

УДК 621.391

DOI: 10.22213/2410-9304-2017-1-47-51

К. В. Шишаков, кандидат физико-математических наук  
 М. А. Бояршинов, кандидат технических наук  
 П. В. Караваев, аспирант  
 А. С. Батуринов, аспирант  
 ИЖГТУ имени М. Т. Калашникова  
 А. В. Савельев, доктор технических наук, профессор  
 АО «Сарапульский радиозавод»

### РАСЧЕТ И ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ РАДИОЛИНИЙ С УКОРОЧЕННЫМИ ВИБРАТОРНЫМИ АНТЕННАМИ КВ- И УКВ-ДИАПАЗОНОВ

*Влияние приемопередающих антенн остается основным из факторов, определяющих эффективность радиолинии. В статье выполнен расчет параметров полуволновых и укороченных симметричных вибраторных антенн. Рассмотрен расчет параметров укороченных штыревых антенн и факторы повышения их эффективности. Предложены способы повышения эффективности укороченных антенн: использование системы противовесов для уменьшения сопротивления потерь; применение согласующих индуктивностей, утолщение антенны и добавление концевой емкости на верхний конец штыря для уменьшения реактивной составляющей входного сопротивления антенны. Вместе с этим на практике особенно важное значение следует придавать вопросам юстировки и настройки укороченных антенн и их согласующих устройств. Приведен пример моделирования укороченной антенны в программе MMANA.*

**Ключевые слова:** антенна, коэффициент усиления, коэффициент отражения, диаграмма направленности, входное сопротивление, поляризация.

В системах подвижной радиосвязи широко применяются антенны коротковолнового (КВ) и ультракоротковолнового (УКВ) диапазонов [1, 2]. Наибольший интерес на практике представляют широкополосные антенны, работающими во всем КВ- или УКВ-диапазоне. Поэтому в системах подвижной радиосвязи широко применяются укороченные антенны [3]. В данной работе приведены примеры расчета широкополосных антенн согласно методике, изложенной в [4].

В качестве эталонного примера выполним расчет параметров согласованных (коэффициент отражения на входе  $\Gamma = 0$ ) полуволновых симметричных вибраторов без учета поляризационных расстройок (коэффициент поляризационной поправки  $\xi = 1$ ), потерь (КПД равен 1) и влияния Земли. Здесь в соответствии с методикой, изложенной в работе [5], получаем:  $h_D = (\lambda/\pi)$ ,  $G = D = 1,64$ ,  $R_A = 73,1$  Ом,  $X_A = 0$  (в резонансном режиме с учетом малого укорочения). Здесь  $h_D$  – действующая длина антенны;  $G$  – коэффициент усиления;  $D$  – коэффициент направленного действия;  $R_A$  и  $X_A$  – активное и реактивное сопротивление антенны соответственно. Мощность генератора передающей антенны  $P_{ген}$  примем равной 10 Вт, сопротивление линий передачи  $R = 50$  Ом, расстояние между антеннами  $r = 10000$  м. Тогда находим фактор пере-

дающей антенны  $TAF = \sqrt{0,6G_1}/r = 10^{-4}$  (1/м). Из уравнения  $U_1^2 = 2RP_{ген}$  находим  $U_1 = 31$  В и напряженность поля, передаваемого на приемную антенну:  $E = TAF \cdot U_1 = 0,0031$  (В/м).

Плотность мощности излучающей антенны на расстоянии  $r$  от нее при частоте  $f = 1$ :

$$P_{изл}(r = 10 \text{ км}) = P_{ген} G / 4\pi r^2 = 1,3 / r^2 = 1,3 \cdot 10^{-8} \text{ Вт / м}^2. \quad (1)$$

Эта плотность мощности создает напряженность электрического поля вблизи приемной антенны:

$E = \sqrt{2Z_C P_{изл}} = 0,0031$  В/м (равна ранее рассчитанной). Тогда наводимая ЭДС:  $\varepsilon = E \cdot h_D = 0,0031 \cdot h_D$ ,  $h_D = (\lambda/\pi)$ ; ток в цепи приемной антенны:  $I = \varepsilon / 2R_A = E \cdot h_D / 146 = 21 \cdot h_D$  мкА, а принимаемая мощность:  $P_{ПРМ}^{max} = \varepsilon^2 / 8R_A = 0,016 \cdot h_D^2$  мкВт. Эффективная площадь  $S_{эф} = \lambda^2 G / 4\pi = 0,13\lambda^2$ , антенный фактор  $AF = 9,73 / \lambda \sqrt{G_2} = 7,6/\lambda$ , напряжение в цепи  $U_2 = E / AF = U_1 \cdot TAF / AF = 0,4\lambda \cdot 10^{-3}$  В. Результаты расчетов сведем в табл. 1.

Таблица 1

Частота $f$ , МГц	Размах плеч $\lambda/2 = C / 2f$ , м	$h_D$ , м	$\varepsilon$ , В	$I$ , мкА	$S_{эф}$ , м <sup>2</sup>	$AF$ , м <sup>-1</sup>	$U_2$ , мВ	$P_{ПРМ}^{max}$
3	50	33.3	0.1	700	1300	0.076	40	17.7 мкВт
30	5	3.33	0.01	70	13	0.76	4	177 нВт
100	1.5	1	0.003	21	1.2	2.5	1.2	16 нВт
500	0.3	0.2	0.0006	4.2	0.05	12.7	0.24	0.64 нВт

Заметим, что при отсутствии согласующего устройства полуволнового симметричного вибратора ( $R_A = 73,1$  Ом,  $X_A = 0$ ) с фидерной линией 50 Ом

будем иметь малое ухудшение КПД – до 96,5 % ( $\Gamma = (Z_H - Z_A) / (Z_H + Z_A) = (50 - 73) / (50 + 73)$ );  $\text{КПД} = 1 - |\Gamma|^2 = 0,965$ ).

Далее рассчитаем параметры укороченных симметричных вибраторов с длиной плеча  $l \leq \lambda/4$  без учета поляризационных расстрой (  $\xi = 1$  ), потерь (КПД = 1,  $G = D$  ) и влияния Земли. Меру их укорочения для удобства будем характеризовать коэффициентом укороченности плеча антенны  $K_{\text{ук}} = l / (\lambda/4) \leq 1$ . Для таких антенн входное сопротивление  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{изл}} + jX_{\text{вх}}$  становится принципиально комплексным, причем активная часть сопротивления излучения  $R_{\text{изл}}$  быстро уменьшается, а реактивная составляющая  $X_{\text{вх}}$  (емкостного типа) сильно возрастает. Особенно это проявляется в случае малых коэффициентов  $K_{\text{ук}}$ . В дальнейшем для симметричного вибратора при  $K_{\text{ук}} \leq 1$  будем приближенно принимать:

$$\begin{aligned} R_{\text{изл}} &\approx 73,1 K_{\text{ук}}^2; X_{\text{вх}} \approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \operatorname{ctg}(\beta l), \\ Z_{\text{в}}^{\text{эф}} &\approx 120 [\ln(l/a) - 1]; \end{aligned} \quad (2)$$

а в соответствии с [3]:

$$h_D = (\lambda/\pi) \cdot [1 - \cos(\beta l)] / \sin(\beta l) = (\lambda/\pi) \cdot \operatorname{tg}(\beta l/2), \quad (3)$$

$$\begin{aligned} D &= \pi \frac{Z_C}{R_{\text{изл}}} \left( \frac{h_D}{\lambda} \right)^2 \Rightarrow \\ \Rightarrow G = D &\approx 1,64 \cdot \operatorname{tg}^2(\beta l/2) / K_{\text{ук}}^2 \approx 1,64, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $a$  – радиус сечения проводника,  $\beta = 2\pi/\lambda$ ,  $\beta l = (\pi/2) \cdot K_{\text{ук}}$ .

Заметим, что при расчете реактивной части сопротивления симметричного вибратора также применяют формулу  $X_{\text{вх}}(\lambda) \approx 42,5 - \rho_{\Lambda} \operatorname{ctg}(2\pi l/\lambda)$ ,  $\rho_{\Lambda} = 120 [\ln(\lambda/(\pi a)) - 0,577]$ . При проведении уточненного расчета  $Z_{\text{вх}} = R_{\text{изл}} + X_{\text{вх}}$  была использована программа MMANA [6].

Таблица 2

$f$ , МГц	$\lambda$ , м	$l$ , м	$K_{\text{ук}}$	$h_D$ , м	$R_{\text{изл}}$ , Ом	$X_{\text{вх}}$ , Ом	$\varepsilon$ , мВ	$I$ , мА	$P_{\text{ПРМ}}^{\text{max}}$	Оценка КПД, %
3	100	2	0,08	2	0,47	4750	6	6,56	10 мкВт	1
30	10	2	0,8	2,3	47	195	7	0,75	1,3 мкВт	96
30	10	0,3	0,12	0,3	1,05	1950	0,9	0,44	100 нВт	5
30	10	0,15	0,06	0,15	0,26	3050	0,45	0,88	100 нВт	0,9
100	3	0,3	0,4	0,3	11,75	510	0,9	0,04	9 нВт	70
100	3	0,15	0,2	0,15	3	890	0,45	0,08	9 нВт	25
500	0,6	0,15	1	0,2	73	0	0,6	0,004	0,64 нВт	100

Наибольший вклад в уменьшение КПД сильно укороченных антенн вносят согласующие устройства. С одной стороны, они призваны повысить КПД  $\text{КПД} = 1 - |\Gamma|^2$  за счет уменьшения коэффициента отражения  $\Gamma$ . Однако, с другой стороны, для нейтрализации высоких значений  $X_{\text{вх}}$  емкостного типа требуются согласующие устройства с высокими индуктивностями. Вносимое согласующими катушками сопротивление  $R_L = \omega L / Q_L$  можно оценить через их добротность  $Q_L$ , которая часто находится в диапазоне 50...300.

Примем для определенности  $Q_L = 100$ . Тогда

$$R_L = X_{\text{вх}} / Q_L \approx 0,01 X_{\text{вх}} \text{ и } \text{КПД} = R_{\text{изл}} / (R_{\text{изл}} + R_L).$$

Мощность генератора передающей антенны также примем  $P_{\text{ген}} = 10$  Вт, волновое сопротивление линий передачи  $R = 50$  Ом, расстояние между антеннами  $r = 10000$  м. Тогда, как и ранее, для идеально согласованной передающей антенны получаем:

$$\begin{aligned} TAF &= \sqrt{0,6G_1}/r \approx 10^{-4} \text{ (1/м)}, U_1 = 31 \text{ В} \\ (U_1^2 &= 2RP_{\text{ген}}), E = TAF \cdot U_1 = 0,0031 \text{ (В/м)}, \end{aligned}$$

$$\Pi_{\text{изл}}(r = 10 \text{ км}) = P_{\text{ген}} G / 4\pi r^2 \approx 1,3 \cdot 10^{-8} \text{ Вт/м}^2.$$

Далее для идеально согласованной приемной антенны рассчитываем: наводимую ЭДС

$$\varepsilon = E \cdot h_D = 0,0031 \cdot h_D;$$

ток в цепи

$$I = \varepsilon / 2R_A = E \cdot h_D / 146 K_{\text{ук}}^2 = 2I \cdot h_D / K_{\text{ук}}^2 \text{ мкА};$$

принимаемую мощность

$$P_{\text{ПРМ}}^{\text{max}} = \varepsilon^2 / 8R_A = 16 \cdot h_D^2 / K_{\text{ук}}^2 \text{ нВт};$$

эффективную площадь

$$S_{\text{эф}} = \lambda^2 G / 4\pi \approx 0,13 \lambda^2;$$

антенный фактор

$$AF = 9,73 / \lambda \sqrt{G_2} \approx 7,6 / \lambda;$$

напряжение в цепи

$$U_2 = E / AF = U_1 \cdot TAF / AF \approx 0,4 \lambda \cdot 10^{-3} \text{ В}.$$

Результаты расчетов для разных случаев сведем в табл. 2 (радиус сечения проводника  $a = 5$  мм).

Полученные значения занесены в последнюю колонку табл. 2. Видно, что для повышения КПД сильно укороченных антенн требуется использовать очень высокочастотные катушки индуктивности.

Заметим, что при более корректном расчете КПД укороченных антенн необходимо учесть уменьшение согласующей индуктивности из-за возрастания активной составляющей входного сопротивления (за счет «нагрева» индуктивных катушек). В результате КПД несколько увеличится, особенно при малых  $K_{\text{ук}}$ . В таком уточненном расчете может потребоваться также учет конкретной структуры применяемого согласующего устройства.

Проведем расчет параметров укороченных штыревых антенн и факторы повышения их эффективно-

сти. Входное сопротивление  $Z_{вх} = R_{изл} + jX_{вх}$  штыревых укороченных антенн высотой  $h = l$  уменьшается в 2 раза по сравнению с соответствующими симметричными вибраторами:

$$R_{изл}(\lambda) \approx 36,6 \cdot [h / (\lambda/4)]^2 \approx 36,6 K_{ук}^2; \quad (5)$$

$$X_{вх}(\lambda) \approx -Z_{в}^{эф} \operatorname{ctg}(2\pi h / \lambda) / 2 = \\ = -60 [\ln(h/a) - 1] \cdot \operatorname{ctg}[(\pi/2) \cdot K_{ук}]. \quad (6)$$

Например, здесь для КВ-диапазона с  $K_{ук} = 0,08 \div 0,8$  при  $h = 2$  м и  $a = 2$  мм будем иметь следующие диапазоны изменения сопротивлений:

$$R_{изл} \approx 0,23 \div 23 \text{ Ом};$$

$$X_{вх} \approx -350 \operatorname{ctg}(1,5 K_{ук}) \approx (-135) \div (-2900) \text{ Ом}.$$

В идеальных условиях сопротивление излучения  $R_{изл}$  резонансного четвертьволнового штыря равно 36,6 Ом (при его установке непосредственно на идеальной земле; т. к. сопротивление симметричного полуволнового вибратора 73,1 Ом;  $K_{ук} = 1$ ). В реальных условиях входное сопротивление штыревой вертикальной антенны обычно выше, т. к. включает дополнительно сопротивление потерь:

$$R_{вх} = R_{изл} + R_{пот}.$$

При установке штыря на реальной земле  $R_{вх}$  может приблизиться к 75 Ом, однако при этом половина мощности будет уходить на нагревание грунта. Если в качестве оценки общее сопротивление потерь принять  $R_{пот} \approx 12$  Ом (что вполне реально), то КПД антенны будет изменяться в пределах:

$$\eta = R_{и} / (R_{и} + R_{пот}) = 1 / (1 + R_{пот} / R_{и}) \approx 0,002 \div 0,67$$

(т. е. от 0,2 до 67 %).

Уменьшение КПД означает уменьшение излучаемой мощности. Порог уменьшения мощности необходимо увязывать со свойствами ионосферы. Так, отражение радиоволн в ионосфере может начинаться при подводимой мощности к антенне в 7 Вт и вообще прекращаться при 5 Вт.

Для уменьшения сопротивления потерь из-за влияния грунта используют эффективную систему противовесов (при этом необходимо учитывать, что потери в грунте меняются в зависимости от места антенны и от свойств грунта). Считается, что чем короче излучающий штырь, тем большее число противовесов требуется для обеспечения его эффективной работы. При малом количестве противовесов также деформируется диаграмма направленности антенны – из полусферической она становится лепестковой, имеющей направление максимумов излучения вдоль противовесов. На практике длину противовесов хорошо выбирать приближенной к длине основного штыря. Их следует располагать на некотором удалении от земли (при расположении на земле они могут покрываться влагой, имеющей диэлектрическую проницаемость 80; а это будет влиять на электрическую длину антенны). Должны быть изолированы от земли и концы противовесов. Угол расположения противовесов относительно штыря влия-

ет на входное сопротивление антенны и на практике его обычно выбирают от 90° до 135°. При подъеме антенны над землей на высоту более  $\lambda$  уже не происходит уменьшения угла излучения, а верхние боковые лепестки ДН начинают дробиться. Также желательно, чтобы в зоне, ограниченной длиной волны, не было никаких вертикальных проводящих предметов. На практике из-за влияния земли даже идеальная штыревая антенна может иметь КПД ~50 %, а КПД антенны с тремя противовесами может уменьшаться до 5 %.

Минимально необходимую толщину противовесов для эффективной работы антенны оценочно рекомендуют выбирать по формуле

$$d = D / 2,4 n,$$

где  $d$  – диаметр противовесов;  $D$  – диаметр штыря и  $n$  – количество противовесов.

Вторым направлением повышения эффективности укороченных антенн является уменьшение реактивной составляющей входного сопротивления антенны. Так, при сильном укорочении штыревой антенны реактивная составляющая  $X_{вх}$  (емкостного типа) чрезмерно возрастает. Это проявляется в том, что в радиусе «ближней зоны» ( $\lambda/2\pi$ ) все более сильно «плещется» неизлучаемое реактивное электромагнитное поле. Такое сильное электромагнитное поле вблизи антенны потенциально представляет угрозу с точки зрения наводок на элементы антенного тракта, а также может создавать новые механизмы рассеяния электромагнитной энергии (с одновременным уменьшением КПД антенны).

Для нейтрализации высоких значений  $X_{вх}$  емкостного типа применяют согласующие индуктивности. Для выписанного выше примера  $\omega L \approx -X_{вх} \approx 135 \div 2900$  Ом,  $R_{изл} \approx 0,23 \div 23$  Ом. Тогда для  $Q_L = 50$  получаем  $R_L = X_{вх} / Q_L \approx 3 \div 60$  Ом;  $\eta = 1 / (1 + R_L / R_{и}) \approx 0,004 \div 0,88$  (т. е. от 0,4 до 88 %). А для  $Q_L = 300$  соответственно находим:  $R_L \approx 0,5 \div 10$  Ом;  $\eta \approx 0,023 \div 0,98$  (т. е. от 2,3 до 98 %). Видно, что для повышения КПД антенны на нижних частотах КВ-диапазона требуются очень высокочастотные катушки индуктивности.

Таким образом, КПД коротких КВ-антенн сильно снижается на низких частотах даже в случае применения идеальной системы противовесов. Он нередко оказывается не более 10 %. Поэтому необходимость использования сверхнизких частот КВ-диапазона должна доказываться особыми отражающими свойствами ионосферы на этих частотах. Иначе нижнюю границу частотной работы сильно укороченных КВ-антенн следует поднять.

Третьим направлением повышения эффективности коротких штыревых антенн является утолщение антенны. Например, для антенны высотой  $h = 2$  м в диапазоне укороченности  $K_{ук} = 0,08 \div 0,8$  в соответствии с выписанными ранее формулами будем иметь:  $X_{вх} (a = 2 \text{ мм}) \approx (-135) \div (-2900) \text{ Ом}; X_{вх} (a = 2 \text{ см}) \approx (-80) \div (-2500) \text{ Ом}; X_{вх} (a = 4 \text{ см}) \approx (-70) \div (-1500) \text{ Ом}$ . Чтобы исключить «торцевой

эффект» (создание емкости между торцом вибратора и землей) и еще более понизить реактивное входное сопротивление, плечо укороченной антенны часто делают в виде треугольника или лепестка.

Четвертым направлением уменьшения реактивной составляющей антенны является добавление концевой емкости на верхний конец штыря. Она должна быть «прозрачной» для ветра, например, это может быть насадка типа колеса со спицами, сетчатого шара, цилиндра и т. п.

При наличии концевой емкости распределение тока в штыре антенны начинается уже не с нулевого значения. При этом вход антенны приближается к пучности тока, и реактивная составляющая сопротивления уменьшается. Одновременно дополнительно немного увеличивается и действующая длина антенны, что приводит к увеличению сопротивления излучения антенны, а также росту ее КПД.

Альтернативой этому способу является физическое удлинение штыря без увеличения его высоты (применение загнутого сверху на  $90^\circ$  штыря, «волно-

образного» штыря, лестнично изогнутого штыря и т. п.). Заметим, что для штыря, загнутого сверху на  $90^\circ$ , горизонтальная часть антенны излучает слабо, так как токи компенсируются токами в противовесах.

В общем случае можно рассмотреть и другие варианты увеличения сопротивления излучения  $R_{изл}$  путем изменения конструкции излучателя (чтобы добиться  $R_{изл} > R_{пот}$ ). При этом применение различного рода насадок и удлинений на антенну в общем случае потребует перенастройку контуров согласования.

На практике аналитический расчет параметров укороченных антенн следует дополнять уточняющим моделированием. Для антенн КВ- и УКВ-диапазонов широко применяется программа MMANA [7]. В качестве первого примера приведем расчет входных сопротивлений вертикальной штыревой антенны высотой 2 м из алюминия с диаметром провода  $d = 3$  мм, имеющей 4 противовеса в горизонтальной плоскости по 2,5 м и расположенной на высоте 1,5 м над идеальной землей (табл. 3)

Таблица 3

$f$ , МГц	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30
$R_{вх}$ , Ом	0,214	0,687	1,44	2,45	3,7	5,2	6,95	8,93	11,2	13,85
$X_{вх}$ , Ом	3659	1731	1104	788	591,4	454	349,6	264,2	190,7	124

Таблица 4

$f$ , МГц	1		2		3		4	
	$R$ , Ом	$X$ , Ом						
3	0,0704	-3421	0,0544	-1129	0,1496	-2652	0,0983	-3304
6	0,2979	-1854	0,19	-1049	0,6378	-1398	0,3535	-1589
9	0,6343	-1188	0,3715	-925,8	1,411	-881,1	0,7881	-1022
12	1,144	-869,3	0,8306	-741,5	2,63	-621,1	1,417	-727,6
15	1,759	-653,2	1,334	-569,3	4,26	-443,4	2,307	-550,2
18	2,627	-520,8	1,982	-445,9	6,738	-323,9	3,501	-423,8
21	3,743	-421,8	3	-365,2	10,33	-227	5,104	-326,5
24	5,164	-343,1	4,239	-293,8	15,67	-140,9	7,256	-245,9
27	6,966	-277,4	5,916	-233,2	23,92	-57,37	10,18	-174,7
30	9,344	-221	8,148	-178,9	38,06	33,87	14,45	-106,2

В качестве второго варианта выберем похожую антенну с диаметром провода антенны 10 мм и более короткими противовесами. Моделирование выполнялось в программе MMANA уже в режиме «реальная земля». В табл. 4 представлены результаты расчета входного сопротивления для четырех различных вариантов антенны: 1) с острым концом; 2) укороченной индуктивностью снизу; 3) укороченной сверху концевой емкостью; 4) с изломом сверху. При этом добавление концевых реактивностей несколько уменьшило реактивные входные сопротивления и тем самым ослабило требования к согласующему устройству.

В целом, порядки величин совпали с результатами аналитического расчета (в табл. 2 входные сопро-

тотления и т. п.). Заметим, что для штыря, загнутого сверху на  $90^\circ$ , горизонтальная часть антенны излучает слабо, так как токи компенсируются токами в противовесах.

тивления для штыревых антенн следует поделить пополам). Однако в цифрах имеются некоторые отличия. При экспериментальном изучении соответствующей антенны следует ожидать дополнительных небольших расхождений. Поэтому на практике вопросам юстировки и настройки укороченных антенн и их согласующих устройств придается особенно важное значение.

В заключение отметим, что в общем случае расчет основных параметров радиолиний с укороченными вибраторными антеннами следует дополнить подробным расчетом их согласующих устройств. При этом обычно приходится искать компромисс между сильным сужением полосы частот с малым КСВ или меньшим сужением полосы частот с повышенным КСВ (до уровня  $\text{КСВ} < 2$ ). В перестраиваемых антенных тунерах некоторые участки цепи могут переключаться с помощью высокочастотных переключателей.

Более подробное рассмотрение этой сложной темы является отдельным большим направлением в теории расчета параметров радиолиний с укороченными вибраторными антеннами.

#### Библиографические ссылки

1. Антенны УКВ. – Ч. 1 / под ред. Г. З. Айзенберга. – М. : Связь, 1977. – 384 с.
2. Коротковолновые антенны / под ред. Г. З. Айзенберга. – М. : Радио и связь, 1985. – 536 с.
3. Шишаков К. В., Бояршинов М. А., Караваев П. В., Батулин А. С., Савельев А. В. Методика расчета радиолиний между двумя антеннами // Интеллектуальные системы в производстве. – 2016. – № 3. – С. 64–67.
4. Там же.
5. Там же.
6. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. – Ч. 1. Компьютерное моделирование. MMANA // Радио. – М. : РадиоСофт, 2004. – 128 с.
7. Там же.

\*\*\*

*K. V. Shishakov*, PhD (Physics and Mathematics), Associate Professor, Kalashnikov ISTU

*M. A. Boyarshinov*, PhD in Engineering, Associate Professor, Kalashnikov ISTU

*P. V. Karavaev*, Post-graduate, Kalashnikov ISTU

*A. S. Baturin*, Post-graduate, Kalashnikov ISTU

*A. V. Saveliev*, DSc in Engineering, Professor, Executive Director of JSC “Sarapul Radioworks”

#### Analysis and Improvement of the Effectiveness of General Quantities of the Radio Links with Short Vibrator Antennas for Shortwave and Ultra-Shortwave Bands

*The transceiving antennas influence is still the main of the factors responsible for the effectiveness of the radio link. The paper presents the calculations of the quantities of the half-wavelength and short dipole antennas. The analysis of the short pin antennas quantities and the factors of the improvement of their effectiveness is considered. The approaches to increase the efficiency of short antennas are initiated: use of the counterbalance system for loss resistance reduction; implication of comparison inductance, antenna thickening and addition of an end-container to the top tip pin for reactive component reduction of the antenna input resistance. Therewith in practice it is necessary to attach the most important significance to the alignment and setting issues of short antennas and their matching units. An example of the short antenna simulation in the program MMANA is provided.*

**Keywords:** antenna, gain, reflection coefficient, directional pattern, input impedance, polarization.

Получено: 14.12.16