

# ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ  
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ  
ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ,  
ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ

3.2011

ОТЕЧЕСТВЕННЫЕ  
ПРОИЗВОДИТЕЛИ. КТО ОНИ?

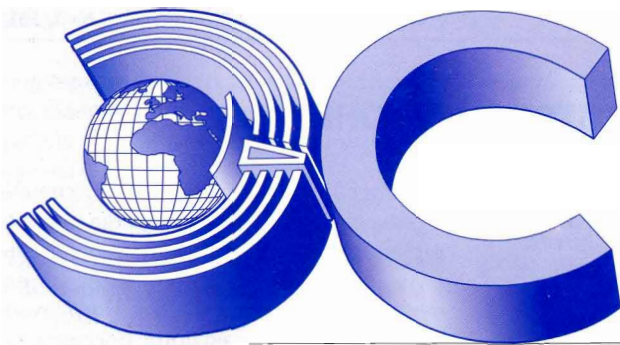
КУРСОМ ИННОВАЦИЙ.  
ИТОГИ ФОРУМА MAS

АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА:  
ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

НОВЫЕ МОДЕЛИ ИССЛЕДОВАНИЯ  
NGN

МЕТОДИКА ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ  
ОПЕРАТИВНОГО МЕНЕДЖМЕНТА





УЧРЕДИТЕЛИ:  
РЕГИОНАЛЬНОЕ СОДРУЖЕСТВО В ОБЛАСТИ СВЯЗИ,  
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ СВЯЗИ,  
РОССИЙСКОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЩЕСТВО  
РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ  
ИМ. А.С. ПОПОВА

# ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ

ОСНОВАН В 1933 ГОДУ

ЕЖЕМЕСЯЧНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ЖУРНАЛ  
ПО ПРОВОДНОЙ И РАДИОСВЯЗИ,  
ТЕЛЕВИДЕНИЮ, РАДИОВЕЩАНИЮ

№ 3/2011

В НОМЕРЕ:

## CONTENTS

### ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

В.В. Шахильдян, чл.-корр. РАН

### РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

Ал.-р.С. Аджемов, к.т.н.

Арт.С. Аджемов, д.т.н.

Е.Б. Алексеев, д.т.н.

В.А. Андреев, д.т.н.

В.И. Борисов, чл.-корр. РАН

А.Л. Бузов, д.т.н.

В.В. Бутенко, д.т.н.

М.А. Быховский, д.т.н.

В.В. Витязев, д.т.н.

П.П. Воробийко, д.т.н.

А.А. Гоголь, д.т.н.

Ю.А. Громаков, д.т.н.

В.Ф. Гуркин, к.т.н.

Ю.Б. Зубарев, чл.-корр. РАН

А.А. Иванов, д.т.н.

Л.Я. Кантор, д.т.н.

С.В. Кизима, д.т.н.

О.Э. Кильдишева, к.т.н.

И.В. Ковалева (зам. главного редактора)

К.И. Кукк, д.т.н.

А.Е. Кучерявый, д.т.н.

С.Л. Мищенко, д.т.н.

Н.Н. Мухитдинов, ген. директор

Исполкома РСС

А.П. Оситис, президент МАС

Т.Г. Рахимов, к.т.н.

С.Г. Ситников, к.т.н.

В.В. Тимофеев, к.т.н.

Г.Ш. Хасьянова, к.э.н.

В.О. Шварцман, д.т.н.

### ВЕДУЩИЙ РЕДАКТОР

Н.В. Ефимова

### НОМЕР ГОТОВИЛИ

#### ТАКЖЕ:

И.А. Богородицкая

Е.В. Жарикова

Ю.М. Севрюкова

Е.М. Бельнская

Т.И. Марунич

### КОМПЬЮТЕРНЫЕ

### ДИЗАЙН, НАБОР, ВЕРСТКА

И.В. Волченкова

### Подписные индексы

по каталогам:

«Роспечать» — 71107

«Пресса России» — 41411

«Почта России» — 61854

ISSN 0013-5771.

ЭЛЕКТРОСВЯЗЬ. 2011, № 03. 1-56.

Сдано в набор 11.03.2011.

Подписано в печать 21.03.2011.

Печать офсетная. Формат 60×90%

Изд. № 64. Усл. кр.-отг. 14,12.

Уч.-изд. л. 19,6. Усл. печ. л. 7.

Тираж 3000 экз.

<b>Богородицкая И.А.</b> ■ Отечественные производители. Кто они? .....	2
<b>Гольшко А.В.</b> ■ Старые проблемы в новом году .....	3
<b>Ковалева И.В.</b> ■ Курсом инноваций: итоги 12-го Международного форума МАС .....	5
<b>Тихвинский В.О.</b> ■ LTE открывает эру мобильных инноваций. Итоги MWC-2011 .....	8

### АНТЕННО-ФИДЕРНЫЕ УСТРОЙСТВА: ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА

#### Тематическая подборка

К читателям! .....	10
<b>Бузов А.Л., Юдин В.В.</b> ■ Использование эффекта сверхнаправленности в широкополосных приемных кольцевых антенных решетках .....	10
<b>Сомов А.М., Титовец П.А., Отнякин С.П.</b> ■ Зоны земной поверхности, влияющие на шумовую температуру антенн .....	15
<b>Комяков А.В., Зайцев В.А.</b> ■ Авиационная антенная техника ФНПЦ ФГУП "НПП "Полет": от антенн до антенных решеток и интегрированных систем авиации пятого поколения .....	21
<b>Валов В.А., Телешов О.А., Телешов И.А., Фарафонов В.П.</b> ■ Мобильный АИК для определения характеристик излучения антенн в КВ-, СВ-, ДВ- и СДВ-диапазонах .....	26
<b>Метелев С.А., Волкова Е.Н.</b> ■ Принципы построения активных адаптивных антенных решеток для авиационных комплексов связи .....	29
<b>Митрофанова Т.В., Петров В.В.</b> ■ Моделирование входных параметров мобильной передающей антенны МРМВ-диапазона .....	34
<b>Маслов О.Н., Силкин А.А.</b> ■ Частотные характеристики малогабаритной резонансной антенны с корректирующей реактивностью .....	37
<b>Будагян И.Ф., Максимов М.А., Чебышев В.В.</b> ■ Моделирование характеристик излучения микрополосковых спиральных антенн при работе со сверхкороткими импульсами .....	41

### СЕТИ СВЯЗИ

<b>Назаров А.Н., Сычев К.И.</b> ■ Модели и методы исследования процессов функционирования и оптимизации построения сетей связи следующего поколения .....	43
<b>Исмибейли Э.Г., Газиев Ю.Г.</b> ■ Компьютерное моделирование СВЧ-устройств на основе программы HFSS .....	50
<b>Ситников С.Г., Репина Н.Г.</b> ■ Методологические основы построения модели комплекса технических средств систем оперативного менеджмента .....	54

### ИНФОРМАЦИЯ

Решение Alcatel-Lucent 100G для оптических сетей .....	14
Вниманию специалистов .....	20, 56
Парад телеком-услуг .....	28, 33
АРОС выступает за честную конкуренцию .....	36
ГКРЧ: итоги работы по конверсии РЧС в 2010 г. и планы на 2011 г. ....	49

В соответствии с решением Президиума ВАК Минобрнауки России журнал «Электросвязь» включен в Перечень ведущих рецензируемых научных изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук (<http://vak.ed.gov.ru/common/img/uploaded/files/vak/enumeration/2010/mits-23-03-2010.doc>).

Адрес редакции журнала: 107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6.

Тел.: 625-84-36, 621-09-13, 624-15-92. Факс: 624-52-90.

E-mail: [elsv@garnet.ru](mailto:elsv@garnet.ru) Internet: [www.elsv.ru](http://www.elsv.ru)

© ООО "Инфо-Электросвязь"

За содержание рекламных материалов редакция ответственности не несет.

УДК 621.396.677; 621.397.671

## 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 ЕН-антеннами, – более простые и удобные в реализации по сравнению с CFA [6, 7]. По данным [8], ЕН-антенна 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 ЕН-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 индустриальным и естественным Е- и Н-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 ЕН-антеннами именуют подчас и МРА на основе трансформатора Теслы – так называемые Нз-антенны, что приводит к терминологической путанице [10]. В

отечественном секторе Интернета действуют сайты [11, 12], где энтузиасты в области АФУ делятся опытом создания и исследования эффективности применения ЕН-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  $e_{\Gamma}$  и внутренним сопротивлением  $R_{\Gamma}$ . 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 сопротивления излучения МРА  $R_{\Sigma}$ . Поскольку корректирующая реактивность  $X_K$  расположена между катушкой индуктивности МРА и выходом фидерной линии, через нее

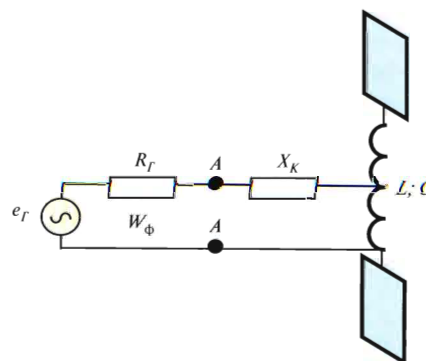


Рис. 1

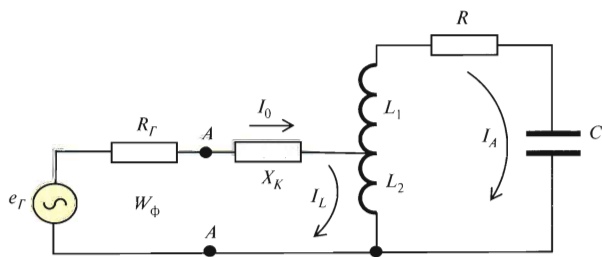


Рис. 2

по фидеру проходит ток  $I_0$ , через индуктивность  $L_2$  – ток  $I_L$ , а через элементы  $L_1$ ,  $C$  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

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

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  $\omega_0$  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 регулирования широкополосности МРА – наряду с отношением  $C/L$ , в

котором для увеличения относительной полосы  $\Delta\omega / \omega_0$  целесообразно увеличивать емкость С-антенны, тем более что для сохранения прежнего значения частоты параллельного резонанса  $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$  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  $\Delta\omega / \omega_0 = 7 \dots 10\%$ .

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  $X_{K1}=\omega L_K$  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  $U_{AA} = jI_L X_L = I_A (R + jX_C)$ , где  $I_L = I_0 - I_A$ . 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  $\omega_0$ , когда  $X_L + X_C = 0$ , имеет место  $I_A = I_0 X_L / R$ , а при последовательном резонансе на частоте  $\omega_2 = 1/\sqrt{LC(1-p)} = \omega_0 / \sqrt{1-p}$ , 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 тепловыми потерями в МРА можно пренебречь,  $P_{AA} \approx P_A$ . 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  $\omega_0$ , согласно (7), излученная мощность  $P_{A1} = \frac{1}{2} \frac{I_0^2 X_L^2(\omega_0)}{R}$ . Частотные свойства  $P_A$  при этом удобно исследовать путем анализа отношения

$$\frac{P_A}{P_{A1}} = \frac{X_L^2(\omega) R^2}{\{R^2 + [X_L(\omega) + X_C(\omega)]^2\} X_L^2(\omega_0)}, \quad (8)$$

которое более компактно по сравнению с аналогичным от-

ношением [3] фиксирует соответствие мощности  $P_{A1}$  частоте  $\omega_{01}$  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

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

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

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  $R_r$  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  $L=1...2$  мкГн;  $C=3...5$  пФ и  $p=0,1...0,5$  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 анали-

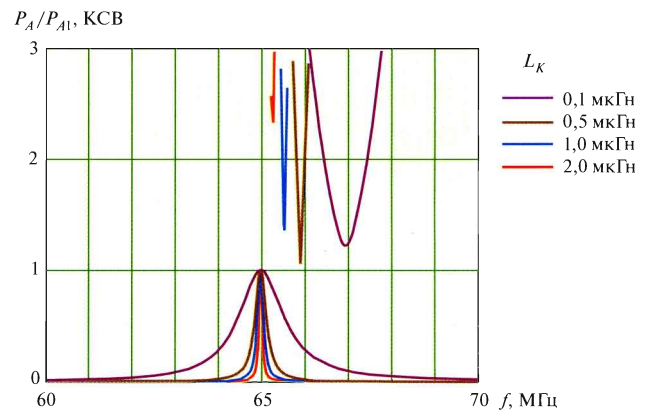


Рис. 3

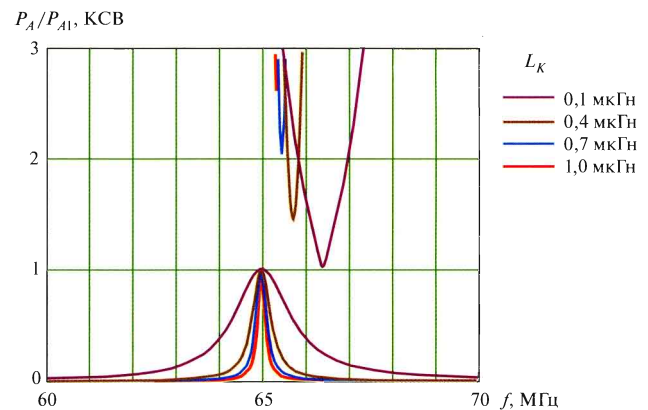


Рис. 4

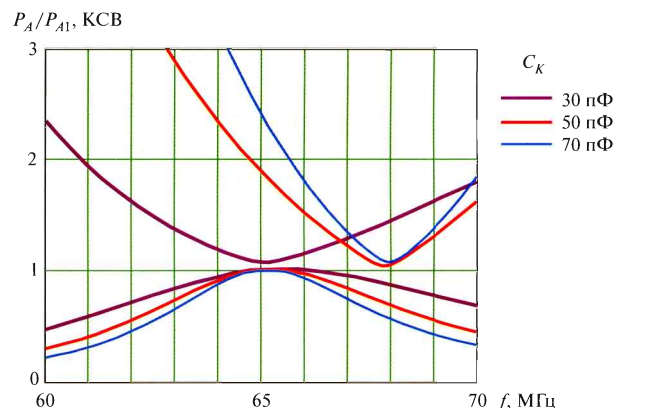


Рис. 5

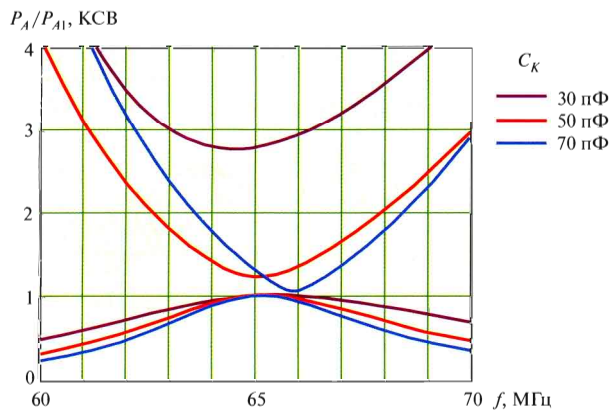


Рис. 6

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

тическим путем согласно [3]. После этого появляется 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  $f_{03} = 65$  МГц (для рис. 3 и 5 параметры МРА соответствуют  $L = 2$  мкГн,  $C = 3$  пФ;  $p = 0,1$ ; для рис. 4 и 6 –  $L = 1,2$  мкГн;  $C = 5$  пФ при  $p = 0,1$ ). Соответствующие им зависимости сопротивления излучения  $R_{\Sigma} = R$  от величины корректирующей индуктивности  $L_K$ , мкГн, и корректирующей емкости  $C_K$ , 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 увеличению 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 технологий 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.dtims.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://fateh.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