

Расширение полосы согласования передающих вещательных антенных систем диапазона ДВ для работы в режиме DRM

Ключевые слова: цифровое радиовещание, DRM, длинные волны, передающая антенна, согласующая цепь.

Варламов О.В.,

старший научный сотрудник МТУСИ, к.т.н.,
vov@mtuci.ru

Горегляд В.Д.,

зам. Генерального директора -
директор Департамента радиовещания
и радиосвязи РТРС,
vgoreglyad@rtm.ru

Радиовещание в диапазоне ДВ из-за малого затухания поверхностной волны с учетом инфраструктурных и эксплуатационных затрат в 4...6 раз экономичнее, чем в диапазоне СВ, и сопоставимо с вещанием в диапазоне УКВ. При этом радиус зоны обслуживания одного передатчика превышает 400 км, и для покрытия всей территории РФ требуется менее 30 передатчиков. Не использование диапазона ДВ ставит под угрозу возможность реализации планов перспективного развития РТРС по 100% охвату населения радиовещанием и последующего создания на территории РФ сетей цифрового радиовещания, предусмотренного решением ГКРЧ №1 2-14-06. Поэтому задача поиска решений для обеспечения возможности использования антенных систем диапазона ДВ в режиме DRM является актуальной.

Требования к КСВ антенных систем в режимах АМ и DRM

Антенны диапазонов ДВ и СВ вместе с элементами настройки и согласования обычно образуют систему, аналогичную резонансному контуру. Для высококачественного радиовещания

Для выполнения требований на электромагнитную совместимость современным высокоэффективным радиовещательным передатчиком, работающим в цифровом режиме стандарта DRM, требуется хорошее согласование с нагрузкой ($K_{CB} < 1,05$) во всей полосе частот передаваемого сигнала. Существующие на сети вещания антенные системы диапазона ДВ имеют КСВ более 1,8...2,5. На основе проведенного анализа потенциальных возможностей LC согласования показано, что имеющиеся антенны не могут быть согласованы до нужных параметров с помощью традиционных методов с применением LC цепей. Предложен метод согласования радиовещательных антенных систем диапазона ДВ с использованием RLC цепей, построенных на основе класса цепей с постоянным резистивным сопротивлением. Рассмотрены возможные варианты построения на основе последовательной и параллельной конфигураций. Разработана методика проектирования элементов. Проведен анализ зависимости потерь от исходной добротности антенны. Определены требования к допустимому разбросу элементов. Проведенные по разработанной методике проектирования расчеты по реальным входным импедансам более 10 экземпляров антенн различных типов показали возможность их согласования с требуемым КСВ. Предложенный метод согласования позволяет использовать большинство существующих в РТРС антенных систем диапазона ДВ вместо строительства новых для работы в режиме цифрового радиовещания стандарта DRM.

ния с АМ полоса пропускания этого эквивалентного контура должна быть не менее ± 8 кГц по уровню 3 дБ [1]. Границы полосы пропускания антенны с элементами настройки и согласования определяются значением КБВ в фидере, равным 0,37 ($K_{CB} = 2,7$) [1].

При работе современного передатчика с ШИМ модулятором в режиме DRM на узкополосную антенну возможно существенное (до 15 дБ) превышение его выходного спектра над ограничительной линией (маской) допустимых внеполосных радиокослебаний [2].

Для устранения данного эффекта в [2] сформулированы требования к КСВ антенны при работе передатчика в цифровом режиме стандарта DRM: $K_{CB} \leq 1,05$ в полосе частот ± 5 кГц от несущей и $\leq 1,1$ в полосе частот ± 10 кГц от несущей.

Перечисленные требования к допустимому КСВ нагрузки относятся только к конкретному, исследованному в [2] типу передатчиков, с применяемой в них тактовой частотой ШИМ, и могут быть несколько увеличены для передатчиков других типов и производителей. Тем не менее, требования к КСВ антенных систем в режиме DRM оказываются намного более жесткими, чем для режима АМ. Поэтому непосредственное использование существующих в настоящее время на сети длинноволнового вещания антенных систем в режиме DRM не представляется возможным.

Для решения этой задачи далее рассматриваются потенциальные (предельные) возможности согласования антенных систем традиционными методами, а также предлагается не использовавшийся ранее в отечественном

мощном радиовещании метод согласования антенных систем с помощью элементов с потерями. Приводится методика расчета согласующих устройств в соответствии с предложенным методом, их сравнение с традиционными СУ и экономический эффект от их применения.

Потенциальные возможности LC-согласования антенных систем диапазона ДВ

Входной импеданс используемых в диапазоне ДВ антенных систем, высота опор которых, как правило, не превышает 375 метров, в большинстве случаев эквивалентен полному сопротивлению последовательного RLC контура. В этом случае полосовая добротность нагрузки $Q' = (\Delta f / f_0) Q$, где $\Delta f = f_b - f_n$ — полоса согласования, f_0 — средняя частота полосы согласования, Q — добротность последовательного контура, эквивалентного антенной системе. Известно [3], что предельные возможности согласования произвольной комплексной нагрузки с генератором в заданной полосе частот $\Delta(\omega)$ определяются соотношением $|\Gamma| \geq \exp(-\pi / Q')$.

При требуемом КСВ нагрузки 1,05, допустимый коэффициент отражения $|\Gamma| = (K_{CB} - 1) / (K_{CB} + 1)$ составляет 0,0244, и предельная (по Фано) полосовая добротность нагрузки Q' равна 0,846. Достижение предельного (по Фано) согласования возможно лишь при бесконечном числе элементов согласующей цепи, что не применимо в практических условиях. Максимально допустимое число элементов в практических конструкциях составляет 4...6. При увеличении их количества растут потери, увеличивается стоимость, и повышаются требо-

вания к точности и температурной стабильности элементов при незначительном увеличении качества согласования.

Предельные соотношения, связывающие достижимый КСВ с полосовой добротностью нагрузки для одно-, двух- и трехзвенных полиномиальных и оптимальных согласующих цепей (СЦ) с максимально плоской и Чебышевской характеристиками, приведены в [4]. Решая обратную задачу, можно найти значения полосовой добротности нагрузки для КСВ=1,05. Максимально допустимое в реальных конструкциях значение полосовой добротности нагрузки обеспечивается полиномиальной Чебышевской СЦ 3-го порядка и составляет 0,486.

Как показали измерения и моделирование входного импеданса распространенных на сети вещания антенн-мачт шунтового питания (АМШП) высотой 257 м (рис. 1), величина полосовой добротности нагрузки эквивалентного импеданса становится меньше максимально допустимой для согласования LC элементами, начиная с частот выше 183 кГц. Аналогичные результаты были получены и для других используемых типов антенн (АРПТЗ, ШАРПТ). Кроме этого, необходимо учитывать изменение активной части входного импеданса антенны в полосе рабочих частот, которое во многих случаях, особенно с увеличением отношения высоты антенны к длине волны, само по себе обуславливает КСВ на уровне 1,05. По этой причине и более высокие (например, 375 м) антенны также не могут быть согласованы LC цепями в нижней половине диапазона ДВ. Использование для согласования шлейфов, широко распространенных на действующей сети вещания, может только ухудшить ситуацию

при согласовании в достаточно широкой полосе с малым КСВ, ввиду их собственных резонансных свойств.

Таким образом, в нижней половине диапазона ДВ требуемая для работы передатчиков DRM величина КСВ даже теоретически не может быть обеспечена традиционными методами с помощью согласования LC элементами ни при каких высотах антенн.

Согласование антенных систем диапазона ДВ с помощью RLC цепей

Задачу согласования антенных систем диапазона ДВ с требуемым для работы в режиме DRM КСВ предлагается решать с помощью согласующих устройств RLC типа, в частности, на основе цепей с постоянным резистивным сопротивлением. Этот класс цепей предусматривает введение дополнительных резистивных нагрузок и не используется в традиционной антенной технике, однако широко применяется для межкаскадного согласования в широкополосных транзисторных передатчиках. За счет введения некоторых дополнительных потерь можно обеспечить возможность требуемого согласования в заданной и более широкой полосе частот. Для определенности далее будем называть эти устройства частотно-расширительными цепями (ЧРЦ).

Канонический вид цепи с постоянным входным резистивным сопротивлением, примененной в качестве входной корректирующей цепи транзисторного усилителя по схеме с ОЭ [5] приведен на рис. 2. Правая часть схемы (C1, Ra) совпадает с эквивалентной схемой короткой штыревой антенны, а индуктивность L1 обычно

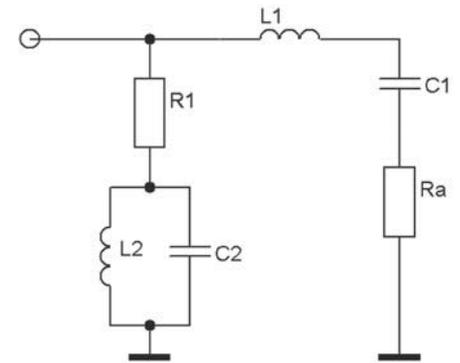


Рис. 2

присутствует для настройки антенного контура в резонанс на рабочей частоте. При $L1C1 = L2C2 = 1/\omega^2$, $R1=Ra$ и соответствующем выборе добротностей контуров $L1C1$ и $L2C2$ ($C2 = L1/Ra^2$, $L2 = C1Ra^2$), входное сопротивление такой цепи не зависит от частоты и равно Ra . Таким образом, теоретически обеспечивается идеальное согласование антенны с КСВ=1. В реальных условиях параметры антенны ($C1$, Ra) меняются с изменением рабочей частоты, поэтому идеальное согласование может быть обеспечено только в определенной полосе частот.

Рассмотренную выше конфигурацию ЧРЦ далее будем называть параллельной, поскольку дополняющая цепь с балластной нагрузкой подключается параллельно антенне. Если эквивалентная схема антенны представляет собой не последовательный контур, а параллельный (что возможно при больших отношениях высоты антенны h к длине волны λ , или в результате трансформации в фидере), то следует использовать дуальную последовательную конфигурацию ЧРЦ (рис. 3,б), элементы которой рассчитываются аналогично.

Варианты построения ЧРЦ в последовательной и параллельной конфигурациях

Рассмотрим теоретически возможные варианты построения ЧРЦ.

Вариант 1. ЧРЦ устанавливается непосредственно у антенны. Если входное сопротивление антенны описывается эквивалентом последовательного контура, ЧРЦ должна иметь параллельную конфигурацию (рис. 3,а). Если входное сопротивление антенны описывается эквивалентом параллельного контура, ЧРЦ должна иметь последовательную конфигурацию (рис. 3,б).

Вариант 2. ЧРЦ устанавливается в здании передатчика, после антенного фидера. Если входное сопротивление антенны описывается эквивалентом последовательного контура, и длина фидера кратна половине длины волны, ЧРЦ должна иметь параллельную конфигура-

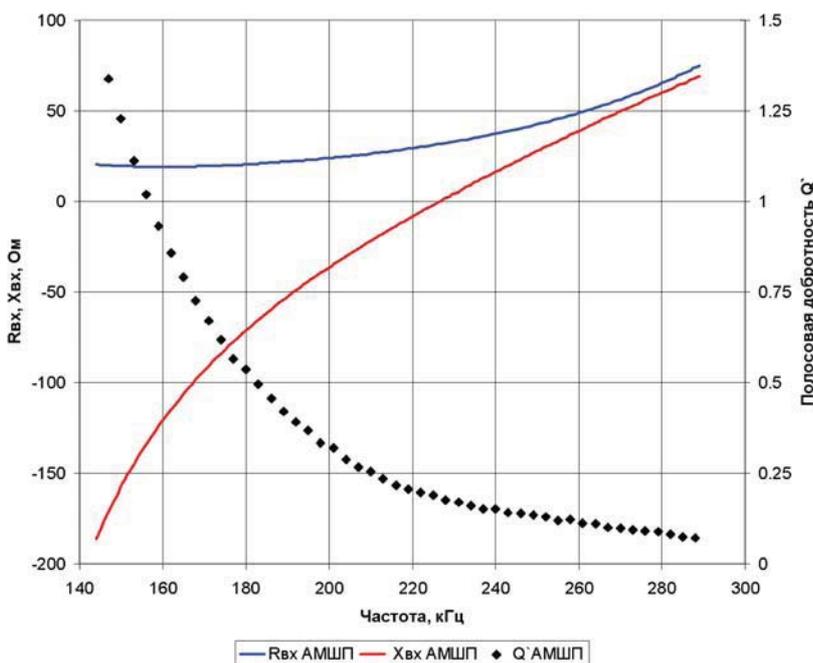


Рис. 1

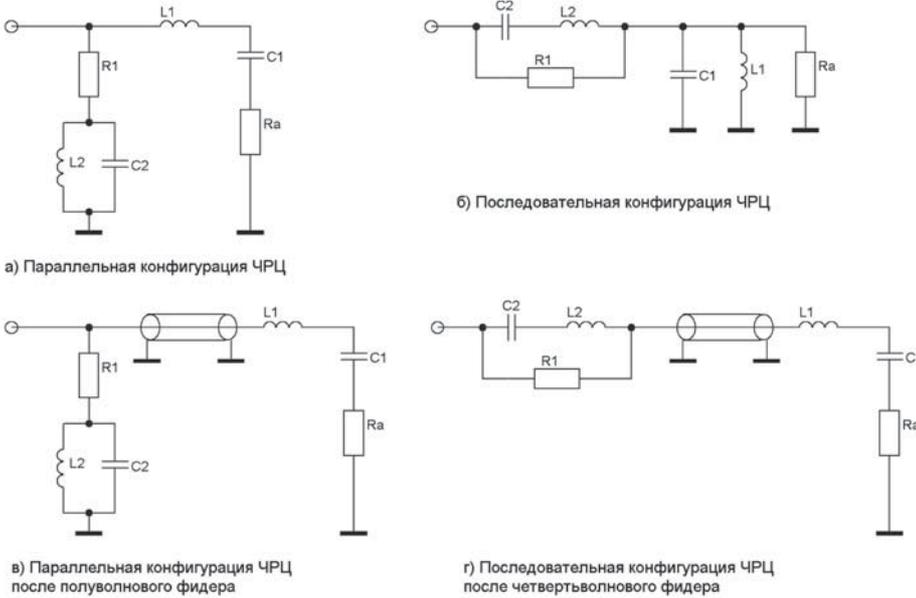


Рис. 3

цию (рис. 3, в). Если входное сопротивление антенны описывается эквивалентом последовательного контура, и длина фидера кратна нечетному количеству четвертей длины волны, ЧРЦ должна иметь последовательную конфигурацию (рис. 3, г). Аналогичные рассуждения можно провести и для случая, когда входное сопротивление антенны описывается эквивалентом параллельного контура. При длине фидера, кратной половине длины волны, ЧРЦ должна иметь последовательную конфигурацию, а при длине фидера, кратной нечетному количеству четвертей длины волны, ЧРЦ должна иметь параллельную конфигурацию.

Напомним, что во всех случаях для нормальной работы ЧРЦ входное сопротивление антенны должно быть активным на рабочей частоте, а ее импеданс симметричным, т.е. антенна должна быть настроена в резонанс, для чего могут потребоваться дополнительные элементы (емкость или индуктивность). Кроме того, поскольку входное сопротивление антенны в общем случае не равно волновому сопротивлению стандартного фидера, требуется дополнительное Г- (или Т-, или П-) звено для трансформации сопротивлений.

При этом если ЧРЦ устанавливается у антенны, она может быть подключена как до звена трансформации сопротивлений, так и после. В последнем случае, поскольку трансформирующее звено вносит дополнительный фазовый набег, он должен быть скомпенсирован. Если ЧРЦ устанавливается в здании передатчика, после антенного фидера, длина которого в общем случае может быть не кратной четверти длины волны, перед ЧРЦ необходимо провести фазовую коррекцию, приведя импеданс фидера в точке подключения ЧРЦ к эквиваленту по-

следовательного либо параллельного контура. Таким образом, использование ЧРЦ возможно в большом количестве вариантов. Выбор варианта для практической реализации ЧРЦ зависит как от условий реализуемости его компонентов, так и от экономических критериев, и во многом определяется исходными параметрами антенны.

Методика проектирования ЧРЦ

Методика проектирования элементов ЧРЦ для последовательной и параллельной конфигураций базируется на знании значений индуктивности, емкости и сопротивления контура, эквивалентного антенной системе. Для реальных антенн эти параметры, как правило, не известны и не могут быть измерены непосредственно. Единствен-

ным доступным методом измерения параметров антенн в инженерной практике являются измерения их комплексного входного сопротивления в диапазоне рабочих частот, на основании которых можно, в свою очередь, определить параметры контура, эквивалентного антенной системе.

В частности, для антенн в виде последовательного контура, к которым приводятся типичные короткие ($h < 0,3\lambda$) антенны диапазона ДВ, можно вывести методами теории линейных цепей следующую методику расчетов. Исходными данными являются: нижняя частота — f_n ; центральная (рабочая) частота — f_0 ; верхняя частота — f_b ; входные сопротивления антенны на нижней ($R_n + iX_n$), центральной ($R_0 + iX_0$) и верхней ($R_b + iX_b$) частотах.

Алгоритм методики проектирования ЧРЦ приведен на рис. 4.

Полученные в результате расчетов по данной методике параметры эквивалента антенного контура C_0 , L_0 и R_0 позволяют рассчитать элементы ЧРЦ: $R1 = R_0$ — т.е. сопротивление балластной нагрузки равно активному сопротивлению антенны на рабочей частоте; $L_0 C_0 = L2 C2 = 1/\omega_2^2$ — т.е. контур ЧРЦ настроен на рабочую частоту, что упрощает процесс его настройки, который может проводиться по критерию минимального напряжения на балластной нагрузке $R1$ на частоте несущей; $C2 = L_0/R_0^2$, $L2 = C_0 R_0^2$.

Анализ энергетической эффективности ЧРЦ в зависимости от параметров антенной системы

Частотно-расширительная цепь, образуя с согласовываемой антенной цепь постоянного сопротивления, независимо от своей конфигурации направляет в балластную нагрузку часть

1. Определяется знак входного импеданса антенны на рабочей частоте	Если $X_0 > 0$, то:	Если $X_0 < 0$, то:
2. Последовательная индуктивность (или емкость), которую необходимо включить для настройки антенны в резонанс на рабочей частоте	$C_1 = \frac{1}{X_0 \omega_0}$	$L_1 = \frac{-X_0}{\omega_0}$
3. Реактивное сопротивление антенны на нижней и верхней частотах с учетом добавленной индуктивности (емкости)	$X'_n = X_n - \frac{1}{\omega_n C_1}$; $X'_e = X_e - \frac{1}{\omega_e C_1}$	$X'_n = X_n + \omega_n L_1$; $X'_e = X_e + \omega_e L_1$
4. Емкость антенного контура на нижней и верхней частоте	$C_n = \frac{1}{X'_n} \left(\frac{1}{\omega_n} - \frac{\omega_n}{\omega_0^2} \right)$; $C_e = \frac{1}{X'_e} \left(\frac{1}{\omega_e} - \frac{\omega_e}{\omega_0^2} \right)$	
5. Эквивалентная емкость и индуктивность антенны на рабочей частоте	$C_0 = \frac{C_n + C_e}{2}$; $L_0 = \frac{1}{\omega_0^2 C_0}$	
6. Эквивалентное сопротивление антенны на рабочей частоте	R_0	
7. Добротность антенны (для оценки энергетической эффективности)	$Q = \frac{1/\omega_0 C_0}{R_0}$	

Рис. 4

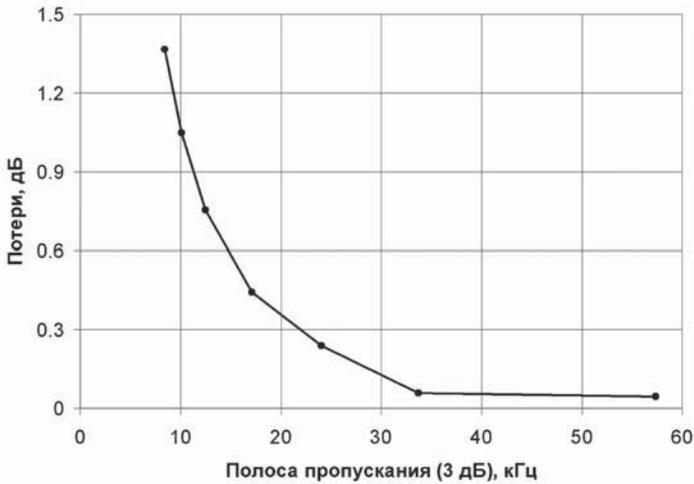


Рис. 5

мощности на краях полосы пропускания антенны. Очевидно, что чем выше добротность антенны (т.е. чем уже ее полоса пропускания), тем большая часть мощности будет рассеиваться в балластной нагрузке ЧРЦ, и наоборот. Результаты проведенных расчетов потерь в ЧРЦ для полосы сигнала DRM 9 кГц при различных полосах пропускания антенны, приведены на рис. 5. При полосе пропускания антенны более 10 кГц потери в ЧРЦ не превышают 1 дБ.

Проведем сравнение возможностей согласования антенной системы с добротностью 10 на частоте 171 кГц (полоса пропускания 17,1 кГц) с помощью лестничной LC структуры и ЧРЦ. Критерии согласования - $K_{СВ} < 1,05$ в полосе 9 кГц и $K_{СВ} < 1,1$ в полосе 18 кГц. Исходные характеристики антенны показаны на рис. 6 зеленым цветом. Даже при использовании лестничной LC структуры 9-го порядка (не реализуемой на практике) обеспечить требуемые значения КСВ не удастся (рис. 6, красные кривые), при этом согласование близко к теоретическому пределу [3]. Интегральные потери при добротности катушек индуктивности, равной 200, в полосе сигнала DRM 9 кГц составляют 13,1%.

Схема согласования с помощью ЧРЦ, состоящая всего из трех элементов, обеспечивает требуемые значения КСВ (рис. 6, синие кривые). Потери в балластной нагрузке в полосе сигнала DRM 9 кГц составляют 7,6%. Общие потери этой схемы при добротности единственной катушки индуктивности ЧРЦ, равной 200, составляют 10,9%. Неравномерность АЧХ в полосе 9 кГц не превышает 1 дБ, что не критично для сигнала DRM.

Таким образом, несмотря на потери в балластной нагрузке, в рассмотренном (близком к практике) случае ЧРЦ имеет даже меньшие потери (10,9%), чем LC структура (13,1%), и при этом, в отличие от нее, обеспечивает требуемый уровень согласования. При более высоких

значениях добротности антенной системы альтернативы ЧРЦ не существует.

Анализ различных вариантов ЧРЦ по критериям технической реализуемости и экономической эффективности

Под технической реализуемостью следует понимать допустимую электрическую прочность элементов (их пробивное напряжение), которое обычно не превышает 30 кВ, а для наиболее распространенных типов керамических высокочастотных конденсаторов ограничено величиной 15 кВ. Сравним по этому критерию параллельную и последовательную конфигурации ЧРЦ.

В параллельной конфигурации ЧРЦ максимальные напряжения на реактивных элементах равны напряжению в точке подключения и определяются как: $U = \sqrt{PR}$, где P — мощность передатчика, R — волновое сопротивление тракта, в который подключается ЧРЦ. Напомним, что ЧРЦ может быть включена как около антенны в тракте с типичными значениями активной составляющей сопротивления антенны 7...20 Ом, так и в тракте фидера (в том числе в здании передатчика) с типичными значениями сопротивления 60 или 150 Ом.

В последовательной конфигурации ЧРЦ максимальные напряжения на реактивных элементах в добротность эквивалента антенной системы раз больше напряжения в точке подключения и определяются как: $U = Q\sqrt{PR}$, где P — мощность передатчика, R — волновое сопротивление тракта, в который подключается ЧРЦ, Q — добротность эквивалента антенной системы.

В качестве примера рассчитаем номиналы элементов ЧРЦ и напряжения на них для различных конфигураций ЧРЦ и различных точек их подключения. Для определенности используем данные рассмотренного выше примера, где добротность эквивалента антенной системы

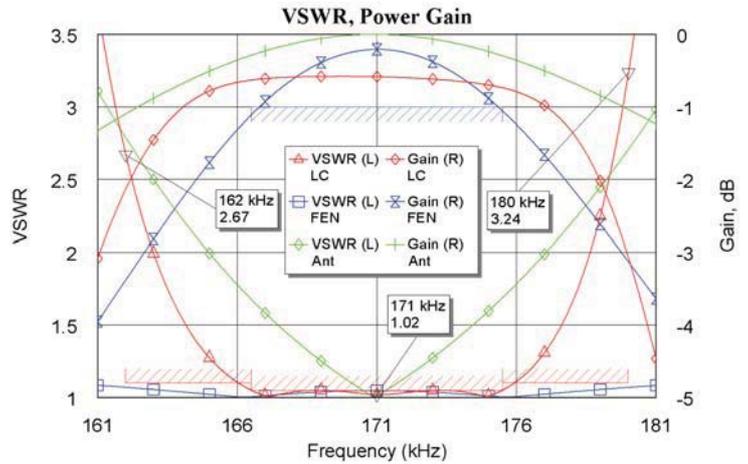


Рис. 6

$Q=10$ на частоте 171 кГц, величина активной составляющей сопротивления антенны $R=8,5$ Ом, волновое сопротивление фидера 60 Ом. Средняя мощность DRM-передатчика 100 кВт, что соответствует 1000 кВт пиковой мощности или передатчику АМ с мощностью 250 кВт в несущей. Результаты расчетов приведены в таблице.

Анализ данных таблицы показывает, что последовательная конфигурация ЧРЦ в тракте фидера с сопротивлением 60 Ом является не реализуемой на практике из-за очень высоких значений напряжения на элементах, а также большой величины требуемой индуктивности (индуктивность практически используемых катушек обычно не превышает 200 мкГн).

Также мало практично использование параллельной конфигурации ЧРЦ в тракте антенны с сопротивлением 8,5 Ом, поскольку стоимость высокочастотных керамических конденсаторов составляет примерно 35 тыс. руб. за 1000 пФ емкости, и суммарная стоимость требуемого набора конденсаторов превысит 38 млн. руб.

Параллельная конфигурация ЧРЦ в тракте фидера и последовательная конфигурация ЧРЦ в тракте антенны могут быть использованы на практике. Для проведения выбора из этих двух вариантов в каждом конкретном случае следует учитывать большее количество технико-экономических факторов.

В частности, для рассмотренного выше примера, анализ схем ЧРЦ на чувствительность к изменениям номиналов элементов показал, что допуски на них не должны превышать 7% для величины сопротивления балластной нагрузки, и 0,2% на величину емкости конденсатора или индуктивности катушки. Совместное влияние на КСВ допусков на емкость конденсатора и индуктивности катушки 0,1% и допусков на сопротивление балластной нагрузки 5% соответствует предельно допустимым заданным значениям КСВ.

Конфигурация ЧРЦ и место подключения	L, мкГн	C, пФ	Uэфф, В
Параллельная, в тракте антенны 8,5 Ом	0,791	1095000	2915
Параллельная, в тракте фидера 60 Ом	5,583	155125	7746
Последовательная, в тракте антенны 8,5 Ом	79,1	10950	29150
Последовательная, в тракте фидера 60 Ом	558,35	1551	77447

При типичном температурном коэффициенте индуктивности (ТКИ), равном $10^{-4}/^{\circ}\text{C}$, и температурном коэффициенте емкости (ТКЕ) конденсаторов, равном $100 \cdot 10^{-6}/^{\circ}\text{C}$ (группы МПО, М75, П100), обеспечить допуск в 0,1% возможно при изменении температуры только на 10°C .

По этой причине в диапазоне ДВ в климатических условиях РФ ЧРЦ предпочтительнее устанавливать в здании передатчика, следовательно, она будет иметь параллельную конфигурацию. Установка ЧРЦ в здании передатчика также позволит проводить оперативную подстройку при сезонном изменении температурных условий.

Следует отметить, что при работе передатчика в режиме АМ ЧРЦ не является необходимой и может быть отключена без изменения параметров всех остальных элементов согласования антенны. В параллельной конфигурации для этого достаточно одного, не очень мощного размыкателя (соответствующего мощности балластной нагрузки), а в последовательной конфигурации потребуется два переключающих контакта на полную выходную мощность передатчика.

Практическая применимость и ожидаемый экономический эффект

Предложенный способ расширения полосы согласования передающих вещательных антенных систем диапазона ДВ и разработанная методика расчета ЧРЦ проверены по измеренным входным импедансам более чем 10 экземпляров находящихся в эксплуатации антенных систем различных типов (АРРТ, АМШП и др.). Результаты расчетов показали возможность их согласования с требуемым КСВ при допустимом уровне потерь.

Также применение ЧРЦ эффективно в нижней части диапазона СВ при относительно невысоких антеннах.

Прямой экономический эффект при использовании существующей антенной системы, согласуемой с помощью ЧРЦ, вместо строительства новой, составляет от 70 до 110 млн. рублей для антенн высотой от 250 до 350 м за одну антенну. При планируемом использовании 14 существующих антенн вместо строительства 8 антенн высотой 257 м и 6 антенн высотой 375 м, суммарный экономический эффект

от использования ЧРЦ превышает 1,2 млрд. руб.

Более важным, хотя и косвенным, эффектом применения ЧРЦ является сама возможность использования нижней части диапазона ДВ для создания сетей цифрового радиовещания стандарта DRM, в которой иными способами невозможно обеспечить требуемый КСВ ни при каких высотах антенн.

Литература

1. Антенны для радиосвязи радиовещания. Часть 2 Средневолновые и длинноволновые антенны/Белюсов С.П., Гуревич Р.В., Клигер Г.А., Кузнецов В.Д. -М.:Связь, 1980-120 с.
2. Jochen Huber. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements. EBU-DRM Conference. 26 Nov 2009 / Geneva (CH). URL: http://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf (дата обращения: 12.12.2012).
3. Фано Р. М. Теоретические ограничения полосы согласования произвольных импедансов. — М.: Сов. радио, 1965. — 68 с.
4. Яковенко В.А. Аналитический расчет широкополосных согласующих цепей // Электронный научный журнал "Исследовано в России", 2007, с. 1528-1538. URL: <http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2007/140.pdf> (дата обращения: 30.10.12).
5. Широкополосные радиопередающие устройства / Под ред. О.В. Алексеева. — М.: Связь, 1978. — 304 с.

BANDWIDTH EXTENSION LW TRANSMITTING BROADCASTING ANTENNA SYSTEMS FOR OPERATING IN DRM MODE

Oleg Varlamov, Moscow Technical University of Communications and Informatics, senior staff scientist, Ph.D., vov@mtuci.ru

Viktor Goreglyad, Russian TV & Radio Network (RTRN), Deputy General Director - Director of Department of Broadcasting and Radiocommunication, vgoreglyad@rtm.ru

Abstract

To fulfill the requirements on electromagnetic compatibility of modern high efficiency broadcast transmitters operating in digital DRM standard, a good matching with the load ($VSWR < 1.05$) in the entire frequency band of the transmitted signal is required. The now existing LW broadcast antenna systems have $VSWR$ over 1.8...2.5. The analysis of LC matching potential has shown that the now existing antennas can't be matched up to the required parameters by conventional methods using LC circuits. Here is proposed method of matching LW broadcast antenna systems using RLC circuits that are based on the class of circuits with constant resistive impedance. There were also considered variants of construction on the basis of series and parallel configurations. It was also developed method of elements design. It has been executed the analysis of the losses dependence from the initial Q of antenna. Tolerance requirements for elements were defined. The calculations on real input impedances of more than 10 items of different types of antennas carried out by the developed method of designing have shown the possibility of there matching with required $VSWR$. The proposed matching method allows to use most of now existing in RTRN LW antenna systems instead of building new for working in digital broadcasting of DRM standard.

Keywords: digital broadcasting, DRM, long waves, transmitting antenna, matching circuit.

References

1. S.P. Belousov, Gurevich R.V., Kliger, G.A., Kuznetsov V.D. Antennas for radio broadcasting. Part 2 of the medium-and long-wavelength antenna. M.: Svyaz, 1980, 120 p.
2. Jochen Huber. DRM on MF and LF, coverage and technical requirements. EBU-DRM Conference. 26 Nov 2009 / Geneva (CH). URL: http://tech.ebu.ch/docs/events/drm09/presentations/ebu_drm09_huber.pdf (дата обращения: 12.12.2012).
3. R.M. Fano. Theoretical bandwidth limiting matching of arbitrary impedances. M. Sov. Radio, 1965, 68 p.
4. Yakovenko, V.A. Analytical calculation of the broadband matching of chains // Electronic scientific journal "INVESTIGATED IN RUSSIA", 2007, Pp. 1528-1538. URL: <http://zhurnal.ape.relarn.ru/articles/2007/140.pdf>.
5. Broadband radio transmitters // Ed. O.V. Alekseev. M.: Svyaz, 1978, 304 p.