1988, 432 с.
19. С. И. Надененко. Антенны. Москва, Связьиздат, 1959, 552 с.
20. М. Е. Альбац. Справочник по расчету фильтров и линий задержки. Москва-Ленинград, Госэнергоиздат, 1963, 200 с.
21. Д. И. Херреро, Г. Уиллонер. Синтез фильтров. Москва, Сов. радио, 1971, 232 с.

Short Multifrequency Vibrator Antenna. I. Principles of Construction

V. P. Bovkoon, A. A. Gridin, I. N. Zhouck

Principles of construction of short multifrequency vibrator high efficiency antennas are given. Requirements to vibrator and elements of matching network are found. We consider special features of two types of antenna construction with multiresonance and nonresonance vibrator circuits for two types of generator-vibrator coupling network – inductive and capacitive. Relative width of frequency antenna subbands is of several hundredth at multiresonance vibrator circuit and depends weakly from coupling network type. More broad band of frequency subbands is realized at nonresonance vibrator circuit with inductive coupling network between input and vibrator circuits when the ratio of subband frequency to resonance frequency of vibrator circuit equals to $1.3 \div 1.6$.