

ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МАЛОГАБАРИТНОЙ РЕЗОНАНСНОЙ АНТЕННЫ С КОРРЕКТИРУЮЩЕЙ РЕАКТИВНОСТЬЮ

О.Н. Маслов, заведующий кафедрой ЭИС ПГУТИ, д.т.н.; maslov@psati.ru

А.А. Силкин, аспирант кафедры ЭИС ПГУТИ

Ключевые слова: малогабаритная резонансная антенна, корректирующая реактивность, амплитудно-частотная зависимость, коэффициент стоячей волны, сопротивление излучения, излученная мощность, ширина полосы частот.

Малогабаритные антенно-фидерные устройства (АФУ) на сосредоточенных LC-элементах сегодня вызывают у специалистов все больший практический интерес, и возник он не случайно. До последнего времени считалось, что эффективность электрически малых АФУ не может быть высокой, поскольку сопротивление излучения R_{Σ} у них не превышает нескольких ом [1, 2], что соизмеримо с сопротивлением активных потерь r . Коэффициент полезного действия антенны $\eta = R_{\Sigma} / (r + R_{\Sigma})$ значительно меньше единицы, что является своего рода платой за небольшие габариты. Однако эксперименты с лабораторными образцами малогабаритных резонансных антенн (МРА) [3–5], показали, что реальная эффективность таких излучателей существенно выше ожидаемой.

Из истории вопроса. В середине 80-х годов прошлого столетия появились сообщения о создании малогабаритных АФУ для СВ- и ДВ-радиовещания. Идеологом разработки таких АФУ был шотландский ученый, профессор М. Хайтли, который в 1988 г. вместе со своим учеником из Египта Ф. Каббари запатентовал Crossed Field Antennas (CFA) – антенну пересекающихся полей [6], эффективно излучающую при размерах в единицы процента от длины волны (λ). Патенты на CFA были получены ими в США, Великобритании, Австралии, Японии, странах Евросоюза, Индии и Египте.

В начале 90-х к разработке электрически малых АФУ подключился американский инженер и предприниматель Р.Т. Харт, который, основываясь на концепции Хайтли–Каббари, разработал собственные оригинальные конструкции, названные им EH-антеннами, – более простые и удобные в реализации по сравнению с CFA [6–7]. По данным [8], EH-антенна с мощностью излучения 10 кВт на частоте 700 кГц (с возможностью перестройки от 500 до 1200 кГц и общей длиной менее 12 м), построенная в Эль-Сальвадоре (Мексика), практически не уступает стандартной антенне-башне и не нуждается в разветвленном заземлении.

Близкими по конструкции к CFA и EH-антеннам являются SFRT-антенны [9], реализующие технологию излучения синхронных полей (Simultaneous Field Radiation Technology). Опубликованные в Интернете результаты экспериментов и опытной эксплуатации корабельных SFRT-антенн демонстрируют очевидные преимущества данных АФУ: малые размеры, повышенные широкополосность и внеполосная помехозащищенность, малая чувствительность к посторонним промышленным и естественным E- и H-полям и т.д.

Критический анализ содержания патентов [6–9 и др.], а также обсуждение возможностей такого рода АФУ выходят за рамки данной статьи. Поэтому ограничимся лишь указанием на то, что EH-антеннами именуют подчас и МРА на основе трансформатора Теслы – так называемые Hz-антенны, что приводит к терминологической путанице [10]. В отечественном секторе Интернета действуют сайты [11–12], где эн-

тузиасты в области АФУ делятся опытом создания и исследования эффективности применения EH-антенн. В Самаре издан трехтомник трудов Николы Теслы [13], с именем которого в области электромагнетизма связано немало легенд.

В то же время антенны данного типа, несмотря на несомненный интерес к ним, пока не нашли широкого применения. Возможно, это объясняется тем, что простые по конструкции МРА на деле оказываются достаточно сложными резонансными системами, требующими тщательной настройки и подстройки при эксплуатации, поскольку их частотные характеристики нестабильны и зависят от ряда внешних и внутренних факторов, как детерминированных, так и случайных. Цель настоящей статьи – анализ частотных свойств важнейших характеристик МРА конденсаторного типа (С-антенны) с корректирующей реактивностью: коэффициента стоячей волны (КСВ) в фидерной линии, сопротивления излучения и излученной мощности, непосредственно влияющих на широкополосность и практическую эффективность данных АФУ.

Конструкция и эквивалентная схема МРА. Конструкцию и схему возбуждения С-антенны иллюстрирует рис. 1. Элементами МРА на рисунке являются развернутые обкладки конденсатора с емкостью C между ними, а также катушка индуктивности L с частичным подключением к ней фидерной линии с волновым сопротивлением W_{ϕ} , вход которой возбуждается генератором с ЭДС e_r и внутренним сопротивлением R_r . От аналогичной схемы в [3] данная МРА отличается наличием корректирующей реактивности X_k , тип которой пока не определен, и смещением точек подключения фидера А–А за пределы катушки индуктивности L .

Схеме, приведенной на рис. 1, соответствует модель С-антенны в виде контура II вида с потерями [14] (рис. 2). В состав контура II вида с реактивными элементами $L = L_1 + L_2$ и C здесь входит также сопротивление активных потерь R , состоящее из тепловых потерь r в проводниках L и диэлектрике C , а также (в подавляющем большинстве случаев) сопротивления излучения МРА R_{Σ} . Поскольку корректирующая реактивность X_k расположена между катушкой индуктивности МРА и выходом фидерной линии, через нее по фидеру проходит ток I_0 , через индуктивность L_2 – ток I_L , а через элемен-

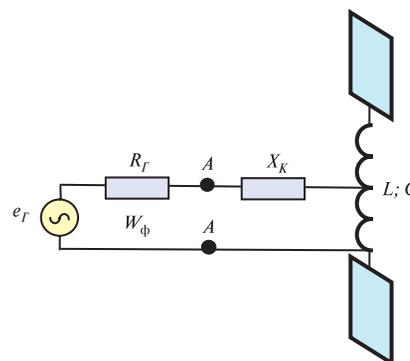


Рис. 1

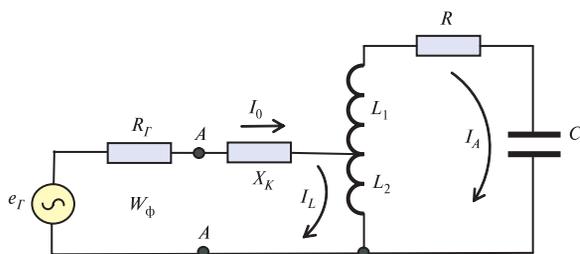


Рис. 2

ты L_1 ; C и R – ток I_A .

Частичное подключение индуктивности $p=L_2/L$ и корректирующая реактивность X_K обеспечивают согласование С-антенны, критерием которого является значение КСВ $= \frac{1+K_{\text{отр}}}{1-K_{\text{отр}}}$, где $K_{\text{отр}}$ – модуль коэффициента отражения по напряжению (току) от конца фидерной линии в точках А–А. Теоретический анализ МРА состоит из двух частей: 1) исследование широкополосного согласования генератора с антенной (с учетом резонансных свойств МРА); 2) исследование частотной зависимости сопротивления излучения и мощности, излучаемой МРА в окружающее пространство.

Резонансные свойства МРА и частотная зависимость КСВ. При решении первой задачи с использованием схемы на рис. 2 будем исходить из того, что имеет место согласование фидера по входу ($R_r=W_\phi$). Тогда условие максимального согласования МРА с фидерной линией требует $R_{AA}=W_\phi$; $X_{AA}=0$, критерием чего является экспериментально подтверждаемое условие КСВ=1 [1–3]. Для упрощения выкладок введем обозначения: $X_L=\omega L_2=p\omega L$; $X_C=\omega L_1-\frac{1}{\omega C}=\omega(1-p)L-\frac{1}{\omega C}$, после чего выражение для входного сопротивления МРА в точках А–А приобретает вид

$$R_{AA} + jX_{AA} = \frac{RX_L^2}{R^2 + (X_L + X_C)^2} + j \frac{R^2(X_L + X_K) + (X_L + X_C)(X_L X_C + X_L X_K + X_C X_K)}{R^2 + (X_L + X_C)^2}. \quad (1)$$

Условием параллельного резонанса на частоте $\omega_1 = 1/\sqrt{LC}$ в контуре II вида [14] является $X_L + X_C = 0$, откуда из (1) получаем $R_{AA} = \frac{X_L^2}{R}$; $X_{AA} = X_L + X_K$, а условием последовательного резонанса на частоте $\omega_2 = 1/\sqrt{LC(1-p)} = \omega_1/\sqrt{1-p}$ – соответственно $X_C = 0$, откуда $R_{AA} = \frac{RX_L^2}{R^2 + X_L^2}$; $X_{AA} = \frac{R^2(X_L + X_K) + X_L^2 X_K}{R^2 + X_L^2}$. Условию максимального согласования МРА с фидером на частоте ω_0 соответствуют равенства $R_{AA}=W_\phi$ и $X_{AA}=0$. Отметим, что, во-первых, все приведенные соотношения отвечают [3] при $X_K=0$, во-вторых, аналитический расчет ω_0 по аналогии с [3] встречает в данном случае трудности. Хотя физический смысл наблюдаемых резонансных явлений остается прежним.

Добротность частично подключенного к фидерной линии контура II вида с потерями определяется по формуле

$$Q = W_K / (R + pW_\phi) = \omega_0 / \Delta\omega, \quad (2)$$

где $W_K = \sqrt{L/C}$ – характеристическое сопротивление контура; $\Delta\omega = \omega_0 / Q$ – ширина полосы пропускания, поскольку $\Delta\omega / \omega_0 = (R + pW_\phi) \sqrt{C/L}$ [14]. Отсюда следует, что коэффициент $p=L_2/L$ является одним из параметров регуляции широкополосности МРА – наряду с отношением C/L , в котором для увеличения относительной полосы $\Delta\omega / \omega_0$ це-

лесообразно увеличивать емкость С-антенны, тем более что для сохранения прежнего значения частоты параллельного резонанса $\omega_{01} = 1/\sqrt{LC}$ в данном случае требуется уменьшение индуктивности L (если это возможно по конструктивным соображениям [1–3]). Анализ показывает, что для типовых значений L ; C ; p и W_ϕ ожидаемые значения добротности МРА $Q \approx 10 \dots 15$, что соответствует $\Delta\omega / \omega_{01} = 7 \dots 10\%$.

Частотная характеристика КСВ определяется после расчета на заданных частотах $\omega = 2\pi f$ значений коэффициента отражения от входа С-антенны по формуле

$$K_{\text{отр}} = \sqrt{\frac{(R_{AA} - W_\phi)^2 + X_{AA}^2}{(R_{AA} + W_\phi)^2 + X_{AA}^2}}, \quad (3)$$

где R_{AA} и X_{AA} соответствуют (1). Таким образом, на характеристику КСВ непосредственное влияние оказывают характер и величина корректирующей реактивности X_K вида $X_{K1}=\omega L_{K1}$ или $X_{K2}=-1/\omega C_K$.

Частотная зависимость сопротивления излучения и мощности, излучаемой МРА. При решении второй задачи необходимо проанализировать частотные свойства сопротивления излучения R_Σ и активной мощности излучения $P_A = \frac{1}{2} I_A^2 R_\Sigma$. Комплексное напряжение на входе МРА, в обозначениях (1) и на рис. 2 равно $\dot{U}_{AA} = j\dot{I}_L X_L = \dot{I}_A (R + jX_C)$, где $\dot{I}_L = \dot{I}_0 - \dot{I}_A$. После перехода к амплитудам токов получаем

$$I_A = \frac{I_0 X_L}{\sqrt{R^2 + (X_L + X_C)^2}}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что при параллельном резонансе на частоте ω_{01} , когда $X_L + X_C = 0$, имеет место $I_A = I_0 X_L / R$, а при последовательном резонансе на частоте $\omega_{02} = 1/\sqrt{LC(1-p)} = \omega_{01} / \sqrt{1-p}$, когда $X_C = 0$, ток $I_A = I_0 X_L / \sqrt{R^2 + X_L^2}$ (оценку соотношения между токами осложняет неизвестная частотная зависимость R). Активная мощность, подводимая к антенне в точках А–А, с учетом (1) может быть представлена в виде

$$P_{AA} = \frac{1}{2} I_0^2 R_{AA} = \frac{1}{2} \frac{I_0^2 R X_L^2}{R^2 + (X_L + X_C)^2}. \quad (5)$$

В то же время мощность, излучаемая антенной в дальнюю зону, в соответствии с (4) и определением ее сопротивления излучения R_Σ относительно тока I_A , протекающего через излучающую ветвь МРА, есть

$$P_A = \frac{1}{2} I_A^2 R_\Sigma = \frac{1}{2} \frac{I_0^2 R_\Sigma X_L^2}{R^2 + (X_L + X_C)^2}. \quad (6)$$

Поскольку $P_{AA} \approx P_A$, тепловыми потерями в МРА можно пренебречь. Из сравнения (5) и (6) следует, что $R = R_\Sigma$ на всех частотах $\omega = 2\pi f$. Таким образом, выражение для частотной зависимости излученной мощности приобретает вид

$$P_A = \frac{1}{2} \frac{I_0^2 R X_L^2(\omega)}{R^2 + [X_L(\omega) + X_C(\omega)]^2}. \quad (7)$$

На частоте параллельного резонанса ω_{01} , согласно (7), излученная мощность $P_{A1} = \frac{1}{2} \frac{I_0^2 X_L^2(\omega_{01})}{R}$. Частотные свойства P_A при этом удобно исследовать путем анализа отношения

$$\frac{P_A}{P_{A1}} = \frac{X_L^2(\omega) R^2}{\{R^2 + [X_L(\omega) + X_C(\omega)]^2\} X_L^2(\omega_{01})}, \quad (8)$$

которое более компактно по сравнению с аналогичным отношением [3] фиксирует соответствие мощности P_{A1} часто-

те ω_{01} в явном виде и учитывает частотную независимость R . Общий вывод [3] при этом остается неизменным: область частот ω , где отношение $P_A / P_{A1} > 1$ для разных вариантов реализации МРА достигает максимума, во-первых, существует, а во-вторых, располагается на оси частот ниже ω_{01} и ω_{02} . Поэтому максимум согласования МРА с фидерной линией (минимум КСВ на частоте ω_0) в общем случае не совпадает с максимумом излученной мощности (на частоте ω_{03}) и для их совмещения следует использовать корректирующую реактивность X_K .

Условие максимального согласования МРА на частоте ω_0 , где $R_{AA} = W_\phi$; $X_{AA} = 0$, позволяет с учетом

$$\frac{X_L(\omega_0)}{R^2 + [X_L(\omega_0) + X_C(\omega_0)]^2} = \frac{W_\phi}{R X_L(\omega_0)}$$

$$\frac{W_\phi}{R X_L(\omega_0)} \{R^2 + X_C(\omega_0)[X_L(\omega_0) + X_C(\omega_0)]\} + X_K(\omega_0) = 0,$$

составить квадратное уравнение относительно R и найти его решение в виде

$$R = \frac{-X_L(\omega_0)X_K(\omega_0) \pm \sqrt{X_L^2(\omega_0)X_K^2(\omega_0) - 4W_\phi^2 X_C(\omega_0)[X_L(\omega_0) + X_C(\omega_0)]}}{2W_\phi}. \quad (9)$$

Если на частоте ω_0 значение КСВ=1; $X_{AA}=0$ и $R_{AA}=W_\phi$, то С-антенна для фидерной линии представляет собой согласованную нагрузку, коэффициент отражения $K_{отр}=0$ и вся активная мощность, развиваемая генератором, делится поровну между его внутренним сопротивлением R_Γ и сопротивлением $R = r + R_\Sigma$, величина которого учитывает потери в контуре II вида. Поскольку $r \ll R_\Sigma$, имеет место $R \approx R_\Sigma$ и можно прийти к выводу, что теория электрически короткого диполя неприменима к работе согласованной С-антенны, так как значение R , найденное согласно (9), а также его экспериментальные оценки [3–5] существенно отличаются от значений R_Σ , которые для $d \ll \lambda$, согласно [1–2], не должны превышать 1–2 Ом. Покажем это на конкретном примере.

Результаты численного моделирования. Согласно [3–5], целью первого этапа конструирования С-антенны является выбор конфигурации пластин конденсатора, при которой может быть реализована контурная катушка индуктивности на заданную резонансную частоту. На втором этапе при настройке МРА методом последовательных приближений добиваются необходимых резонансов и полосы излучения АФУ, изменяя либо C , либо L и место отвода (значение коэффициента p) в С-антенне. При использовании корректирующей реактивности сюда добавляется третий этап, связанный с изменением характера и величины X_K . Другие рекомендации по настройке МРА приводятся в [8, 11, 12].

В соответствии с изложенным, методика численного моделирования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) МРА предусматривает следующие действия:

- расчет резонансных частот ω_{01} и ω_{02} для заданных значений L ; C ; p и выбор полосы частот ω [ω_1 ; ω_2], в пределах которой целесообразен расчет АЧХ (в нашем случае для $L = \dots 2$ мкГн; $C = 3 \dots 5$ пФ; и $p = 0,1 \dots 0,5$ эта полоса соответствует 60...70 МГц) – геометрические размеры макета С-антенны, согласно [3], при этом составляют 85×15 мм;
- определение частоты ω_0 , соответствующей минимуму КСВ, для случая $X_K = 0$ по методике [3];
- расчет значения R согласно (9) при $X_K = 0$;
- выбор шага дискретизации частоты в полосе [ω_1 ; ω_2];
- расчет значений R_{AA} и X_{AA} согласно (1), $K_{отр}$ – согласно (3) и КСВ на каждой дискретной частоте, результатом чего является определение АЧХ КСВ(ω) и уточнение значения

частоты ω_0 , соответствующей минимуму КСВ при $X_K \neq 0$;

- расчет отношения P_A / P_{A1} согласно (8), результатом чего является определение АЧХ излученной мощности $P_A(\omega) / P_{A1}$;
- организацию итерационной процедуры из n циклов, которая начинается с вычисления R согласно (9) при $X_K \neq 0$ и продолжается до тех пор, пока различие между получаемыми n -м и $(n + 1)$ -м значениями АЧХ КСВ и $P_A(\omega) / P_{A1}$ не будет соответствовать заданному критерию точности;
- совмещение аналогично [3] пар итоговых графиков: КСВ(ω) с экстремумами в виде минимума и $P_A(\omega) / P_{A1}$ с экстремумами в виде максимума – для удобства интерпретации полученных результатов.

Тестирование разработанного программного продукта на языке С++ производилось посредством проверки частного случая $X_K = 0$, для которого значение ω_0 определяется аналитическим путем согласно [3]. После этого появляется воз-

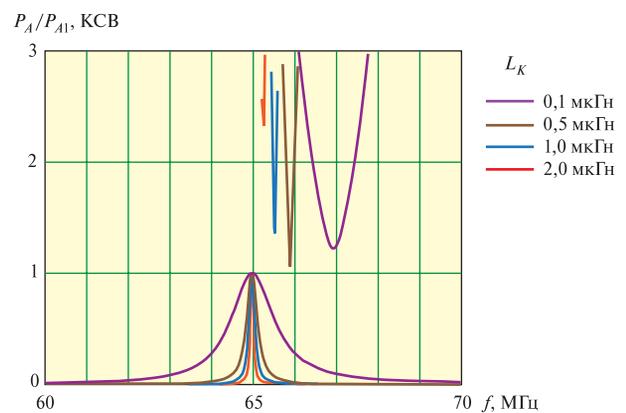


Рис. 3

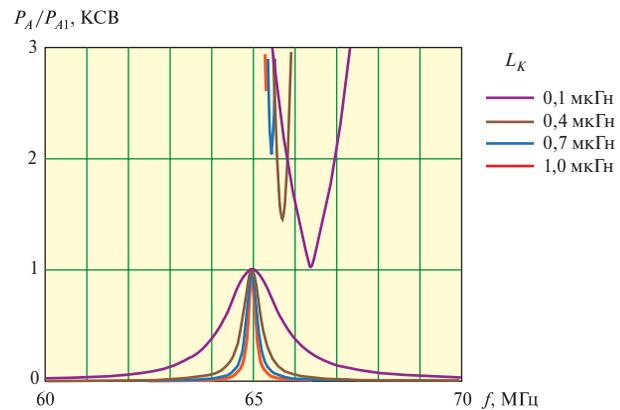


Рис. 4

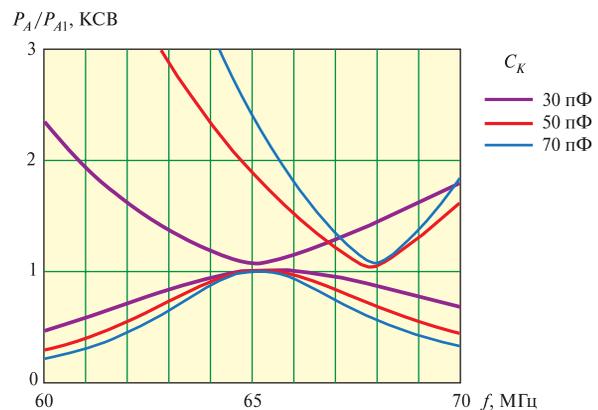


Рис. 5

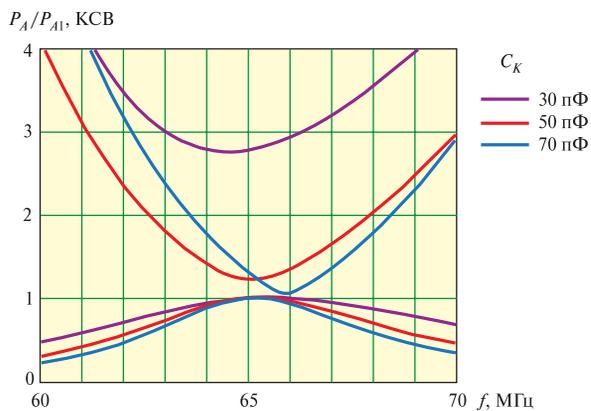


Рис. 6

Таблица 1

$L = 2 \text{ мкГн}; C = 3 \text{ пФ}$				
$L_K, \text{ мкГн}$	0,1	0,5	1,0	2,0
$R_{\Sigma}, \text{ Ом}$	19,3	4,0	1,3	0,3
$L = 1,2 \text{ мкГн}; C = 5 \text{ пФ}$				
$L_K, \text{ мкГн}$	0,1	0,4	0,7	1,0
$R_{\Sigma}, \text{ Ом}$	11,5	2,5	1,3	0,3

Таблица 2

$L = 2 \text{ мкГн}; C = 3 \text{ пФ}$				
$C_K, \text{ пФ}$	>>1	70	50	30
$R_{\Sigma}, \text{ Ом}$	37,0	70,8	91,9	135,2
$L = 1,2 \text{ мкГн}; C = 5 \text{ пФ}$				
$C_K, \text{ пФ}$	>>1	70	50	40
$R_{\Sigma}, \text{ Ом}$	25,0	45,3	49,8	52,3

возможность вычислить сначала R по формуле (9), затем АЧХ $KCB(\omega)$, уточнить значение ω_0 по АЧХ и оценить точность выполнения условий $R_{AA}(\omega_0) = W_{\phi}$; $X_{AA}(\omega_0) = 0$ – при необходимости с дальнейшим уточнением значений ω_0 и R по предложенной итерационной процедуре. На рис. 3–6 представлены итоговые результаты расчета АЧХ излученной мощности $P_A(\omega) / P_{A1}$ и $KCB(\omega)$ для нескольких вариантов реализации С-антенны, настроенных на частоту максимума излученной мощности $f_{03} = 65 \text{ МГц}$ (для рис. 3 и 5 параметры МРА соответствуют $L = 2 \text{ мкГн}, C = 3 \text{ пФ}; p = 0,1$; для рис. 4 и 6 – $L = 1,2 \text{ мкГн}; C = 5 \text{ пФ}$ при $p = 0,1$). Соответствующие им зависимости сопротивления излучения $R_{\Sigma} = R$ от величины корректирующей индуктивности $L_K, \text{ мкГн}$, и корректирующей емкости $C_K, \text{ пФ}$, приведены в табл. 1 и 2 соответственно.

Выводы. Результаты анализа амплитудно-частотной характеристики С-антенны показывают, что с помощью корректирующей реактивности X_K удается сблизить на оси частот максимум излученной мощности и минимум КСВ, устраняя тем самым один из главных недостатков МРА, выявленных в [3]. Предпочтительной является настройка МРА с помощью корректирующей емкости C_K , приводящая к уве-

личению широкополосности АФУ и сопротивления излучения R_{Σ} . Значением сопротивления излучения МРА можно управлять, изменяя характер и величину X_K .

На сегодняшний день перспективными представляются два направления применения МРА – в низкочастотной области радиодиапазона и в области СВЧ и КВЧ. Первое связано с уменьшением габаритных размеров конструкций АФУ, второе – с микроминиатюризацией их конструктивных элементов. В обоих случаях аналитический аппарат, используемый при проектировании МРА, является общим [3, 14]. Отдельный интерес представляет экспериментальная проверка прогнозируемого значения КПД МРА, зависящего от соотношения R_{Σ} и r [11, 12].

Компьютерное исследование разных вариантов реализации С-антенны позволяет уменьшить объем экспериментальных измерений, выполняемых при проектировании и настройке МРА. Это тем более важно, что режим работы каждого конкретного варианта МРА зависит от сочетания ее конструктивных параметров $L; C; p$ и X_K , выбрать которое другим способом достаточно сложно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Айзенберг Г.З. Коротковолновые антенны. – М.: Связьиздат, 1962.
2. Наденко С.И. Антенны. – М.: Связьиздат, 1959.
3. Маслов О.Н., Рябушкин А.В., Шашенков В.Ф. Малогабаритные резонансные антенны // Инфокоммуникационные технологии. Т. 8. – № 2. – 2010. – С. 57–67.
4. Маслов О.Н. Сопротивление излучения и добротность конденсаторной антенны // Материалы X МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». – Уфа: Изд-во УГАТУ, 2010. – С. 240–242.
5. Маслов О.Н., Рябушкин А.В., Шашенков В.Ф. Результаты экспериментального исследования малогабаритных резонансных антенн // Материалы X МНТК «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций». – Уфа: Изд-во УГАТУ, 2010. – С. 244–246.
6. <http://www.crossedfieldantenna.com> (дата обращения 01.01.11).
7. EH Antenna. US Patent 6,486,846. Robert T. Hart, Nov. 26, 2002. Appl. No.: 09/576,449. Filed: May 23, 2000.
8. Method and Apparatus for Creating an EH Antenna. Robert T. Hart, June 12, 2003. Serial No.: 302952 ~ Series Code: 10. Filed: Nov. 22, 2002. US Current Class: 343/860; 343/773; 343/870. US Class at Publication: 343/860; 343/773; 343/870. Intern. Class: H01Q001/50; H01Q 0123/00 Description.
9. <http://www.dtirfsolutions.com> (с 01.10.10 – www.dtimes.com).
10. Башкиров М.М., Конотоп А.А., Почанин Г.П. и др. Способ передачи информации с помощью ЕН-антенны // Вопросы радиоэлектроники. Серия РЛТ. – 2008. – Вып. 4. – С. 156–168.
11. <http://www.ehant.narod.ru> (дата обращения 01.01.11).
12. <http://flateh.narod.ru> (дата обращения 01.01.11).
13. Тесла Н. Кн. 1. Статьи; Кн. 2. Лекции; Кн. 3. Колорадо-Спрингс. Дневники, 1899–1900. – Самара: ИД «Агни», 2007–2009.
14. Зернов Н.В., Карпов В.Г. Теория радиотехнических цепей. – Л.: Энергия, 1972.

Получено 17.01.11