

## 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  $R_{\Sigma}$  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 ( $\lambda$ ). 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  $W_{\phi}$ , 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  $R_{\Sigma}$ . 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-

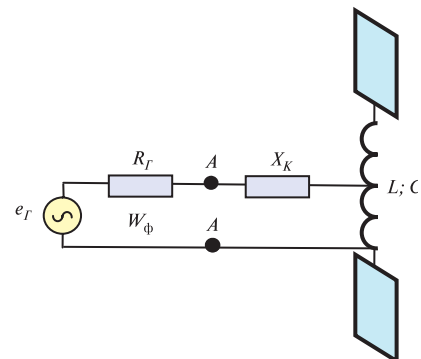


Рис. 1

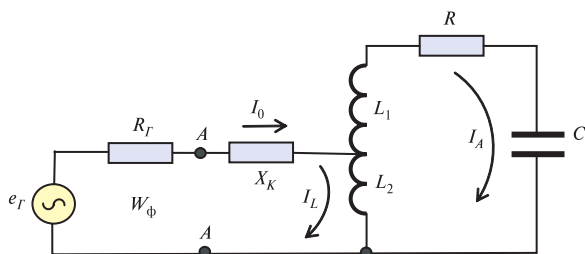


Рис. 2

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  $KCB = \frac{1+K_{отр}}{1-K_{отр}}$ , где  $K_{отр}$  – 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  $KCB=1$  [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

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

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  $R_{AA} = \frac{R X_L^2}{R^2 + X_L^2}$ ;  $X_{AA} = \frac{R^2(X_L + X_K) + X_L^2 X_K}{R^2 + X_L^2}$ . Условию максимального согласования МРА с фидером на частоте  $\omega_0$  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  $\omega_0$  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  $W_\phi$  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

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

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  $R_\Sigma$  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  $\omega_{01}$ , 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  $R_\Sigma$  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  $\omega_{01}$ , 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  $\omega_{01}$  в явном виде и учитывает частотную независимость  $R$ . Общий вывод [3] при этом остается неизменным: область частот  $\omega$ , 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  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$ . Поэтому максимум согласования МРА с фидерной линией (минимум КСВ на частоте  $\omega_0$ ) в общем случае не совпадает с максимумом излученной мощности (на частоте  $\omega_{03}$ ) и для их совмещения следует использовать корректирующую реактивность  $X_K$ .

Условие максимального согласования МРА на частоте  $\omega_0$ , 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  $\omega_0$  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  $R_\Gamma$  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  $R_\Sigma$ , 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  $\omega_{01}$  и  $\omega_{02}$  для заданных значений  $L$ ;  $C$ ;  $p$  и выбор полосы частот  $\omega$  [ $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ], 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  $85 \times 15$  мм;
- определение частоты  $\omega_0$ , 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 [ $\omega_1$ ;  $\omega_2$ ];
- 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( $\omega$ ) и уточнение значения

частоты  $\omega_0$ , 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( $\omega$ ) 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  $\omega_0$  определяется аналитическим путем согласно [3]. После этого появляется воз-

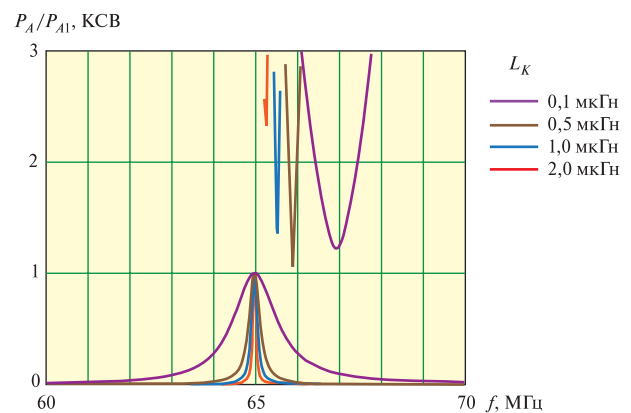


Рис. 3

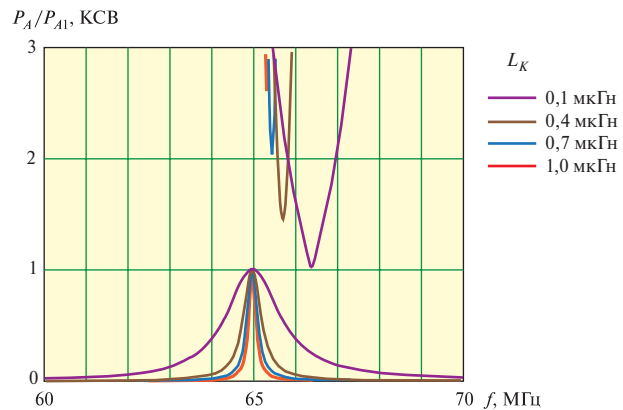


Рис. 4

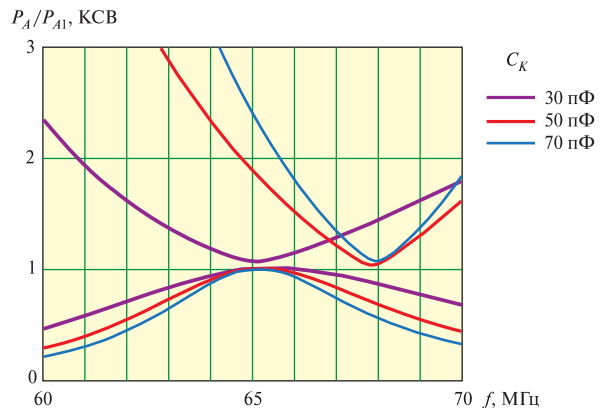


Рис. 5

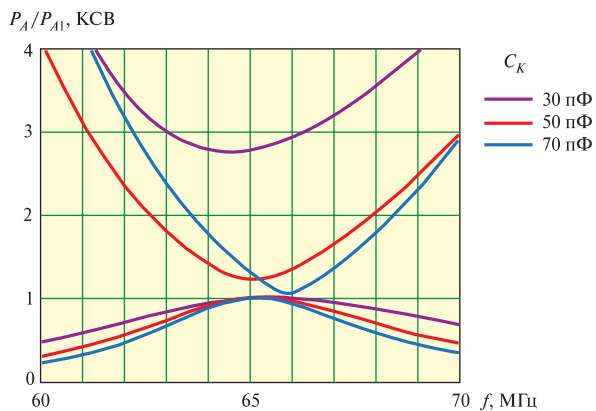


Рис. 6

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

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

возможность вычислить сначала  $R$  по формуле (9), затем АЧХ  $KСВ(\omega)$ , уточнить значение  $\omega_0$  по АЧХ и оценить точность выполнения условий  $R_{AA}(\omega_0) = W_{\phi}$ ;  $X_{AA}(\omega_0) = 0$  – при необходимости с дальнейшим уточнением значений  $\omega_0$  и  $R$  по предложенной итерационной процедуре. На рис. 3–6 представлены итоговые результаты расчета АЧХ излученной мощности  $P_A(\omega) / P_{A1}$  и  $KСВ(\omega)$  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  $KСВ$ , 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  $R_{\Sigma}$ . 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  $R_{\Sigma}$  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