УДК 621.396.674.3

М. И. Сугак, Е. Г. Шанин
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

Характеристики широкополосной вибраторной антенны с сосредоточенным резистивным элементом

Представлены результаты исследования характеристик вибраторов с сосредоточенными резистивными нагрузками с точки зрения обменных соотношений между добротностью и коэффициентом усиления. Исследование проведено с помощью модели, основанной на интегральном уравнении Поклингтона.

Вибраторная антенна, широкополосный вибратор, диссипативная нагрузка

Расширение полосы рабочих частот вибраторных антенн с помощью введения потерь – простой и вместе с тем довольно редко используемый на практике путь модификации характеристик вибраторных антенн. С одной стороны, наличие потерь, несомненно, расширяет полосу рабочих частот, с другой стороны – уменьшает коэффициент полезного действия (КПД) и коэффициент усиления (КУ) антенн. Для практического применения важно знать количественное соотношение между этими противоречивыми эффектами, так как в ряде случаев, например в некоторых сверхширокополосных (СШП) системах, можно позволить реализацию относительно низких значений КПД ради расширения полосы.

Известные публикации по вибраторным антеннам, в которых использованы сосредоточенные нагрузки с тепловыми потерями, например [1], не содержат практически важных рекомендаций по соотношению между добротностью и КПД и их связи с конструктивными параметрами. Рекомендации общего характера для проектирования подобных антенн, в частности достижимые характеристики при других радиусах проводника, возможность обменных соотношений между рабочей полосой частот и КУ и пр. в работе отсутствуют. Эти же недостатки присущи и другим публикациям на подобную тему. Таким образом, в литературе отсутствуют конкретные количественные оценки, из которых вытекала бы практическая целесообразность этого метода расширения рабочей полосы частот.

Рассмотрим три варианта внесения потерь в симметричный вибратор:

I – параллельное подключение резистора с проводимостью G_0 (рис. 1, *а*);

II – включение резистора R_1 в разрыв проводника на расстоянии 3/4 длины плеча от источника (рис. 1, *б*);

III – включение резистора R_2 в середину плеча вибратора (рис. 1, *в*).

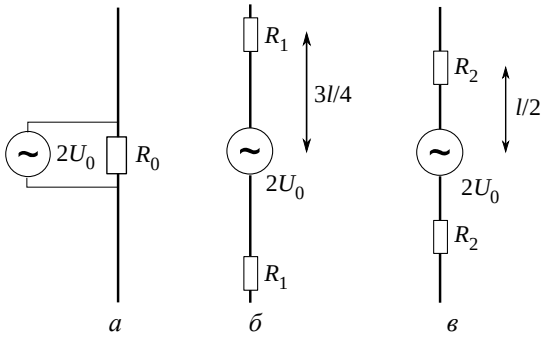

Рис. 1

С помощью математической модели, построенной на основе решения интегрального уравнения Поклингтона, найдем закономерности поведения КУ, КНД, КПД, добротности (или полосы рабочих частот), КУ с учетом потерь на рассогласование от параметров антенны (электрическая полудлина антенны kl, электрический радиус ka, резистивные нагрузки R_0, R_1, R_2). Под КУ с учетом фидерных потерь будем понимать величину

$$G_f = G\left(1 - |S_{11}|^2\right),$$

где G – КУ антенны; S_{11} – коэффициент отражения в питающей линии.

Добротность будем вычислять через входное сопротивление антенны, основываясь на результатах работы [2].

Для нахождения тока в вибраторе воспользуемся интегральным уравнением Поклингтона:

$$E_{z_{\text{ст}}}(z) = \int_{-l}^{l} I(z')K(z,z')\,dz',$$

где $E_{z_{\text{ст}}}(z)$ – стороннее электрическое поле; $I(z)$ – неизвестное распределение тока; $K(z, z')$ – ядро интегрального уравнения.

Выражение для ядра в осевом приближении выглядит следующим образом:

$$K(z,z') = -\frac{1}{4\pi j\omega\varepsilon}\left(\frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2\right)\frac{e^{-jk\sqrt{(z-z')^2+a^2}}}{\sqrt{(z-z')^2+a^2}},$$

где z, z' – продольная координата; ω – круговая частота излучаемой волны; ε – диэлектрическая проницаемость среды; k – волновое число; a – радиус проводника антенны.

Будем использовать кусочно-синусоидальную систему $N = 7$ базисных функций. Центральная базисная функция имеет вид

$$f_1(z) = \begin{cases} \dfrac{\sin\left(\dfrac{kl}{4} - |kz|\right)}{\sin\dfrac{kl}{4}}, & z \in \left(-\dfrac{l}{4};\ \dfrac{l}{4}\right); \\ 0,\ z \notin \left(-\dfrac{l}{4}; \dfrac{l}{4}\right); \end{cases}$$

$$f_{i\neq 1}(z) = f_1\left(z - n\frac{l}{4}\right),$$

где l – длина плеча вибратора; n – целое число на интервале [–3; 3] кроме нуля. Нумерация и расположение базисных функций вдоль оси вибратора изображены на рис. 2.

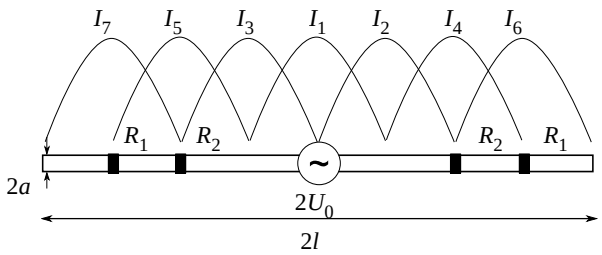

Рис. 2

Сосредоточенные нагрузки в плечах вибратора учитываются традиционным образом, как фиктивные источники напряжения величиной $-RI_k$, где k – номер базисной функции, в центре которой находится резистор [3].

Применяя процедуру Галеркина, получим систему линейных алгебраических уравнений, которая в силу симметрии может быть сведена к системе из четырех уравнений:

$$\begin{bmatrix} 2U_0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_{11} & 2z_{12} & 2z_{14} & 2z_{16} \\ z_{12} & z_{11}+z_{14} & z_{12}+z_{16} & z_{14}+z_{27} \\ z_{14} & z_{12}+z_{16} & z_{11}+z_{27}+R_2 & z_{12}+z_{47} \\ z_{16} & z_{14}+z_{27} & z_{12}+z_{47} & z_{11}+z_{67}+R_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_4 \\ I_6 \end{bmatrix}.$$

Здесь принято обозначение

$$z_{ij} = \int_{-l}^{l}\int_{-l}^{l} f_i(z) f_j(z') K(z,z')\,dz\,dz'.$$

Полагая R_1, либо R_2, либо оба этих резистора равными нулю, получаем коэффициенты распределения тока вдоль вибратора для вариантов III, II, I соответственно. Согласно определению КНД [4], данный коэффициент может быть рассчитан по формуле

$$D(\theta) = \lim_{r\to\infty} \frac{|E_\theta|^2\, 2\pi r^2}{W P_{\text{изл}}}, \qquad (1)$$

где E_θ – напряженность электрического поля в дальней зоне; r – расстояние до точки наблюдения; W – волновое сопротивление свободного пространства; $P_{\text{изл}}$ – излученная мощность.

В нормальном направлении $\theta = \pi/2$ с учетом сделанных ранее допущений получим:

$$E_\theta = j60\frac{e^{-jkr}}{r}(I_1 + 2I_2 + 2I_4 + 2I_6)\,\text{tg}\,\frac{kl}{8}. \qquad (2)$$

Излученная мощность вычисляется как разность подведенной мощности (отданной генератором) и мощности потерь: $P_{\text{изл}} = P_{\text{подв}} - P_{\text{пот}}$.

Подведенную мощность для вариантов II и III можно определить через входное сопротивление z_{in}:

$$P_{\text{подв II,III}} = \frac{1}{2}|I_1|^2 \operatorname{Re}(z_{\text{in}}). \quad (3)$$

Для случая I:

$$P_{\text{подв I}} = \frac{1}{2}|I_1|^2 \operatorname{Re}\left(\frac{2U_0}{I_1}\right) + \frac{1}{2}\frac{(2U_0)^2}{R_0}. \quad (4)$$

Мощность потерь для вариантов I, II, III, соответственно:

$$P_{\text{пот I}} = \frac{1}{2}\frac{(2U_0)^2}{R_0}; \quad (5)$$

$$P_{\text{пот II}} = \frac{1}{2}|I_6|^2 \cdot 2R_1; \quad (6)$$

$$P_{\text{пот III}} = \frac{1}{2}|I_4|^2 \cdot 2R_2. \quad (7)$$

После подстановки приведенных соотношений в формулу (1), получаем рабочее выражение для КНД в виде

$$D = \frac{60\left|(I_1 + 2I_2 + 2I_4 + 2I_6)\operatorname{tg} kl/8\right|^2}{P_{\text{подв}} - P_{\text{пот}}}.$$

Подставляя в это выражение формулы (3)–(7), получим КНД для каждого из рассматриваемых вариантов внесения потерь.

КПД рассматриваемого вибратора можно рассчитать исходя из определения:

$$\eta = \frac{P_{\text{изл}}}{P_{\text{подв}}} = \frac{P_{\text{подв}} - P_{\text{пот}}}{P_{\text{подв}}} = 1 - \frac{P_{\text{пот}}}{P_{\text{подв}}}.$$

Для рассматриваемых случаев выражения для КПД через базисные коэффициенты и встроенные сопротивления резисторов выглядят следующим образом:

$$\eta_{\text{I}} = 1 - \frac{(2U_0)^2}{|I_1|^2 R_0 \operatorname{Re}(2U_0/I_1) + (2U_0)^2};$$

$$\eta_{\text{II}} = 1 - \frac{|I_6|^2 \cdot 2R_1}{|I_1|^2 \operatorname{Re}(2U_0/I_1)};$$

$$\eta_{\text{III}} = 1 - \frac{|I_4|^2 \cdot 2R_2}{|I_1|^2 \operatorname{Re}(2U_0/I_1)}.$$

Нетрудно убедиться, что в этих выражениях при $R_1 = R_2 \to 0$, $R_0 \to \infty$ КПД антенны стремится к единице. Выражение для коэффициента усиления получим, подставив в формулу (1) вместо излученной мощности – подведенную:

$$G(\theta) = \eta D(\theta) = \lim_{r\to\infty} \frac{|E_\theta|^2 2\pi r^2}{W P_{\text{изл}}/\eta} = \lim_{r\to\infty} \frac{|E_\theta|^2 2\pi r^2}{W P_{\text{подв}}}.$$

По аналогии получаем выражение

$$G = \frac{60\left|(I_1 + 2I_2 + 2I_4 + 2I_6)\operatorname{tg} kl/8\right|^2}{P_{\text{подв}}}.$$

Подставляя сюда формулы (3), (4), получим выражения для КУ в каждом из рассматриваемых случаев.

Добротность рассчитаем через входное сопротивление, согласно работе [2]:

$$Q = \frac{kl}{2\operatorname{Re}(z_{\text{in}})}\sqrt{\left(\operatorname{Re}\frac{\partial z_{\text{in}}}{\partial kl}\right)^2 + \left(\operatorname{Im}\frac{\partial z_{\text{in}}}{\partial kl} + \frac{|\operatorname{Im}(z_{\text{in}})|}{kl}\right)^2},$$

где $z_{\text{in}} = \dfrac{2U_0}{I_1 + (2U_0/R_0)}$ для варианта I; $z_{\text{in}} = \dfrac{2U_0}{I_1}$ для вариантов II и III.

Заметим, что приведенная математическая модель антенны с резистивными нагрузками носит ограниченный характер, однако ее применение для тонких антенн при $kl < 4$ вполне оправдано.

Согласование вибратора с подводящей линией производится с помощью сосредоточенной емкости или индуктивности. Мнимая часть входного импеданса, таким образом, равна нулю при электрической длине kl_0, соответствующей частоте согласования. Волновое сопротивление подводящей линии W для вибраторов с нагрузкой будем выбирать, исходя из соображений максимизации рабочей полосы частот, либо полагать равным стандартному значению 50 или 75 Ом, что эквивалентно 100 и 150 Ом при питании диполя. Значение W для ненагруженного вибратора полагаем равным его входному сопротивлению при $kl = kl_0$.

Таким образом, при $kl = kl_0$ входные сопротивления рассматриваемых вибраторов с нагрузками в общем случае не равны волновому сопротивлению подводящей линии.

Характеристики антенн для варианта I. Частотные зависимости добротности (*а*) и КУ (*б*) для разных значений сопротивления нагрузки, включенной параллельно входу, приведены на рис. 3.

На рис. 3 просматривается характер изменений частотных зависимостей КУ и добротности при уменьшении R_0: добротность в целом уменьшается, низкочастотный максимум добротности сдвигается в сторону бóльших электрических длин; появляется локальный минимум КУ.

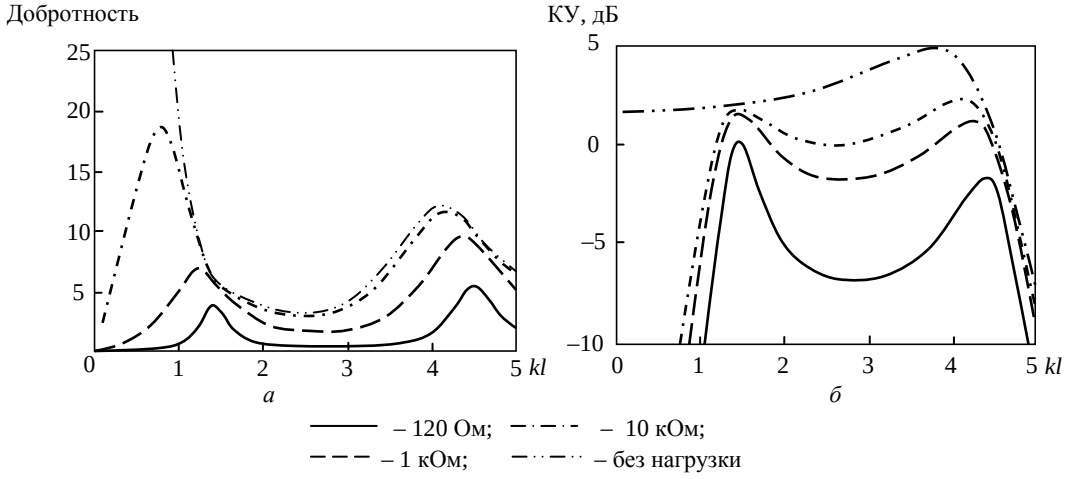

Рис. 3

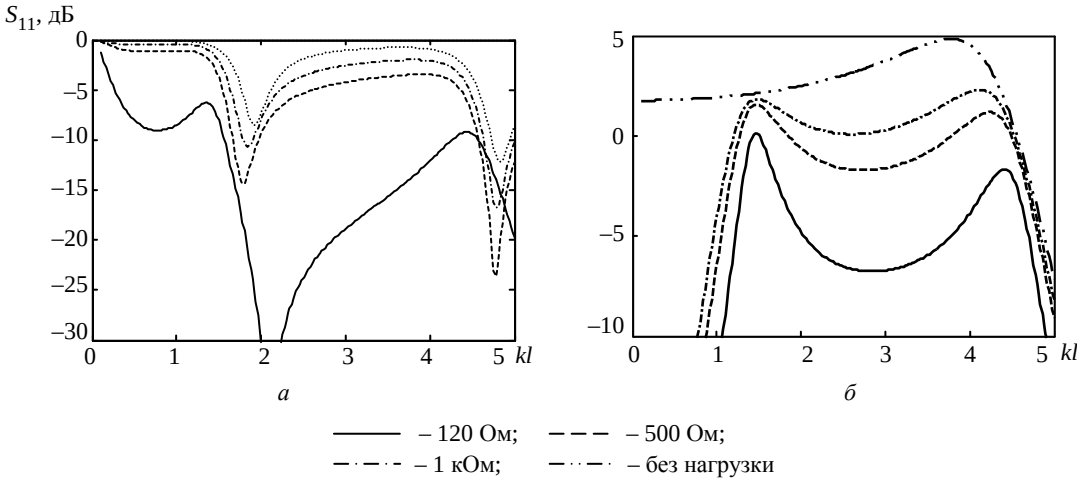

Рис. 4

На рис. 4 изображены частотные зависимости коэффициента отражения (*а*) и КУ (*б*) при различных R_0. Рассматриваемые диполи согласованы с 100-омной подводящей линией с помощью сосредоточенного реактивного элемента на $kl_0 = 2$.

Из рис. 4 видно, что в определенном диапазоне значений R_0 (120…1000 Ом) возможен обмен КУ на ширину рабочей полосы частот вибратора. Значения R_0, при которых входное сопротивление наиболее близко к волновому сопротивлению подводящей линии (100 Ом для диполя), обеспечивают наиболее широкую полосу по согласованию и наименьший КУ.

Частотные зависимости КУ с учетом фидерного КПД (G_f) для различных нагрузок даны на рис. 5. Волновые сопротивления подводящих линий W равны входным сопротивлениям вибраторов при $kl_0 = 2.7$.

Таким образом, при включении сопротивления 120…1000 Ом (60…500 Ом для монопольного варианта) параллельно входу вибратора наблюдается расширение рабочей полосы частот по согласованию за счет уменьшения КУ (рис. 5). Малые значения R_0 обеспечивают широкую полосу по согласованию с 50-омной (для монополя) подводящей линией за счет снижения КУ. В то же время, большие значения сопротивлений нагрузки

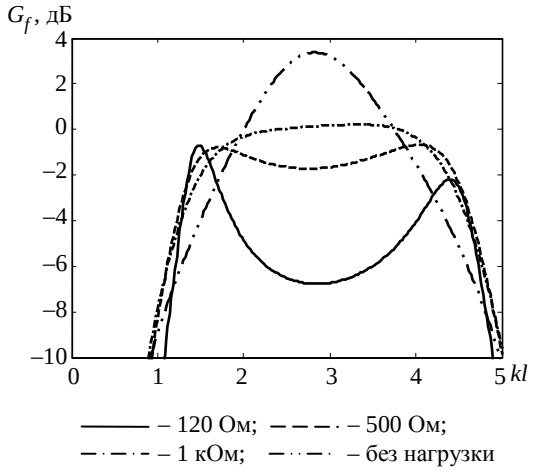

Рис. 5

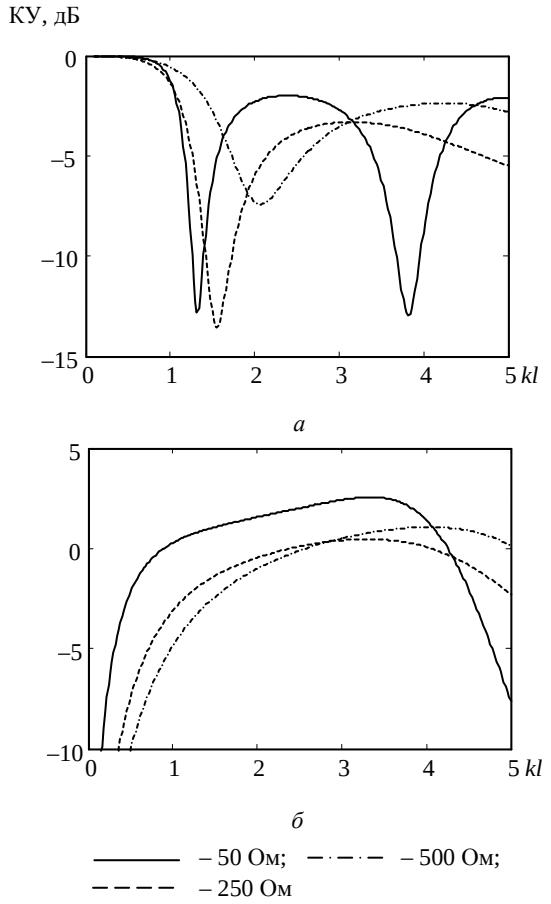

Рис. 6

обеспечивают более высокий КУ с учетом фидерных потерь, но при этом увеличивают входное сопротивление. Добротность слабо изменяется в диапазоне электрических длин kl = 2…3.3. Тепловой КПД диполя с нагрузкой R_0 = 500 Ом меняется в рабочей полосе в диапазоне 0.2…0.75, причем более высокий КПД достигается на краях полосы.

Вариант II, когда резистор R_1 включен в разрыв проводника на расстоянии 3/4 длины плеча от точки питания.

Добротность вибратора с подключенной таким образом нагрузкой имеет минимум при $R_1 \approx 250$ Ом. Причем при увеличении сопротивления нагрузки относительно этого оптимума добротность возрастает слабо, а при уменьшении – достаточно быстро, стремясь к добротности ненагруженного вибратора. Этот факт подтверждается частотными зависимостями коэффициента отражения (*а*) и КУ (*б*) при различных R_1, представленными на рис. 6 (полоса при увеличении R_1 сужается слабо, при уменьшении – существенно). При этом используется подводящая линия с волновым сопротивлением W = 100 Ом

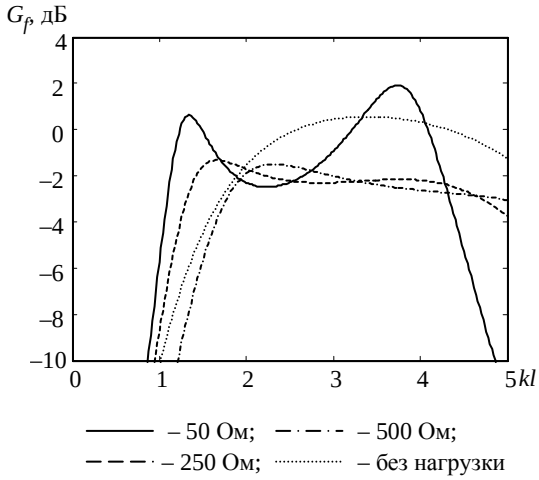

Рис. 7

(50 Ом для монопольного варианта), антенны настроены на kl_0 = 2.7.

На рис. 7 изображены зависимости КУ с учетом фидерных потерь для различных нагрузок. Диполи согласованы с 100-омной подводящей линией на kl_0 = 2.7.

Несмотря на узкую полосу по согласованию, данный вариант включения нагрузки позволяет расширить полосу по КУ с учетом фидерного КПД. При этом оптимальное с точки зрения добротности значение R_1 = 250 Ом позволяет получить рабочую полосу в диапазоне kl = 1.2…5.3. Более высокие сопротивления нагрузки сдвигают полосу в сторону более высоких частот, практически не расширяя ее.

Тепловой КПД вибратора при включении нагрузки R_1 = 250 Ом меняется в диапазоне 45–55 % в рабочей полосе частот.

Вариант III, при котором резистор включается в разрыв проводника в середине плеча вибратора.

На рис. 8 представлены зависимости добротности (*а*) и КУ (*б*) от сопротивления R_2 для вибраторов с оптимальной геометрией (электрическая длина kl и отношение длины к толщине l/a), из которых видно, что, во-первых, существуют оптимальные сочетания длины, толщины и сопротивления нагрузки $R_2 = R_{2\text{opt}}$, при которых добротность минимальна. Во-вторых, при $R_2 < R_{2\text{opt}}$ возможно увеличение КУ за счет добротности и наоборот. При $R_2 > R_{2\text{opt}}$ ухудшаются и добротность, и КУ.

Относительно высокое входное сопротивление вибратора не приводит к широкой рабочей полосе

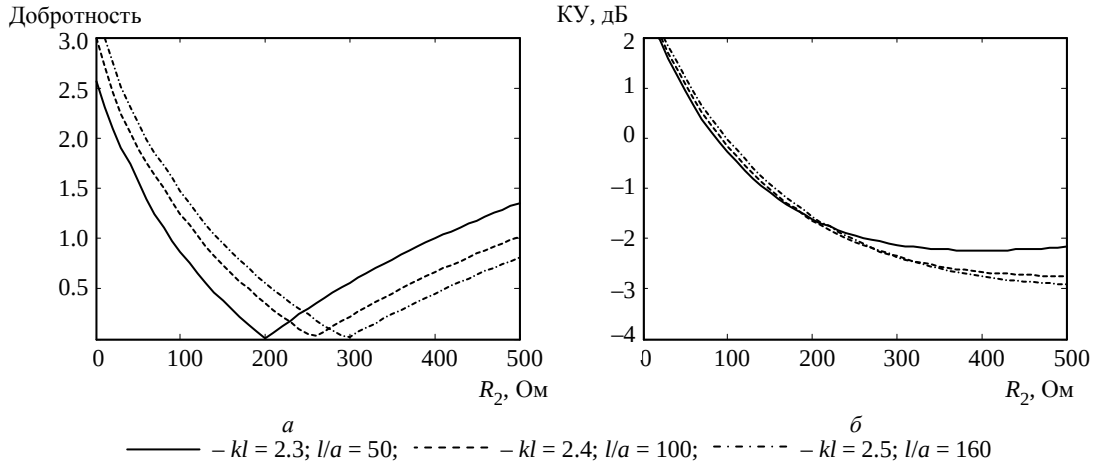

Рис. 8

по согласованию при питании от 50-омной подводящей линии. Однако использование 75-омной линии позволяет получить полосу в диапазоне электрических длин $kl \approx 1.5...3.5$, как показано на рис. 9 (вибраторы настроены на kl_0 = 2.4). На рис. 9 представлены частотные зависимости коэффициента отражения (*а*) и КУ с учетом фидерных потерь (*б*) при различных нагрузках.

С точки зрения минимума добротности, оптимальное значение сопротивления для вибратора с отношением длины к толщине l/a = 100 составляет $R_{opt} \approx 280$ Ом. На рис. 9 видно сужение полосы при $R_2 > R_{opt}$, что согласуется с зависимостями, представленными на рис. 8.

Однако наиболее широкая полоса для G_f достигается при гораздо меньших сопротивлениях (70…80 Ом). Она лежит в пределах kl = 1.2...4.7. Также наблюдается сдвиг полосы в сторону более высоких частот при увеличении сопротивления нагрузки.

Из зависимости, приведенной на рис. 8, видно, что добротность удается существенно уменьшить по отношению к ненагруженному вибратору. Причем наблюдается оптимум сопротивления, превышение которого приводит к ее росту (т. е. уменьшению рабочей полосы частот). Просматривается наличие оптимального значения электрической длины антенн и сопротивления с точки зрения минимизации добротности, причем оно меняется для разных радиусов антенны.

При включении нагрузки R_2 = 70 Ом в середину плеча тепловой КПД в рабочей полосе частот достигает 60 %. При R_2 = 280 Ом КПД монотонно растет от 20 % на нижней границе рабочей полосы до 40 % на верхней.

На рис. 10 представлены частотные зависимости коэффициента отражения (*а*) и КУ с учетом фидерных потерь (*б*) для различных вариантов включения нагрузки. Если в каждом из рассматриваемых случаев взять значения сопротивлений, обеспечивающие максимальную полосу, а также

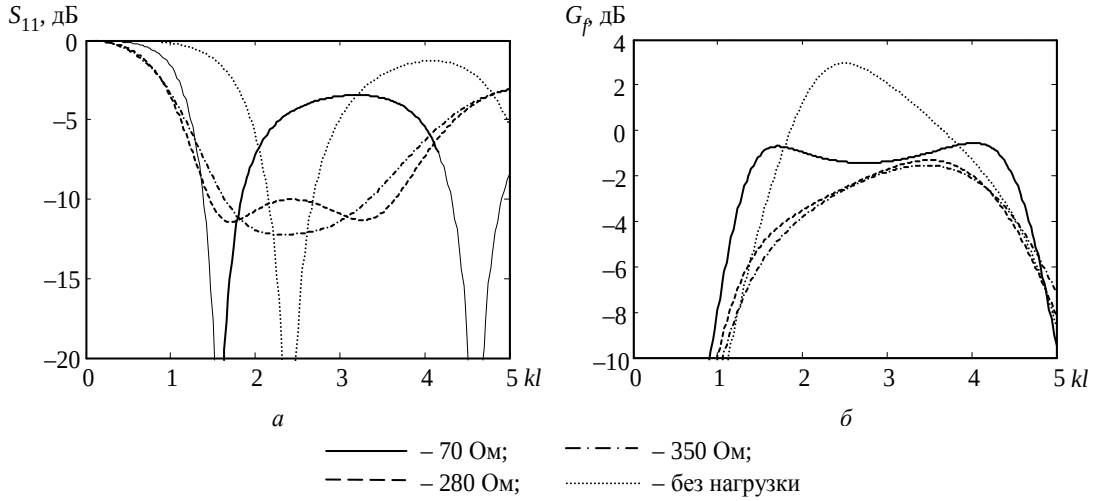

Рис. 9.

оптимальные значения волновых сопротивлений подводящих линий W, получим зависимости S_{11} и G_f для диполей (рис. 10). Также на рис. 10, *б* приведена кривая коэффициента направленного действия (КНД) ненагруженного вибратора – верхняя граница G_f, достижимая при отсутствии как тепловых потерь, так и потерь на рассогласование с подводящей линией.

Из рис. 10 видно, что максимальная полоса достигается при включении нагрузки на расстоянии 3/4 длины плеча от точки питания (вариант II).

Вариант III с включением нагрузки в середину плеча вибратора обеспечивает наибольший КУ с учетом фидерных потерь, который также ведет себя наиболее равномерно в рабочей полосе. Однако варианты II и III технологически менее удобны.

Вариант I с параллельным подключением резистора характерен наиболее широкой полосой по согласованию с 50-омной подводящей линией. Однако для достижения оптимальной полосы для G_f, следует использовать подводящую линию с волновым сопротивлением 170 Ом для монополя. Кроме того, этот вариант характеризуется наибольшими потерями КУ с учетом фидерного КПД.

Из вышеизложенного можно сделать следующие выводы:

– параллельное включение резистора в точке питания в случае согласования с 50-омной линией при помощи сосредоточенного реактивного элемента позволяет достичь полосы в интервале электрических длин kl = 1.6..4.5 по уровню коэффициента отражения –10 дБ; КУ в полосе меняется в интервале –1.6...–7.9 дБ; максимальный проигрыш КУ относительно вибратора без нагрузки составляет 11.8 дБ в полосе. Наиболее широкая рабочая полоса по уровню –3 дБ КУ с учетом фидерных потерь достигается при использовании подводящей линии с волновым сопротивлением W = 170 Ом для монополя и находится в интервале электрических длин kl = 1.4...4.5. КПД вибратора в большей части рабочей полосы составляет около 30 %;

– включение нагрузки на расстоянии 3/4 длины плеча от точки питания не позволяет существенно расширить полосу антенны по согласованию с 50- и 75-омными подводящими линиями из-за высокого входного сопротивления вибратора. Однако достижимая рабочая полоса по уровню –3 дБ КУ с учетом фидерных потерь составляет kl = 1.3…4.9. В таком случае КУ в полосе меняется в пределах +0.5...–2 дБ. Максимальный проигрыш в КУ относительно вибратора без нагрузки составляет 4.6 дБ в рабочей полосе. Тепловой КПД вибратора составляет около 50 %;

– включение сосредоточенного сопротивления R_2 в середину плеча позволяет расширить рабочую полосу вибратора до kl = 1.5...3.6 по уровню коэффициента отражения –10 дБ при согласовании с 75-омной подводящей линией. Такая полоса достигается при оптимальном значении сопротивления $R = R_{opt}$, которое, в свою очередь, зависит от геометрических параметров антенны. При этом КУ в рабочей полосе частот меняется в пределах –0.9...–4.7 дБ (максимальные потери 5.6 дБ относительно вибратора без нагрузки). При

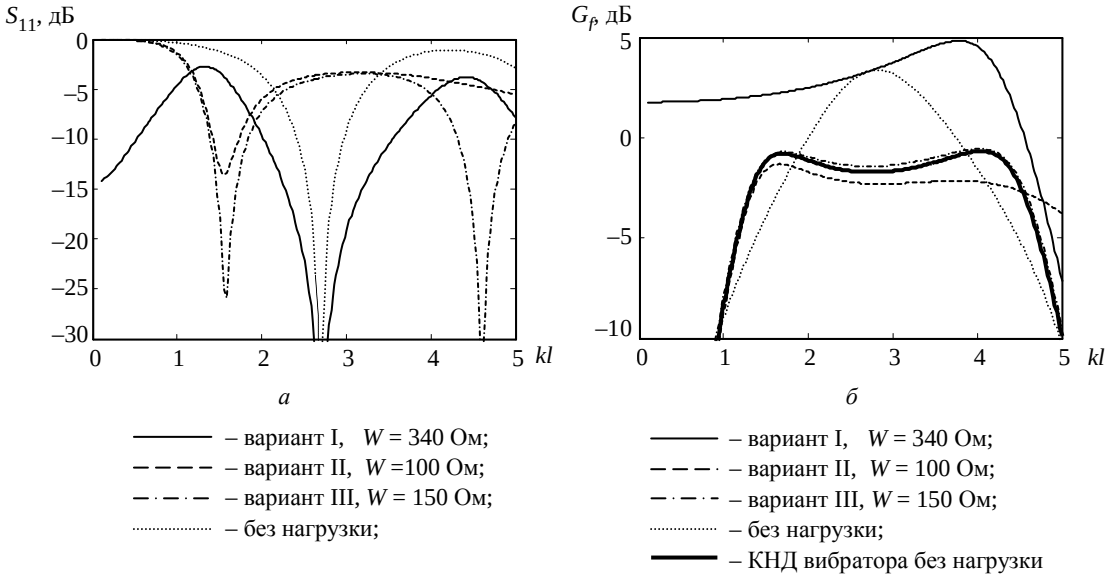

Рис. 10

$R < R_{opt}$ возможно увеличение КУ за счет сужения полосы или наоборот.

Из всех рассматриваемых вариантов включения нагрузки именно этот обеспечивает наибольшую полосу по уровню половинной мощности КУ с учетом фидерного КПД. Полоса составляет kl = 1.3...4.6. Тепловой КПД в рабочей полосе составляет 50–60 %.

Таким образом, наибольшая полоса по согласованию с 50-омной подводящей линией достигается при параллельном включении нагрузки за счет больших потерь в тепловом КПД и, соответственно, КУ. Наибольшую полосу по КУ с учетом фидерных потерь можно получить при включении нагрузки на расстоянии 3/4 длины плеча вибратора от точки питания ценой узкой полосы по согласованию. Вариант с включением нагрузки в середину плеча дает наименьшие потери в КУ с учетом фидерного КПД при средней ширине рабочей полосы. Вместе с тем, включение нагрузки в разрыв проводника антенны может привести к уменьшению ее механической прочности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Altshuler E. E. The traveling wave linear antenna // IRE Trans. AP-9. 1961. № 7. P. 324–329.

2. Yaghjian A. D., Best S. R., Impedance, bandwidth, and Q of antennas //IEEE Transactions on Antennas and Propagation. April, 2005. Vol. AP-53, P. 1298–1324.

3. Митра Р. Вычислительные методы в электродинамике. М.: Мир, 1977. 485 с.

4. Марков Г. Т., Сазонов Д. М. Антенны. М.: Энергия, 1975. 528 с.

M. I. Sugak, E. G. Shanin
Saint-Petersburg electrotechnical university «LETI»

CHARACTERISTICS OF WIDEBAND DIPOLE ANTENNA WITH LUMPED RESISTIVE ELEMENT

Research results of dipole antenna with lumped resistive loads characteristics are present from the Q-factor to gain exchange point of view. The research is performed with Pocklington's integral equation based model.

Dipole antenna, wideband dipole, Pocklington's equation