

УДК 621.391

DOI 10.22213/2413-1172-2019-2-99-109

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ ВИБРАТОРНОЙ АНТЕННЫ С УМЕНЬШЕННЫМ РАЗМАХОМ ПЛЕЧ

Б. П. Верба, аспирант, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

К. В. Шишаков, кандидат физико-математических наук, доцент, ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, Ижевск, Россия

Рассматривается разработка и исследование вибраторной антенны с уменьшенным размахом плеч. Для этого сначала дана общая характеристика факторов, связанных с уменьшением размаха плеч вибраторных антенн. Сделаны оценки частотной чувствительности входного сопротивления антенны, а также коэффициента отражения от добротности антенны. Обсуждаются факторы понижения добротности антенн для расширения частотного диапазона их пассивного согласования с фидерной линией.

Приведены количественные оценки полосы пассивного согласования полуволнового симметричного вибратора с учетом диаметров проводников, а также их расширение за счет дополнительных нагрузочных резисторов.

Выполнен конструктивный синтез плоской антенны с уменьшенным размахом плеч в полосе частот 230...280 МГц. С использованием программы моделирования MMANA исследованы частотные зависимости коэффициента стоячей волны и входного сопротивления антенны для симметричных линейных вибраторных антенн: полуволновой 554 мм; укороченной 284 мм с удлиняющей катушкой 282 нГн, $Q = 100$; 284 мм с катушкой 282 нГн и резистором 160 Ом; трех вариантов плоских антенн 284 × 50 мм с емкостными окончаниями без элементов нагрузки.

На основе полученных результатов предложена, изготовлена и исследована плоская укороченная симметричная пилообразная вибраторная антенна с габаритами 284 × 50 мм, имеющая емкостные окончания и дополнительную удлиняющую катушку 55 нГн. Для ее пассивного согласования с КСВ < 2 в полосе частот 230...280 МГц на идеализированную линию передачи с волновым сопротивлением 20 Ом потребовался дополнительный нагрузочный резистор 80 Ом.

Чтобы выполнить согласование антенны на фидерную линию с реальным входным сопротивлением, предложены два варианта электрических эквивалентов антенны (на дискретных LC-элементах и на отрезке кабеля) и проведено их сравнение с характеристиками антенны.

Ключевые слова: антенна, частотный диапазон, широкополосное согласующее устройство, коэффициент стоячей волны.

Введение

В современных приложениях повышается актуальность уменьшения размеров антенн, особенно работающих в частотных диапазонах до нескольких сотен МГц [1–3]. Среди них – создание компактных эффективных антенн беспилотных летательных аппаратов. При этом с уменьшением габаритов вибраторных антенн существенно ухудшаются их характеристики. Во-первых, обычно сильно увеличивается реактивная составляющая (емкостного типа) входного сопротивления, что требует введения в антенно-фидерный тракт согласующего устройства. Во-вторых, повышается частотная чувствительность входного сопротивления, особенно его реактивной составляющей, что приводит к уменьшению полосы пассивного согласования антенны.

В результате, чем меньше становится физическая длина (размах плеч) вибраторных антенн,

тем сложнее требуется согласующее устройство. А уменьшение полосы пассивного согласования приводит к необходимости разработки специальных активных тюнеров для широкополосных режимов работы антенны [4].

Целью статьи является исследование возможностей уменьшения размаха плеч вибраторных антенн с сохранением их удовлетворительных характеристик. Анализ важнейших факторов для определенности проводится в полосе частот 230...280 МГц.

Общая характеристика факторов, связанных с уменьшением размаха плеч вибраторных антенн

Для симметричного вибратора изменение входного комплексного сопротивления $Z_{вх}(l/\lambda) = R_{вх}(l/\lambda) + iX_{вх}(l/\lambda)$ с уменьшением отношения l/λ (l – длина плеча, λ – длина волны) приведено на рис. 1 [5] (для трех значений

(l/a) , где a – радиус проводника вибратора). При необходимости с учетом $\lambda = C/f$ ($C = 3 \cdot 10^8$ м/сек – скорость света; f – частота, Гц) графики нетрудно представить через зависимость $Z_{\text{вх}}(f)$.

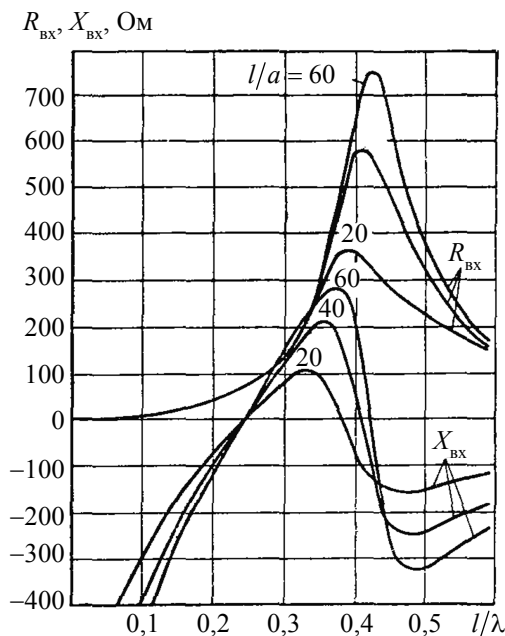


Рис. 1. Зависимости входного сопротивления симметричной вибраторной антенны от длины ее плеч $Z_{\text{вх}}(l/\lambda)$

Fig. 1. Dependencies of the input impedance symmetric dipole antenna on the length of its arms

При длине плеча $l = \lambda/4$ на входе антенны имеем пучность тока и узел напряжения. Это наилучший режим работы антенны, характеризующийся отсутствием входного реактивного сопротивления антенны ($X_{\text{вх}} = 0$). Из рис. 1 видно, что более толстые вибраторы (с меньшим отношением l/a) получают более широкополосными, поскольку для них $X_{\text{вх}}$ менее чувствительно к изменению l/λ . По мере укорочения плеч вибраторов ($l < \lambda/4$) реактивная составляющая $X_{\text{вх}}$ емкостного типа очень быстро увеличивается, из-за чего добротность антенны возрастает, и, соответственно, полоса пассивного согласования будет уменьшаться.

Охарактеризуем эти зависимости количественно, используя приближенные формулы из теории антенн [6], относительно выбранной опорной частоты f_0 . Если задаться опорными

значениями $l_0 = \lambda_0/4$, $f_0 = C/\lambda_0$, то с изменением частоты будем иметь:

$$f = f_0 - \Delta f = f_0(1 - \delta f);$$

$$K_y = l_0/(\lambda/4) = f/f_0 = 1 - \delta f; \quad \delta f = \Delta f/f_0;$$

$$Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} + jX_{\text{вх}};$$

$$R_{\text{вх}} \approx 73,1 \cdot K_y^2 \approx 73,1 \cdot (1 - 2\delta f) \text{ Ом}; \quad (1)$$

$$\begin{aligned} X_{\text{вх}} &\approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \cdot \text{ctg}(2\pi l_0/\lambda) \approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \cdot \text{ctg}((\pi/2) \cdot K_H) \approx \\ &\approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \cdot \text{ctg}((\pi/2)(1 + \delta f)) \approx \\ &\approx Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \cdot \text{tg}((\pi/2)\delta f) \approx (\pi/2)\delta f Z_{\text{в}}^{\text{эф}}. \end{aligned}$$

Здесь частотное поведение $X_{\text{вх}}$ описано моделью разомкнутой линии передачи, в которой эффективное волновое сопротивление $Z_{\text{в}}^{\text{эф}}$ можно оценить по формуле С. Щелкунова $Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx 120(\ln(l/a) - 1)$ [7] (например, при $l/\lambda = 60$ получим $Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx 360$ Ом). Она удобна тем, что явно показывает уменьшение $Z_{\text{в}}^{\text{эф}}$ от относительного увеличения толщины проводников (a/l). При этом зависимость $X_{\text{вх}}$ от частоты будет уменьшаться, увеличивая область пассивного согласования антенны.

На основе $Z_{\text{вх}}$ рассчитываются: коэффициент отражения Γ (показывает рассогласование $Z_{\text{вх}}$ и волнового сопротивления $Z_{\text{в}}$ фидерной линии), коэффициент стоячей волны (КСВ) и уменьшение мощности P [8]:

$$\Gamma = (Z_{\text{вх}} - Z_{\text{в}})/(Z_{\text{вх}} + Z_{\text{в}});$$

$$\text{КСВ} = (1 + |\Gamma|)/(1 - |\Gamma|); \quad (2)$$

$$P/P_{\text{max}} = \text{КПД}_{(\Gamma)} = 1 - |\Gamma|^2 = 4/(2 + \text{КСВ} + 1/\text{КСВ}).$$

На практике для рассматриваемого класса антенн обычно допускается $\text{КСВ} \leq 2$, что эквивалентно $|\Gamma| \leq 1/3$, $\text{КПД}_{(\Gamma)} \geq 0,9$ (т. е. из-за несогласованности допускается потеря примерно 10 % передаваемой мощности).

Условие $\text{КСВ} \leq 2$ особенно важно для передающих антенн, так как при больших КСВ начинают перегружаться усилители.

Также заметим, что на связь мощности сигнала, передаваемого антенной 1 и мощности сигнала, принимаемого антенной 2, сильнее влияют расстояние r и коэффициенты усиления G [9]:

$$\frac{P_2}{P_1} = \frac{G_1 G_2 \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (3)$$

В дальнейшем будем требовать от укороченных антенн выполнения условия $|\Gamma| \leq 1/3$ (КСВ ≤ 2). Для этого распишем (2) более подробно:

$$\Gamma = \frac{(R_{\text{вх}} - Z_{\text{в}}) + jX_{\text{вх}}}{(R_{\text{вх}} + Z_{\text{в}}) + jX_{\text{вх}}} = \frac{(1 - Z_{\text{в}}/R_{\text{вх}}) + j(X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}})}{(1 + Z_{\text{в}}/R_{\text{вх}}) + j(X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}})} \quad (4)$$

Далее будем считать, что для выбранной опорной частоты f_0 волновое сопротивление $Z_{\text{в}}$ линии передачи было преобразовано (для укороченных антенн его обычно требуется уменьшать) с помощью трансформатора до величины $Z_{\text{в}} = R_{\text{вх}}(f_0) \equiv R_{\text{вх}(0)}$. Тогда из (4) при малом изменении частоты ($\delta f \rightarrow 0$) будем иметь с учетом (1):

$$\Gamma = \frac{(1 - R_{\text{вх}(0)}/R_{\text{вх}}) + j(X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}})}{(1 + R_{\text{вх}(0)}/R_{\text{вх}}) + j(X_{\text{вх}}/R_{\text{вх}})} \approx \frac{-2\delta f + j(\pi/2)\delta f(Z_{\text{в}}^{\text{эф}}/R_{\text{вх}(0)})}{2 + j(\pi/2)\delta f(Z_{\text{в}}^{\text{эф}}/R_{\text{вх}(0)})} \quad (5)$$

где $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{вх}(0)}K_y^2 \approx R_{\text{вх}(0)}(1 - 2\delta f)$, Ом;

$X_{\text{вх}} \approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \text{ctg}((\pi/2)K_y) \approx (\pi/2)\delta f Z_{\text{в}}^{\text{эф}}$ Ом.

Для укороченных антенн на увеличение модуля $|\Gamma|$ в наибольшей мере влияет частотная зависимость добротности антенны $X_{\text{вх}}(f)/R_{\text{вх}}(f)$, сводящаяся к безразмерному отношению $Z_{\text{в}}^{\text{эф}}/R_{\text{вх}(0)}$. Чтобы его изменяемость от частоты понизить, требуется ухудшить добротность антенны. Этого можно добиться добавлением нагрузочного резистора (увеличится $R_{\text{вх}}$) или компенсирующей реактивности (уменьшится по модулю $X_{\text{вх}}$).

Оценка полосы пассивного согласования полуволнового симметричного вибратора

Для получения количественных оценок рассмотрим полосу частот 230...280 МГц ($\lambda/2 = 0,65...0,54$ м). Ее ширина $2\Delta f = 50$ МГц; коэффициент перекрытия по частоте $K_{\Pi} = f_{\text{max}}/f_{\text{min}} =$

$$= 280/230 = 1,22; \quad \text{широкополосность} \quad \frac{2\Delta f}{f_{\text{cp}}} =$$

$$= 2 \left(\frac{f_{\text{max}} - f_{\text{min}}}{f_{\text{max}} + f_{\text{min}}} \right) \cdot 100 \% = 19,6 \%$$

Сначала опорные значения выберем по средней частоте: $f_0 = 255$ МГц, $\lambda_0 = C/f_0 = 1,18$ м; $l_0 = \lambda_0/4 = 0,295$ м. Тогда из (1) находим: $\Delta f = \pm 25$ МГц; $\delta f = \pm 0,1$; $K_y = 1 + \delta f = 0,9...1,1 \Rightarrow \Rightarrow R_{\text{вх}} = 73,1K_y^2 \approx 58,5...87,7$ Ом;

$X_{\text{вх}} \approx (\pi/2)\delta f Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx (-0,16...0,16)Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx \pm 57,6$ Ом (для $Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx 360$ Ом $l/a = 60$). В свою очередь, из (2) для $Z_{\text{в}} = 75$ Ом на границах частотного диапазона получим $|\Gamma(230 \text{ МГц})| = 0,4$; $|\Gamma(280 \text{ МГц})| = 0,35$; то есть условие $|\Gamma| \leq 1/3$ на всем диапазоне частот не выполняется. С увеличением же толщины вибраторов $l/a = 20$ ($Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \approx 240$) будем иметь $X_{\text{вх}} \approx \pm 38,4$ Ом; $|\Gamma(230 \text{ МГц})| = 0,3$, $|\Gamma(280 \text{ МГц})| = 0,24$.

Если опорные значения выбрать по средней длине волны $l_0 = (\lambda/4)_{\text{cp}} = 0,2975$ м, ($\lambda/4 = 0,325...0,27$ м), то значения $|\Gamma|$ на краях частотной полосы несколько выровняются. При этом в (4) уже будут подставляться значения:

$$R_{\text{вх}} \approx 73,1 \cdot (l_0/(\lambda/4))^2 \approx 73,1 \cdot (0,84...1,21) \approx \approx 61,4...88,7 \text{ Ом};$$

$$X_{\text{вх}} \approx -Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \cdot \text{ctg}((\pi/2)l_0/(\lambda/4)) \approx \approx (-0,13...0,16)Z_{\text{в}}^{\text{эф}} \text{ Ом}.$$

Для полного выравнивания значений $|\Gamma|$ на краях частотной полосы длину вибратора следует выбирать из следующих соображений. В случае полосы частот $f = (f_1, f_2)$ коэффициент $K_y = f/f_0 = l_0/(\lambda/4)$ будет изменяться в пределах $K_y = (f_1/f_0, f_2/f_0) = (1 - \delta f_1, 1 + \delta f_2)$, где $\delta f_1 = (f_0 - f_1)/f_0 > 0$; $\delta f_2 = (f_0 - f_2)/f_0 > 0$. При этом значение f_0 следует выбирать из условия $|\Gamma(f_1)| = |\Gamma(f_2)|$.

Конструктивный синтез плоской антенны с уменьшенным размахом плеч

Проведем его в полосе частот 230...280 МГц с использованием программы моделирования вибраторных антенн MMANA [10] и ориентиру-

ясь на выявленные в предыдущем пункте факторные зависимости.

Как уже отмечалось ранее, при моделировании рассмотрим случай, когда волновое сопротивление линии передачи равно активному сопротивлению антенны на резонансной частоте. Это никак не отразится на расчете входного сопротивления антенны, но несколько уменьшит значения КСВ. На практике это будет соответствовать включению дополнительного трансформатора, преобразующего активное входное сопротивление антенны в стандартное значение 50 Ом для линии передачи.

Сначала приведем характерные частотные зависимости для полуволнового симметричного вертикального вибратора (рис. 2, *a*) размером 554 мм (257,5 МГц) без элементов нагрузки. Для радиуса проводника в 1 мм получившиеся частотные зависимости КСВ (англ. SWR) и $Z_{вх} = R + jX$ показаны на рис. 3, *a*. При этом в диапазоне 237,5...277,5 МГц входное сопротивление изменялось почти линейно $R \approx (55...95)$ Ом, $X \approx (-71...71)$ Ом.

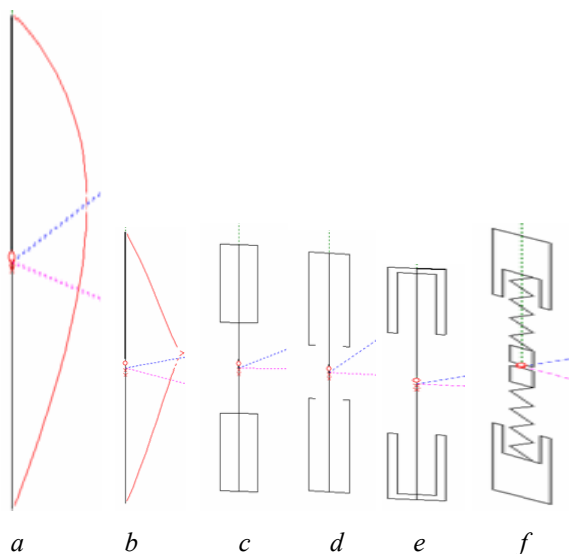


Рис. 2. Варианты антенн: *a* – полуволновой вибратор; *b* – укороченный вибратор; *c*, *d*, *e* – укороченные вибраторы с тремя вариантами добавленной концевой емкости; *f* – пилообразный дипольный излучатель с концевой емкостью

Fig. 2. Antenna options: *a* - half-wave vibrator; *b* - shortened vibrator; *c*, *d*, *e* - shortened vibrators with three variants of the added terminal capacity; *f* - sawtooth dipole antenna with end capacitance

Если плечи вибратора укоротить примерно в два раза до его общего размера 284 мм (рис. 3, *b*, без элементов нагрузки), то в прежнем частотном диапазоне (237,5...277,5 МГц) получим почти линейное изменение входного сопротивления: $R \approx (9,4...13,5)$ Ом, $X \approx (-515...-400)$ Ом.

Для компенсации большого реактивного сопротивления последовательно присоединим на входе антенны удлиняющую катушку 282 нГн с добротностью $Q = 100$ (из-за этого увеличится и активное сопротивление). В этом случае в частотном диапазоне 252,5...262,5 МГц будем иметь изменение входного сопротивления: $R \approx (19...21)$ Ом, $X \approx (-27...30)$ Ом. Получили слишком узкую полосу согласования.

Для ее расширения можно добавить к входному сопротивлению нагрузочный резистор. Так, для симметричного вибратора 284 мм с удлиняющей катушкой 282 нГн и резистором 160 Ом получим результаты, показанные на рис. 3, *c*. Однако при этом КПД антенны ухудшилось.

Альтернативным подходом для улучшения входного сопротивления антенны является добавление концевой емкости [11]. На рис. 2, *c–e* показаны три варианта таких емкостей. Им соответствуют результаты на рис. 3, *d–f*.

Дополнительно улучшить входное сопротивление укороченной антенны позволяет удлинение линейных плеч вибратора за счет «изломов» с углом в 90 градусов. При этом поляризации соседних элементарных участков вибратора будут ортогональны, что уменьшит взаимную электромагнитную связь между ними (заметим, что на практике для неплоских антенн удлинение плеч вибраторов также часто обеспечивают за счет создания спиральных витков, работающих в другой плоскости поляризации).

На рис. 2, *e* показана конструкция предлагаемой укороченной плоской антенны с габаритами 284 мм × 50 мм. Она имеет емкостные окончания и удлиняющую катушку 55 нГн на входе. Толщина проводника в расчетах оставлена прежней – с радиусом 1 мм.

Размеры пилообразного дипольного излучателя с емкостным окончанием лучей получены в результате экспериментальной отработки. Не нагруженный излучатель имеет резонанс в области 297,5 МГц (рис. 4, *a*). С введением удлиняющей индуктивности 55 нГн излучатель перестраивается на центральную частоту диапазона 257,5 МГц (рис. 4, *b*). При этом условию $КСВ \leq 2$ отвечает частотная полоса примерно 252,5...265 МГц. Чтобы ее еще более расширить, добавим нагрузочный резистор 80 Ом. В соответствии с рис. 4, *в* условие $КСВ \leq 2$ будет уже выполнено для всей рассматриваемой частотной полосы 230...280 МГц.

На основе проведенных расчетов была изготовлена реальная антенна, фотография которой и измененные характеристики показаны на рис. 5.

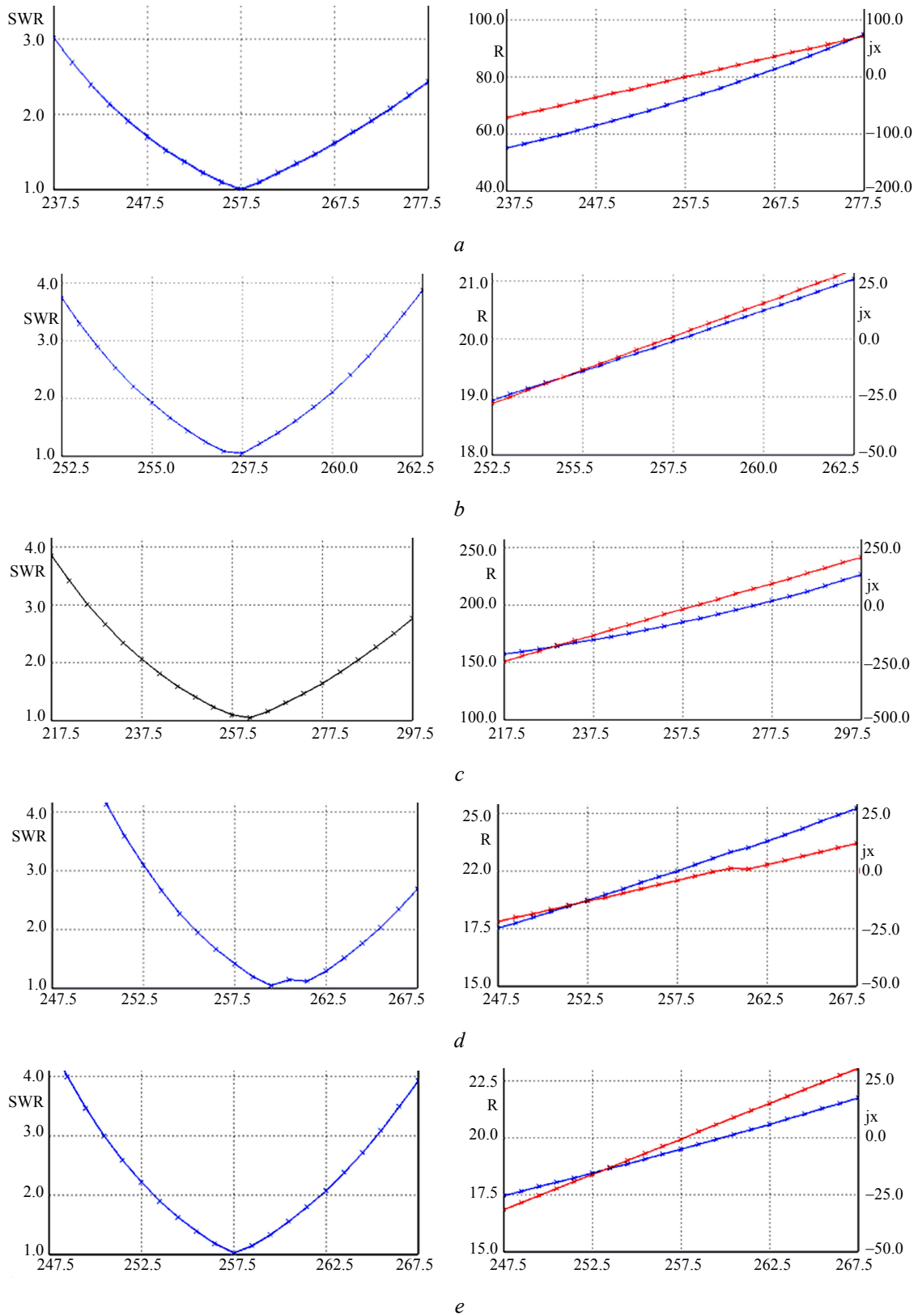


Рис. 3. Частотные зависимости SWR и $Z_{вх} = R + jX$ для симметричных линейных вибраторных антенн: *a* – полуволновой 554 мм; *b* – укороченной 284 мм с удлиняющей катушкой 282 нГн, $Q = 100$; *c* – 284 мм с катушкой 282 нГн и резистором 160 Ом; *d*, *e* – 284×50 мм с емкостными окончаниями без элементов нагрузки (соответствуют конструкциям на рис. 2, *c*, *d*, *e*)

Fig. 3. Frequency dependences of SWR and $Z_{in} = R + jX$ for symmetric linear dipole antennas: *a* - half-wave 554 mm; *b* - shortened 284 mm with an extension coil of 282 nH, $Q = 100$; *c* - 284 mm with a 282 nH coil and a 160 Ohm resistor; *d*, *e* - 284×50 mm with capacitive endings without load elements (correspond to the structures in Fig. 2, *c*, *d*, *e*)

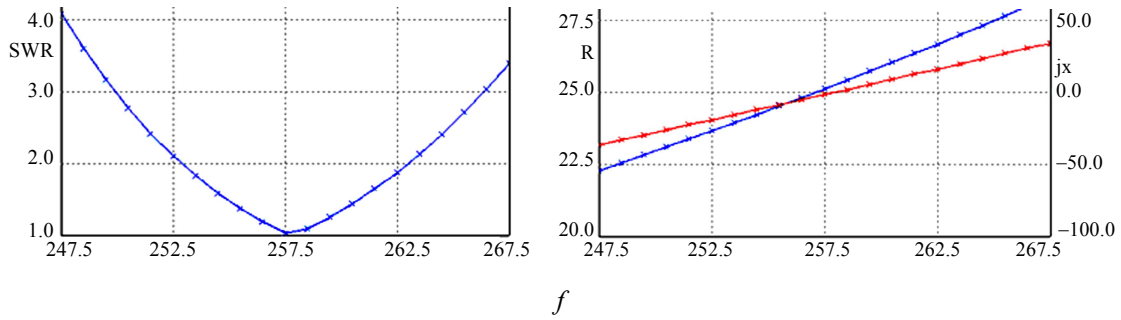
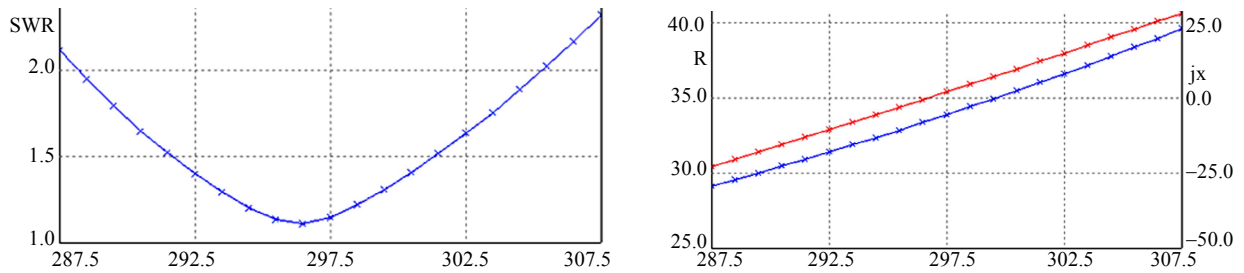
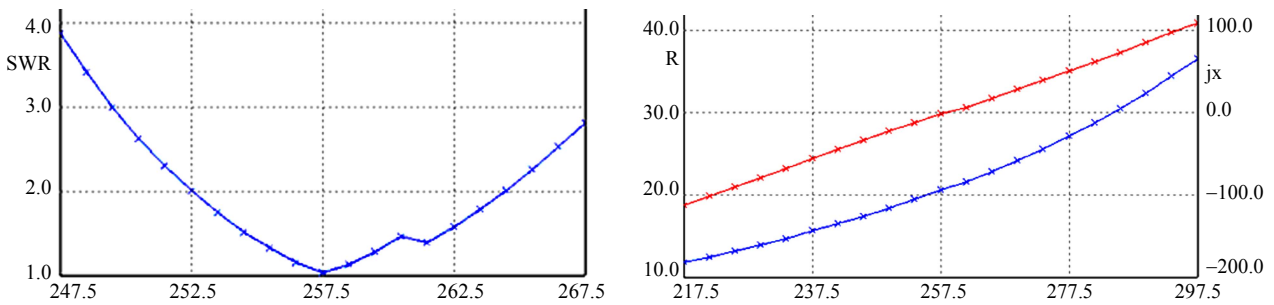


Рис. 3 (окончание). Частотные зависимости SWR и $Z_{вх} = R + jX$ для симметричных линейных вибраторных антенн: $f - 284 \times 50$ мм с емкостными окончаниями без элементов нагрузки (соответствуют конструкциям на рис. 2, с, d, e)

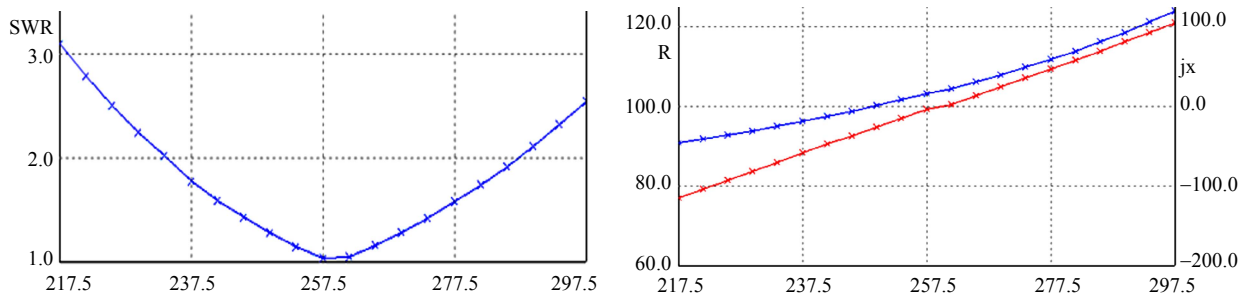
Fig. 3 (continued). Frequency dependences of SWR and $Z_{in} = R + jX$ for symmetric linear dipole antennas: $f - 284 \times 50$ mm with capacitive endings without load elements (correspond to the structures in Fig. 2, c, d, e)



a



b



c

Рис. 4. Частотные зависимости SWR и $Z_{вх} = R + jX$ для укороченных симметричных пилообразных вибраторных антенн 284×50 мм с емкостными окончаниями (рис. 2, f): a – без элементов нагрузки; b – с дополнительной удлиняющей катушкой 55 нГн; c – с удлиняющей катушкой 55 нГн и резистором 80 Ом

Fig. 4. The frequency dependences of SWR and $Z_{in} = R + jX$ for shortened symmetrical sawtooth dipole antennas 284×50 mm with capacitive terminations (Fig. 2, f): a - without load elements; b - with an additional extension coil of 55 nH; c - with additional 55 nH extension coil and 80 ohm resistor

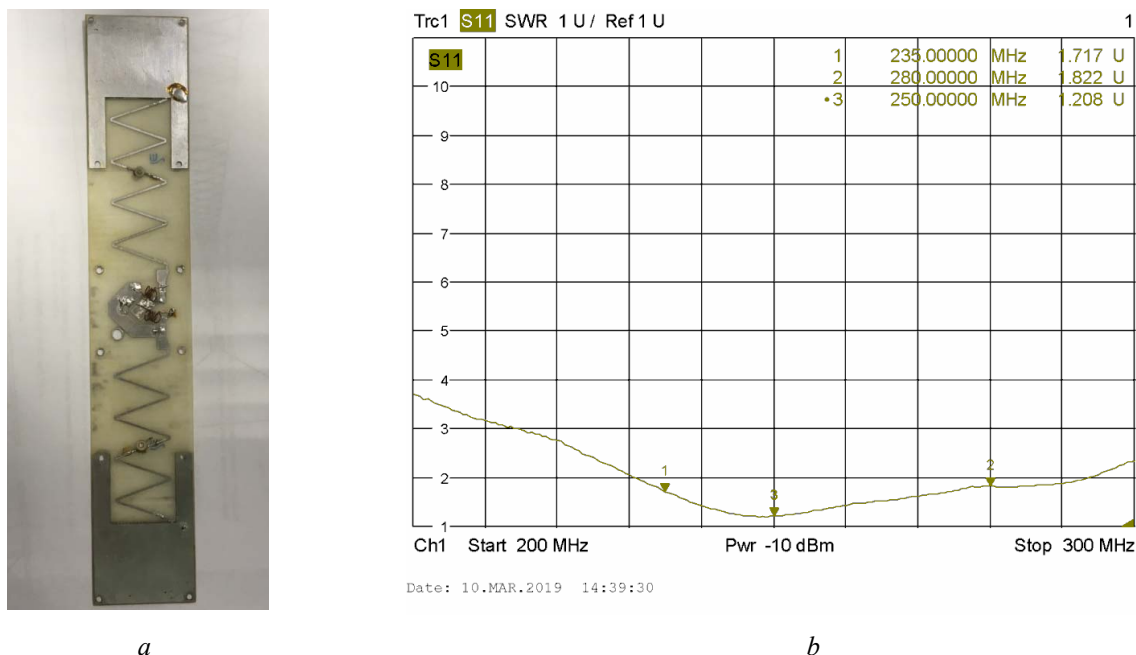


Рис. 5. Малогабаритная вибраторная антенна (а) и ее частотные характеристики (b)
 Fig. 5. Compact dipole antenna (a) and its frequency response (b)

Подготовка к разработке широкополосного согласующего устройства

Рассмотрим его на примере симметричной пилообразной вибраторной антенны 284 × 50 мм с емкостными окончаниями и дополнительной удлиняющей катушкой 55 нГн (рис. 2, f). Напомним, что все расчеты, приведенные на рис. 4, b, были выполнены при $Z_B = R = 20$ Ом.

Согласование же с реальным сопротивлением Z_B фидерной линии потребует дополнительного выбора варианта широкополосного

согласующего устройства (ШСУ). Для сравнительного анализа разных вариантов ШСУ была использована программа RFSim99. Ее сопряжение с результатами расчета в программе MMANA-GALpro выполнялось через построение электрического эквивалента (ЭА) антенны.

Для рассматриваемой антенны были рассчитаны электрические эквиваленты, показанные на рис. 6, характеристики которых представлены в таблице.

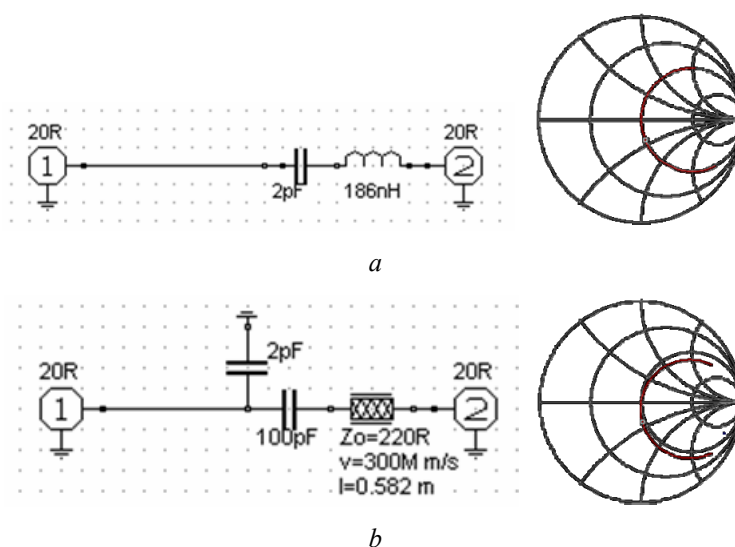


Рис. 6. Варианты электрических эквивалентов антенны: а – на дискретных LC элементах; б – на отрезке кабеля (в схемах RFSim99 [Ом] обозначается как R)

Fig. 6. Variants of the electrical equivalents of the antenna: a - on discrete LC elements; b - on the cable segment

Сравнение сопротивлений антенны с эквивалентами

Compare antenna impedances with equivalents

F , МГц	Излучатель (антенна)		ЭА на отрезке кабеля		ЭА на LC-элементах	
	R , Ом	X , Ом	R , Ом	X , Ом	R , Ом	X , Ом
235	15,15	-61,66	14,88	-57,96	20	-63,99
247,5	18,01	-27,66	16,6	-31,29	20	-32,03
257,5	20,71	-0,3239	19,07	-7,86	20	-8,11
267,5	23,57	23,28	23,16	19,61	20	14,91
280	28,2	58,2	32,82	65,11	20	43,02

На практике электрические эквиваленты антенн строятся через последовательные или параллельные соединения активного сопротивления с реактивными элементами (емкостью или индуктивностью) [12, 13]. Если активное входное сопротивление слабо изменяется в частотном диапазоне пассивного согласования, соединение может быть выбрано последовательным (см. рис. 6, *a*). Если же требуется учесть изменение активного входного сопротивления в полосе пассивного согласования, в электрическую схему добавляют параллельные соединения (см. рис. 6, *b*). Как показано в таблице, этот второй вариант для рассматриваемой антенны оказался более близким к характеристикам реальной антенны, и поэтому он лучше подходит для имитационного моделирования в программе RFSim99. Однако для математического анализа широкополосных согласующих устройств удобнее использовать первый вариант (см. рис. 6, *a*). Для повышения его точности полосу согласования можно разбить на меньшие отрезки и рассматривать согласование в каждом из них по отдельности (со своим электрическим эквивалентом антенны).

Заключение

Таким образом, в статье рассмотрено и количественно исследовано влияние определяющих факторов на создание вибраторных антенн с уменьшением размаха их плеч и работающих с КСВ ≤ 2 . На основе приведенных результатов наилучшим получился пилообразный дипольный излучатель с емкостным окончанием лучей и удлиняющей катушкой 55 нГн в основании излучателя. Несмотря на то, что разработка такой антенны проводилась для частотного диапазона 230...280 МГц, полученные зависимости, выводы и результаты будут характерны и для других вариантов вибраторных антенн и их частотных диапазонов (если воспользоваться соответствующим масштабированием и условиями подобия для антенных систем).

Показано, что одним из наиболее важных критериев при выборе конструкции таких антенн, работающих в расширенном частотном

диапазоне, является минимизация частотной изменчивости их входного сопротивления, особенно добротности антенн (отношение реактивной составляющей входного сопротивления к активной составляющей).

Следующей задачей становится согласование по возможности выровненного по частоте входного сопротивления с фидерной линией заданного входного сопротивления (часто 50 Ом). Ее решение предполагает исследование эффективности различных структур широкополосных высокочастотных согласующих устройств [14]. Этим вопросам будут посвящены следующие статьи.

Библиографические ссылки

1. Григоров И. Н. Все об антеннах. М. : Пресс, 2009. 352 с.
2. Kyohei Fujimoto, Hisashi Morishita. Modern small antennas. Cambridge University Press Publ., 2013, 488 p.
3. Полин Д. Ю., Бояршинов М. А., Хворенков В. В. Пути построения аппаратно-программных комплексов связи // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2013. № 1. С. 108–111.
4. Balanis C. A. (ed.). Modern Antenna Handbook. Wiley-Interscience Publ., 2008, 1700 p.
5. Сазонов Д. М. Антенны и устройства СВЧ. М. : Высш. шк., 1988. 432 с.
6. Balanis C.A. Antenna Theory: Analysis and Design, 2016, 1095 p.
7. Гошин Г. Г. Устройства СВЧ и антенны. Томск, 2001. Ч. 2. Антенны. 122 с.
8. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. Ч. II. Основы и практика. М. : РадиоСофт. Журнал «Радио», 2005. 288 с.
9. Методика расчета радиолоний между двумя антеннами / К. В. Шишаков, М. А. Бояршинов, П. В. Караваев, А. С. Батулин, А. В. Савельев // Интеллектуальные системы в производстве. 2016. № 3. С. 64–67.
10. Гончаренко И. В. Антенны КВ и УКВ. М. : РадиоСофт. Журнал «Радио», 2004. Ч. 1. Компьютерное моделирование MMANA. 128 с.
11. Расчет и повышение эффективности основных параметров радиолоний с укороченными вибраторными антеннами КВ- и УКВ-диапазонов / К. В. Шишаков, М. А. Бояршинов, П. В. Караваев, А. С. Батулин

рин, А. В. Савельев // Интеллектуальные системы в производстве. 2016. № 4. С. 16–25.

12. Алексеев О. В. Проектирование радиопередающих устройств с применением ЭВМ. М.: Радио и связь, 1987.

13. Верба Б. П., Мосунов Д. Г., Шишаков К. В. Проектирование антенны диапазона 230-280 МГц: моделирование основных параметров, исследование ШСУ различных типов // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2018. Т. 21, № 3. С. 149–154.

14. Верба Б. П., Мосунов Д. Г., Шишаков К. В. Способы построения согласующих антенных устройств // Приборостроение в XXI веке – 2016. Интеграция науки, образования и производства: Сборник материалов XII Международной научно-технической конференции. Ижевск: Изд-во ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, 2017. С. 43–50.

References

1. Grigorov I.N. *Vse ob antennakh* [All about antennas]. Moscow, Press Publ., 2009, 352 p. (in Russ.).

2. Kyohei Fujimoto, Hisashi Morishita. *Modern small antennas*. Cambridge University Press Publ., 2013, 488 p.

3. Polin D.Yu., Boyarshinov M.A., Khvorenkov V.V. [Ways to build hardware and software communication systems]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2013, no. 1, pp. 108-111 (in Russ.).

4. Balanis C. A. (ed.). *Modern Antenna Handbook*. Wiley-Interscience Publ., 2008, 1700 p.

5. Sazonov D.M. *Antenny i ustroystva SVCh* [Antennas and very high frequencies devices]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1988, 432 p. (in Russ.).

6. Balanis C.A. *Antenna Theory: Analysis and Design*, 2016, 1095 p.

7. Goshin G.G. *Antenny* [Antennas]. Tomsk, 2001, 122 p. (in Russ.).

8. Goncharenko I.V. *Osnovy i praktika* [Bases and practice]. Moscow, RadioSoft Publ., 2005, 288 p. (in Russ.).

9. Shishakov K.V., Boyarshinov M.A., Karavaev P.V., Baturin A.S., Savel'ev A.V. [Method of calculating radio links between two antennas]. *Intellektual'nye sistemy v proizvodstve*, 2016, no. 3, pp. 64-67 (in Russ.).

10. Goncharenko I.V. *Komp'yuternoe modelirovanie MMANA* [Computer simulation MMANA]. Moscow, RadioSoft Publ., 2004, 128 p. (in Russ.).

11. Shishakov K.V., Boyarshinov M.A., Karavaev P.V., Baturin A.S., Savel'ev A.V. [Calculation and improvement of the efficiency of the main parameters of radio links with shortened dipole antennas of the HF and VHF bands]. *Intellektual'nye sistemy v proizvodstve*, 2016, no. 4, pp. 16-25 (in Russ.).

12. Alekseev O.V. *Proektirovanie radiopereadayushchikh ustroystv s primeneniem EVM* [Design of the radio-transmitting devices using a computer]. Moscow, Radio i svyaz' Publ., 1987 (in Russ.).

13. Verba B.P., Mosunov D.G., Shishakov K.V. [Designing an antenna of the 230-280 MHz range: modeling of the main parameters]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2018, vol. 21, no. 3, pp. 149-154 (in Russ.).

14. Verba B.P., Mosunov D.G., Shishakov K.V. *Sposoby postroeniya soglasuyushchikh antennnykh ustroystv* [Ways to build matching antenna devices]. *Priboroostroenie v XXI veke – 2016. Integratsiya nauki, obrazovaniya i proizvodstva: Sbornik materialov XII Mezhdunarodnoi nauchno-tekhnicheskoi konferentsii* [Proc. XII International Scientific and Technical Conference “Instrumentation in the XXI century - 2016. Integration of science, education and production”], Izhevsk, IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova Publ., 2017, pp. 43-50 (in Russ.).

Development and Research of the Dipole Antenna with the Reduced Span

B. P. Verba, Post-graduate, Kalashnikov ISTU, Izhevsk, Russia

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

Development and research of the dipole antenna with the reduced span is considered. For this purpose at first the total characteristic of the factors connected with span reduction of dipole antennas is given. Estimates of frequency sensitivity of input resistance of the antenna, and also the reflection coefficient depending on the antenna Q-factor are made. Factors of reducing the antenna Q-factor for expansion of the frequency range of their passive matching of a feeder line are discussed.

Quantitative estimates of a band of passive matching of the half-wave symmetric vibrator taking into account diameters of conductors, and also their expansion at the expense of additional termination resistors are given.

The constructive synthesis of the flat antenna with the reduced span in a band of the frequencies of 230-280 MHz is made. With use of the program of modeling of MMANA frequency, the dependences of the standing wave coefficient and input resistance of the antenna for symmetric linear dipole antennas are investigated: half-wave 554 mm; truncated 284 mm with the extending coil 282 nH, $Q = 100$; 284 mm with the coil 282 nH and the resistor 160 Ohms; three options of flat antennas 284 mm \times 50 mm with the capacity terminals without loading elements.

On the basis of the received results the flat truncated symmetric sawtooth dipole antenna with dimensions 284 mm \times 50 mm, having the capacity terminals and the additional extending coil 55 nH has been offered, made and investigated. Its passive matching of $SWR < 2$ in a band of frequencies 230-280 MHz on an idealized transmission line with a wave resistance 20 Ohms required the additional 80 Ohm terminal resistor.

To execute the matching of the antenna on a feeder line with a real input resistance, two options of electric equivalents of the antenna are offered (on discrete LC elements and on a branch cable) and comparison with antenna characteristics is carried out.

Keywords: antenna, frequency rate, wideband matching device, standing wave ratio.

Получено 30.04.2019

Образец цитирования

Верба Б. П., Шишаков К. В. Разработка и исследование вибраторной антенны с уменьшенным размахом плеч // Вестник ИжГТУ имени М. Т. Калашникова. 2019. Т. 22, № 2. С. 99–109. DOI 10.22213/2413-1172-2019-2-99-109.

For Citation

Verba B.P., Shishakov K.V. [Development and research of the dipole antenna with the reduced span]. *Vestnik IzhGTU imeni M.T. Kalashnikova*, 2019, vol. 22, no. 2, pp. 99-109 (in Russ). DOI 10.22213/2413-1172-2019-2-99-109.