

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.5>

УДК: 621.396.673

**ВЫБОР СОПРОТИВЛЕНИЯ НАГРУЗКИ ПРИЕМНОЙ
ЭЛЕКТРИЧЕСКИ МАЛОЙ АНТЕННЫ
ПО КРИТЕРИЮ МИНИМАЛЬНОЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ
ГРУППОВОГО ВРЕМЕНИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ ПРИНЯТОГО СИГНАЛА**

**К.В. Князева¹, В.С. Панько¹, А.А. Ерохин¹, А.Г. Андреев¹,
А.В. Косолапов², С.Б. Нелипа²**

¹Сибирский федеральный университет
660074, г. Красноярск, ул. Киренского, 28

²Акционерное общество «Научно-производственное предприятие «Радиосвязь»
660021, г. Красноярск, ул. Декабристов, 19

Статья поступила в редакцию 13 мая 2024 г.

Аннотация. Одним из источников погрешности определения координат в наземных радионавигационных системах (РНС) является неравномерность амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) и группового времени запаздывания (ГВЗ) сигнала в приемной антенне. В силу ограниченного доступного для размещения антенн пространства на носителе приемные антенны РНС имеют малые габариты и вследствие этого не могут быть эффективно согласованы в рабочей полосе частот РНС. В работе рассмотрены два варианта построения входной цепи приемника РНС: с использованием классической схемы согласования и при прямом подключении антенны ко входу приемника без согласующих элементов. Показано, что наиболее равномерные частотные характеристики достигаются при прямом включении антенны. При этом максимальная мощность принятого сигнала имеет место при равенстве модуля входного сопротивления антенны и сопротивления

нагрузки. В то же время, высокое сопротивление нагрузки увеличивает неравномерность частотных характеристик, поэтому выбор сопротивления нагрузки должен производиться компромиссным образом, исходя из уровня сигнала в месте приема, доступного коэффициента усиления входного усилителя и допустимой неравномерности АЧХ и ГВЗ.

Ключевые слова: электрически малая антенна, согласование, групповое время запаздывания, радионавигационная система.

Финансирование: Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ- 2023-0008).

Автор для переписки: Панько Василий Сергеевич, vpanko@sfu-kras.ru

Введение

Локальные радионавигационные системы (РНС) с наземным расположением передающих станций продолжают широко использоваться в морской навигации. Использование наземных систем радионавигации в дополнение к глобальным навигационным спутниковым системам (ГНСС) является обязательным требованием Правил по оборудованию морских судов в РФ [1]. Главной причиной этого является низкая помехоустойчивость ГНСС в силу малой энергетики спутниковых сигналов.

В нашей стране накоплен богатый опыт создания РНС диапазона средних волн [2-4]. В серийное производство внедрены базовая автоматизированная РНС (БРАС-3), базовая необслуживаемая РНС РС-10, РНС «Спрут-Н1». Эти системы работают в диапазоне частот 1,6-2,2 МГц.

Для обеспечения необходимой точности входной тракт приемника РНС должен иметь равномерную амплитудную и фазовую частотные характеристики в рабочей полосе частот РНС. В то же время размеры приемной антенны РНС определяются ограниченным доступным пространством для ее размещения на корабле. Размеры приемных антенн составляют не более 4-8% от средней длины волны рабочего диапазона, что относит их к классу электрически малых антенн (ЭМА). При использовании классических схем согласования ЭМА

со входным трактом приемника сопротивлением 50 Ом достижимая полоса частот составляет не более 1%, и при этом возникает существенная неравномерность как АЧХ, так и ГВЗ навигационного сигнала.

Целью настоящей работы является определение сопротивления нагрузки электрически малых антенн, обеспечивающего минимальную неравномерность ГВЗ принятого сигнала при сохранении его приемлемой мощности в широкой полосе частот.

1. Постановка задачи

Понятие электрически малой антенны (ЭМА, electrically small antenna, ESA) было введено в работе [5] как антенны, которая может быть заключена в сферу радиуса, по величине обратного волновому числу: $a = \lambda / 2\pi$. Для диапазона частот, используемого в РНС средневолнового диапазона, этот радиус составляет 22...29 м. Как правило, доступное пространство для размещения приемной антенны РНС ограничено еще меньшими размерами.

Входное сопротивление приемной ЭМА весьма существенно отличается от стандартного волнового сопротивления 50 Ом, которое имеют серийно выпускаемые усилители и прочие компоненты радиотракта приемника РНС [6]. Как показывают теоретические выводы Чу [7] и Уилера [5], обобщенные в ряде работ [8-10], ЭМА обладают высокой добротностью, и поэтому согласование, т.е., трансформация их входного сопротивления к 50 Ом в нужной полосе частот принципиально недостижимо.

В литературе широко освещаются вопросы миниатюризации ЭМА, оптимизации КПД [11], [12], рабочей полосы частот [13] и шумовых характеристик [14], [15]. Для радионавигационных систем ключевым параметром является равномерность частотных характеристик радиотракта, включающего собственно ЭМА и входную цепь приемника РНС.

Входное сопротивление приемника РНС, т.е., нагрузки ЭМА, должно быть определено, исходя из наилучшего выполнения двух условий: максимальная передача мощности из антенны в нагрузку и минимальная неравномерность

амплитудной и фазовой характеристик. Следует рассмотреть, каким образом должен быть произведен выбор входного сопротивления приемника, исходя из этих условий.

2. Анализ входного сопротивления ЭМА

Для ЭМА величина активной части входного сопротивления R обычно составляет единицы Ом, реактивной части X – сотни и тысячи Ом с отрицательным знаком. Рассмотрим далее модель простейшей ЭМА в виде симметричного тонкого вибратора полной длиной l , размещенного в свободном пространстве. С помощью моделирования по методу моментов получена зависимость от частоты входного сопротивления вибратора радиусом $r = 10$ мм (рис. 1, 2). Расчет выполнен для разных длин вибратора. На центральной частоте 2 МГц ($\lambda = 150$ м) длина вибратора при $l = 12$ м составляет $0,08 \lambda$, изменение частоты от 1,95 МГц до 2,05 МГц соответствует увеличению длины вибратора от $0,078$ до $0,085 \lambda$.

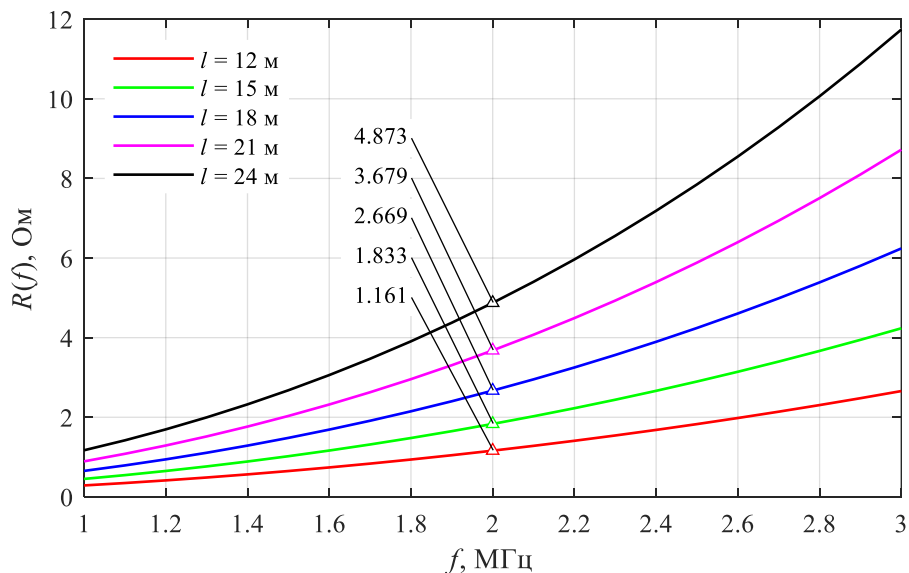


Рис. 1. Активная часть входного сопротивления симметричного вибратора в зависимости от частоты для разной длины вибратора.

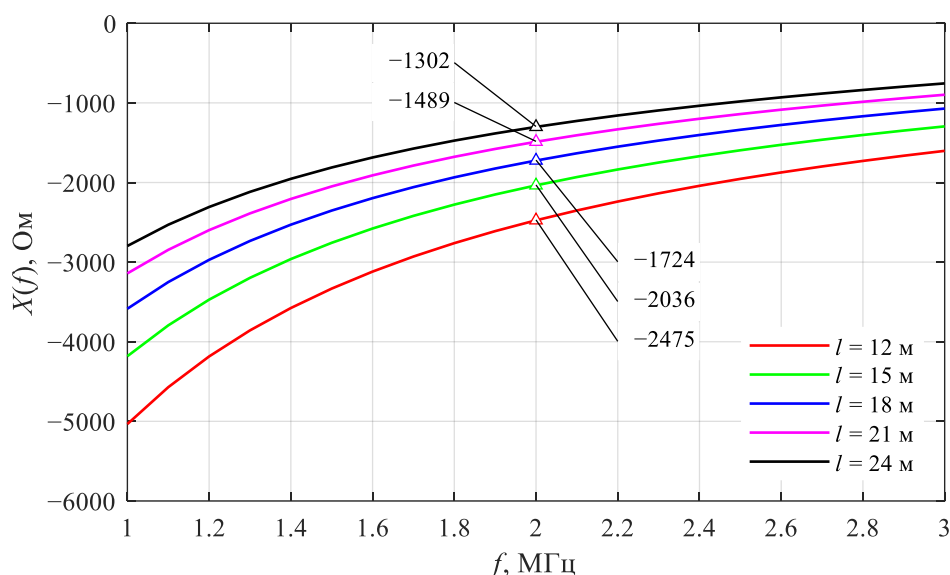


Рис. 2. Реактивная часть входного сопротивления симметричного вибратора в зависимости от частоты для разной длины вибратора.

При увеличении длины вибратора по отношению к λ (или увеличении частоты при фиксированной длине) активная часть входного сопротивления растет, реактивная – уменьшается по модулю. Сопротивление вибратора длиной $l = \lambda / 2$ имеет значение $\dot{Z}_a = 73.1 + j42.5$ Ом. Такой вибратор может быть хорошо согласован с линией передачи сопротивлением 50 Ом, однако на частоте 2 МГц он должен иметь полную длину 75 м.

3. Варианты нагрузки приемной антенны

При работе на прием антенна подключена к нагрузке, т.е., приемнику, сопротивлением $\dot{Z}_n = R_n + jX_n$. В данном случае подразумевается, что между антенной и приемником отсутствуют какие-либо согласующие или трансформирующие устройства, либо линии передачи. Эквивалентная схема такой приемной цепи показана на рис. 3. Антенна представлена в виде т.н. эквивалента Тевенина, содержащего последовательно включенные источник ЭДС V и сопротивление антенны $\dot{Z}_a = R_a + R_L + jX_a$, где R_a – сопротивление излучения, R_L – сопротивление потерь.

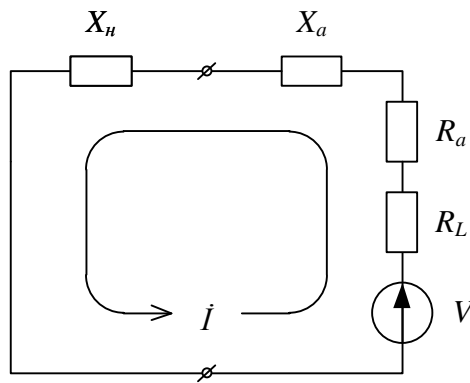


Рис. 3. Эквивалентная схема приемной антенны.

Напряжение V создается падающей на антенну электромагнитной волной. Под воздействием ЭДС V в приемной цепи протекает комплексный ток \dot{I} :

$$\dot{I} = \frac{V}{(R_a + R_L + R_n) + j(X_a + X_n)}.$$

В сопротивлении нагрузки R_n под действием тока выделяется полезная мощность принятого сигнала со среднеквадратическим значением P :

$$P = \frac{I^2 R_n}{2} = \frac{V^2}{(R_a + R_L + R_n)^2 + (X_a + X_n)^2} \frac{R_n}{2}.$$

Из этого выражения следует, что максимальная мощность в нагрузке будет иметь место, когда потери в антенне отсутствуют $R_L = 0$, а сопротивление нагрузки комплексно-сопряжено с сопротивлением антенны:

$$\dot{Z}_n^* = \dot{Z}_a, \tag{1}$$

т.е., $R_n = R_a$, $X_n = -X_a$. В этом случае:

$$P_{\max} = \frac{V^2}{2} \frac{R_a}{(R_a + R_n)^2} = \frac{V^2}{8R_a}. \tag{2}$$

При рассогласованной нагрузке принятая мощность всегда будет меньше этого значения.

Выполнение условия согласования (1) приводит к сильной зависимости принятой мощности от частоты. Для иллюстрации этого вывода проведем моделирование того же симметричного вибратора, подключенного к согласованной нагрузке, роль которой будет выполнять последовательные соединенные активное сопротивление нагрузки R_n и индуктивность L (рис. 4). Далее такой вариант построения входной цепи будет называться схемой 1. На вибратор падает плоская электромагнитная волна с амплитудой напряженности электрического поля 1 В/м.

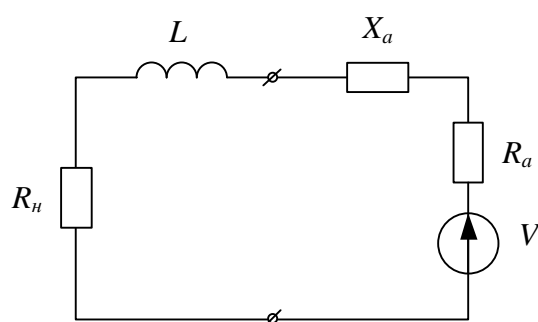


Рис. 4. Эквивалентная схема приемной антенны, подключенной к согласованной нагрузке.

Значения элементов нагрузки выбираются из условия согласования на частоте 2 МГц: $R_n = R_a$, $X_L = -X_a$. На рис. 5 и 6 показаны зависимости мощности в согласованной нагрузке и ГВЗ от частоты для вибраторов разной длины. Максимальная мощность в нагрузке на частоте согласования для всех вибраторов примерно одинакова – около 35.6 дБм (5.6 дБВт), так как при этих длинах КНД вибраторов примерно одинаков.

Элементы нагрузки L и антенны X_a (отрицательное реактивное сопротивление, т.е., емкость) образуют последовательный колебательный контур высокой добротности с резонансом на частоте согласования 2 МГц. Это приводит к существенной зависимости мощности в нагрузке от частоты: в рассмотренном примере неравномерность даже в сравнительно узкой полосе частот 1,9-2,1 МГц (200 кГц, 10%) составляет более 40 дБ для вибратора длиной 12 м и более 23 дБ для вибратора длиной 24 м. Кроме того, происходит изменение фазы принятого сигнала и переворот на 180° на резонансной частоте,

т.е., частоте согласования. Это приводит к очень высоким значениям неравномерности ГВЗ в рабочей полосе частот (более 10 мкс). Отметим, за время задержки $\tau = 1$ мкс радиосигнал распространяется примерно на 300 м. В первом приближении это значение можно считать ошибкой определения дальности РНС, вызванной неравномерностью частотных характеристик антенны.

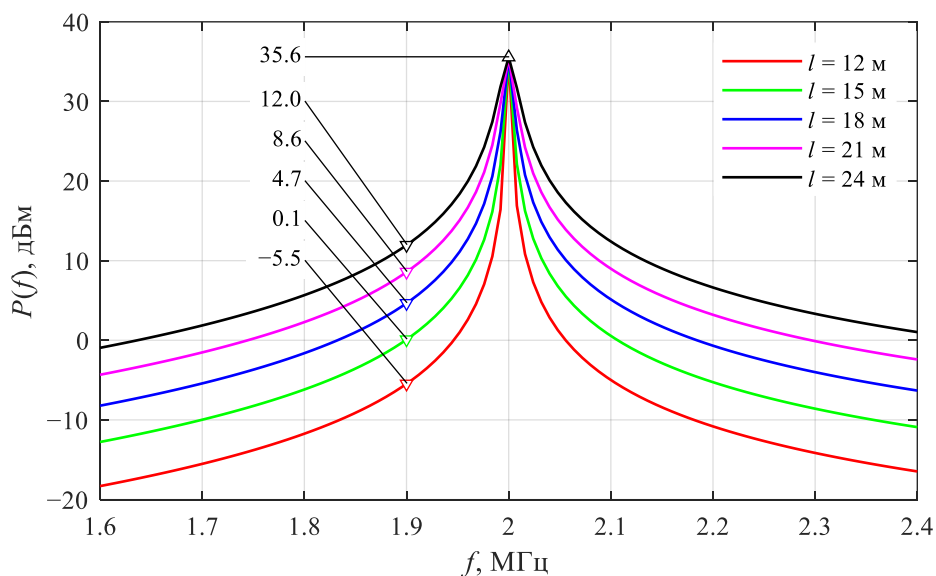


Рис. 5. Мощность в согласованной нагрузке в зависимости от частоты для вибраторов разной длины.

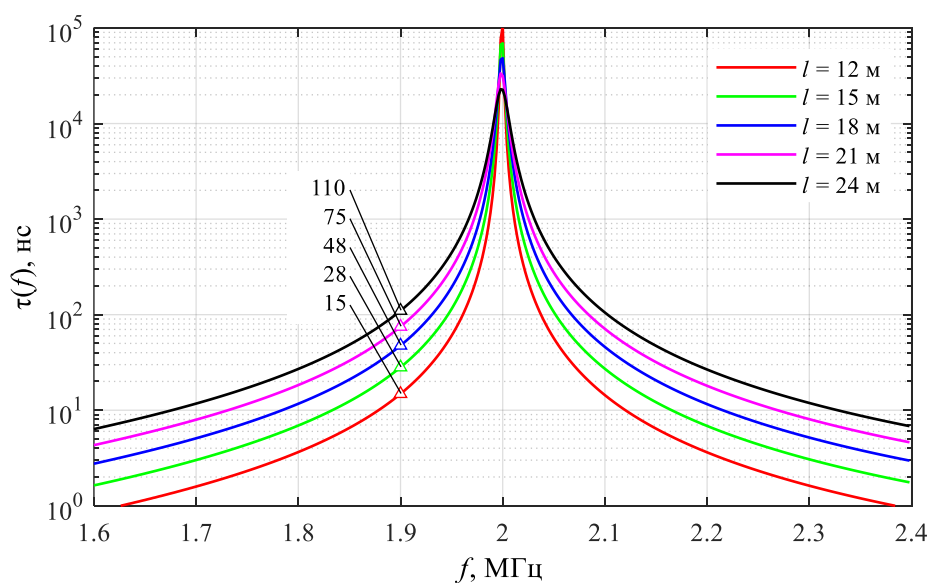


Рис. 6. ГВЗ сигнала в согласованной нагрузке в зависимости от частоты для вибраторов разной длины.

Очевидно, такой способ построения входной цепи неприемлем для приемной антенны широкополосной РНС.

Для уменьшения неравномерности в полосе рабочих частот следует понизить добротность эквивалентного контура в схеме 1 путем увеличения активной части сопротивления нагрузки R_n . Это приведет к уменьшению принятой мощности на центральной частоте (частоте согласования), по сравнению со значением (2). Однако, как будет показано ниже, средняя в полосе частот мощность изменится незначительно.

С помощью моделирования определим мощность в нагрузке симметричного вибратора длиной $l = 12$ м при разных значениях R_n . Полученные результаты показаны на рис. 7, 8 в виде зависимости мощности и ГВЗ от частоты.

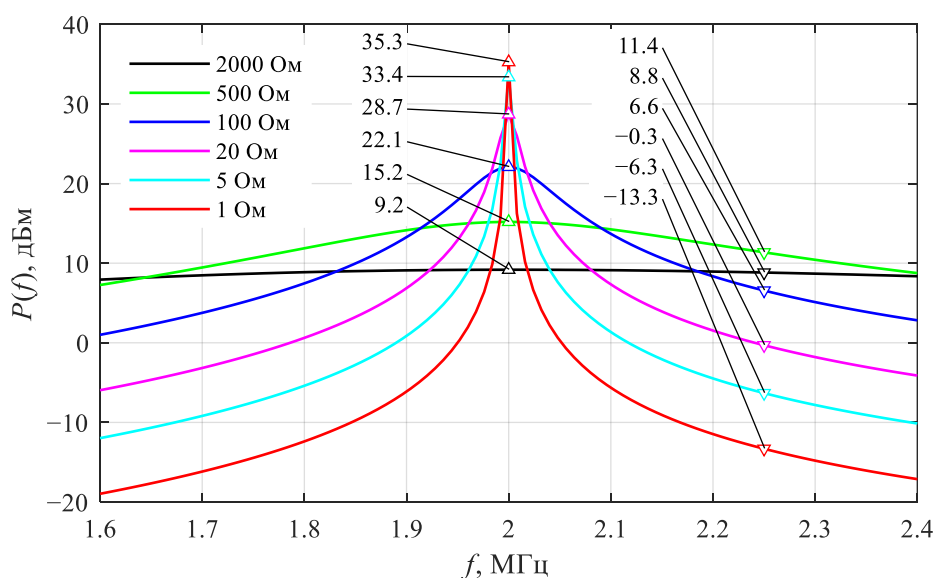


Рис. 7. Мощность в нагрузке симметричного вибратора в зависимости от частоты для разных сопротивлений нагрузки, схема 1.

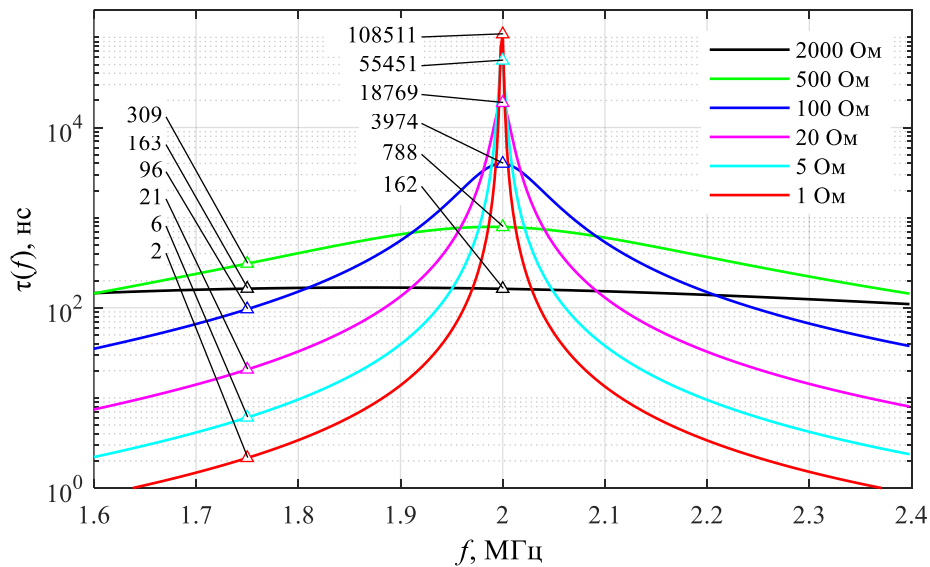


Рис. 8. ГВЗ сигнала в нагрузке симметричного вибратора в зависимости от частоты для разных сопротивлений нагрузки, схема 1.

Для удобства оценки неравномерности уровня мощности и ГВЗ на рисунках также приведены значения на центральной частоте 2 МГц и на границе полосы частот 1,75-2,25 МГц (500 кГц, 25%). Как следует из рисунков, увеличение R_n приводит к снижению мощности на центральной частоте и уменьшению неравномерности в рабочей полосе частот.

Для дальнейшего уменьшения неравномерности мощности в нагрузке и ГВЗ можно рассмотреть вариант подключения антенны напрямую к активному сопротивлению приемника без использования согласующей индуктивности. Этот вариант приемной цепи далее называется схемой 2. С помощью моделирования проведен расчет мощности и ГВЗ сигнала в нагрузке рассмотренного выше вибратора полной длиной 12 м, при этом нагрузка представляет собой активное сопротивление без дополнительных элементов. Результаты показаны на рис. 9, 10, из них следует, что схема 2 имеет заметно меньшую частотную неравномерность мощности и ГВЗ.

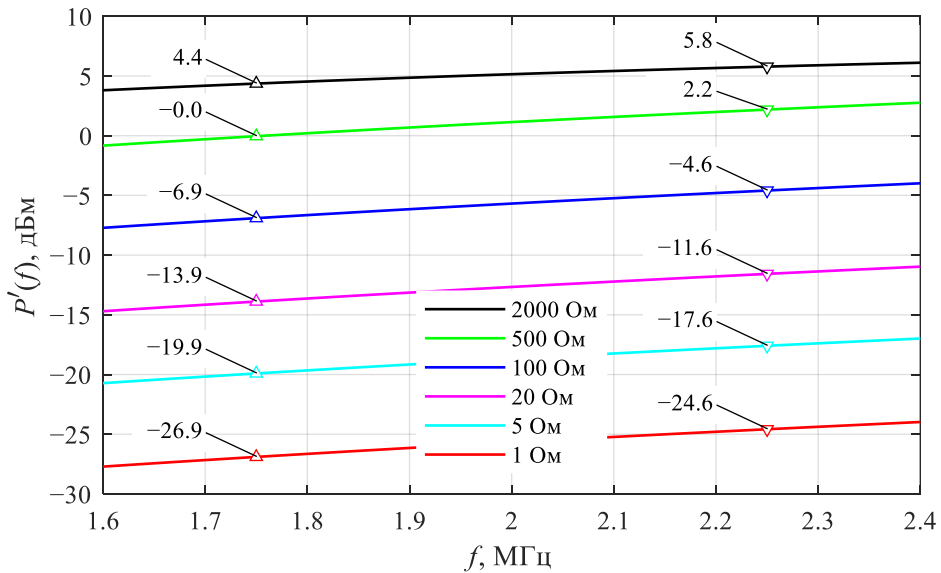


Рис. 9. Мощность в нагрузке симметричного вибратора в зависимости от частоты для разных сопротивлений нагрузки, схема 2.

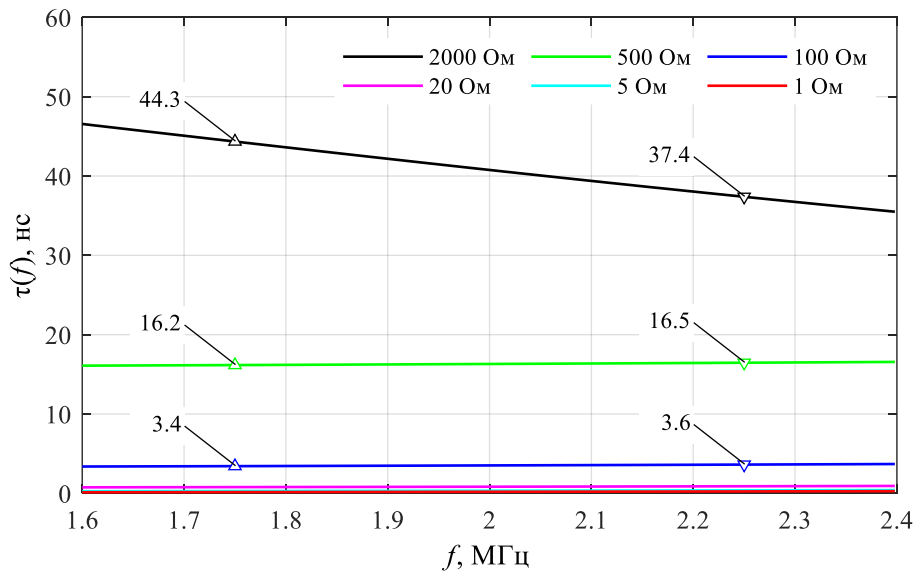


Рис. 10. ГВЗ сигнала в нагрузке симметричного вибратора в зависимости от частоты для разных сопротивлений нагрузки, схема 2.

4. Сравнение вариантов нагрузки

Проведем сравнение результатов, полученных для схем 1 и 2. Далее для схемы 1 на графиках используется сплошная линия. Схеме 2 соответствует пунктирная линия графиков, а обозначения характеристик отмечены штрихом.

Из рис. 7 следует, что при увеличении R_n мощность в нагрузке на центральной частоте P_0 быстро падает. Однако, если рассмотреть изменение средней в рабочей полосе частот мощности, то окажется, что изменение

не такое существенное. Поэтому дополнительно вычислим среднюю мощность в полосе частот 1,75-2,25 МГц (500 кГц, 25%) по формуле:

$$P_{\Sigma} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N P_n,$$

где N – количество отсчетов мощности в полосе частот, P_n – n -ый отсчет мощности. На рис. 11 показано изменение средней мощности P_{Σ} и мощности на центральной частоте P_0 в зависимости от сопротивления нагрузки, шкала сопротивлений логарифмическая. При увеличении R_n от 1 до 1000 Ом средняя мощность в полосе P_{Σ} меняется в пределах 3 дБ. Начиная с $R_n = 2000$ Ом, средняя мощность практически совпадает с значением мощности на центральной частоте P_0 . Характеристики P'_{Σ} и P'_0 схемы 2 совпадают, т.к. неравномерность в рабочей полосе частот очень мала (см. рис. 9), и приближаются к характеристикам схемы 1 при $R_n > 2000$ Ом.

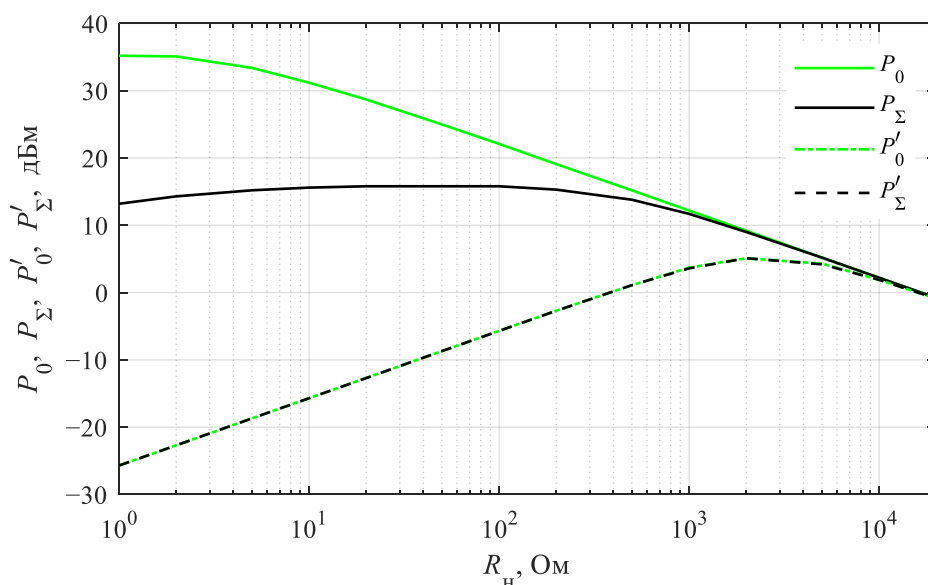


Рис. 11. Сравнение мощности в нагрузке на центральной частоте и средней мощности в полосе частот в зависимости от сопротивления нагрузки, схемы 1 и 2.

На рис. 12 показана неравномерность мощности и ГВЗ в нагрузке в зависимости от величины R_n для двух схем входной цепи.

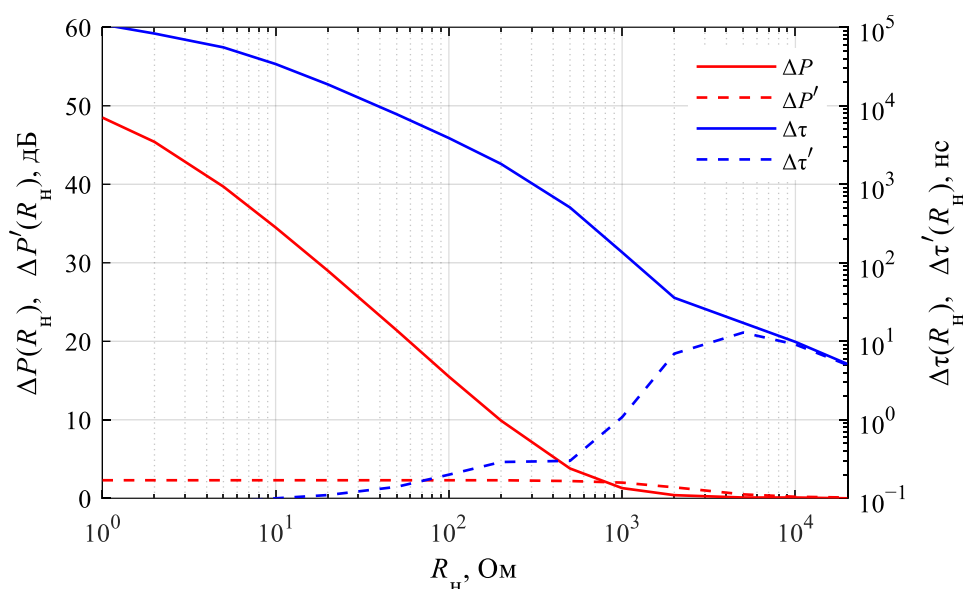


Рис. 12. Сравнение неравномерности мощности и ГВЗ в полосе частот в зависимости от сопротивления нагрузки, схемы 1 и 2.

Как видно, для получения низких значений неравномерности ($\Delta P < 3$ дБ, $\Delta \tau < 30$ нс) в схеме 1 сопротивление нагрузки должно составлять 2000 Ом и более. Для схемы 2 неравномерность мощности и ГВЗ гораздо лучше (меньше) по сравнению со схемой 1: $\Delta P' < 2$ дБ, $\Delta \tau < 10$ нс почти при всех значениях R_n . При этом средняя мощность в нагрузке $P_{\Sigma'}$ схемы 2 лишь немного меньше P_{Σ} для схемы 1: разница составляет около 4 дБ для $R_n = 2000$ Ом.

Из приведенных на рис. 11 Рис. 11 зависимостей мощности в нагрузке следует, что максимальное значение мощности в схеме 2 может быть получено для R_n величиной 2000 Ом. Это значение примерно соответствует реактивной части входного сопротивления антенны (см. рис. 2). Для более точного определения оптимального значения R_n проведем следующее исследование.

Определим значение R_n , при котором в нагрузке выделяется максимальная мощность, аналитическим путем. Рассмотрим приемную антенну с сопротивлением $R_a + jX_a$, нагруженную на активное сопротивление приемника R_n , что соответствует схеме 2 из предыдущих рассуждений (рис. 13). Источник ЭДС V соответствует энергии, наведенной в антенне колебаниями

внешнего электромагнитного поля напряженностью E с фиксированной амплитудой 1 В/м:

$$V = \frac{E\lambda}{\pi} \sqrt{\frac{R_a}{80}}.$$

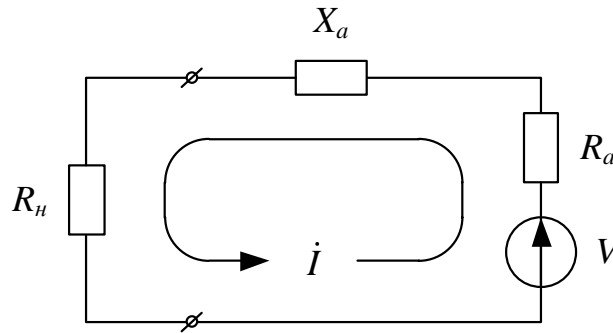


Рис. 13. Эквивалентная схема приемной антенны, подключенной к активной нагрузке.

Ток в приемной цепи:

$$\dot{i} = \frac{V}{R_n + R_a + jX_a}.$$

Среднеквадратическая мощность в нагрузке, после преобразований:

$$P = \frac{I^2 R_n}{2} = \frac{V^2}{2} \frac{R_n}{(R_n + R_a)^2 + X_a^2}. \quad (3)$$

Для определения максимума функции $P(R_n)$ возьмем производную:

$$\frac{dP}{dR_n} = \frac{V^2}{2} \frac{R_a^2 + X_a^2 - R_n^2}{(R_a^2 + 2R_a R_n + X_a^2 + R_n^2)^2},$$

максимум будет иметь место при $dP / dR_n = 0$, т.е.

$$\begin{aligned} R_a^2 + X_a^2 - R_n^2 &= 0, \\ R_n &= \sqrt{R_a^2 + X_a^2}. \end{aligned} \quad (4)$$

То есть, для передачи максимальной мощности в нагрузку ее сопротивление должно равняться модулю полного входного сопротивления

антенны. Для электрически малых антенн $X_a \gg R_a$, тогда (4) можно приближенно записать в виде:

$$R_n \approx X_a. \quad (5)$$

График функции (3) приведен на рис. 14 для значений X_a и R_a , которые были определены выше при моделировании диполя длиной 12-24 м. Маркеры обозначают максимальные значения кривых.

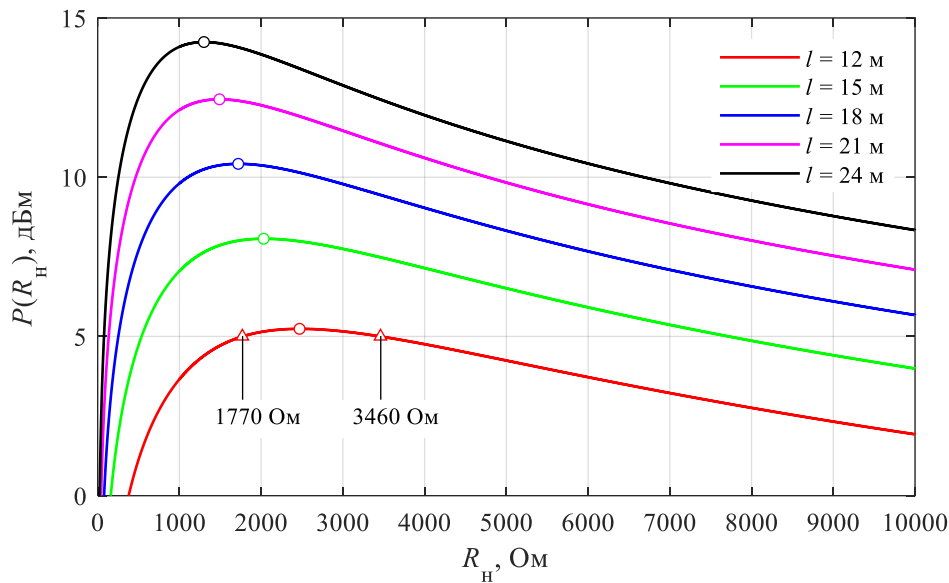


Рис. 14. Мощность в активной нагрузке симметричного вибратора в зависимости от сопротивления нагрузки для вибраторов различной длины.

Из полученных результатов следует, что для достижения максимальной мощности в нагрузке требуется сопротивление нагрузки устанавливать равным модулю входного сопротивления антенны. Однако, из рис. 10 и 12 следует, что при большом сопротивлении нагрузки также высока неравномерность ГВЗ в рабочей полосе частот. Поэтому следует выбирать наименьшее возможное значение R_n . Например, для диполя длиной 12 м одинаковая мощность 5 дБм может быть получена при двух значениях сопротивления нагрузки: 1770 и 3460 Ом (рис. 14). При этом с точки зрения равномерности ГВЗ наилучшим из этих двух значений будет 1770 Ом. При наличии запаса по усилению приемника значение R_n может быть еще ниже.

Заключение

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы.

1) При работе в широкой полосе частот «классическая» схема согласования нагрузки с антенной с помощью компенсирующего реактивного элемента приводит к существенной частотной неравномерности мощности и ГВЗ принятого сигнала.

2) Подключение приемной антенны непосредственно к активному входному сопротивлению нагрузки позволяет существенно снизить частотную неравномерность. При этом принятая средняя в полосе частот мощность незначительно отличается от схемы «классического» согласования.

3) Максимальная мощность в нагрузке приемной антенны выделяется при равенстве активного сопротивления нагрузки и модуля полного входного сопротивления антенны.

4) Высокое активное сопротивление нагрузки приводит к большой неравномерности частотной характеристики ГВЗ.

5) Выбор сопротивления нагрузки должен производиться компромиссным образом, исходя из уровня сигнала в точке приема, чувствительности и коэффициента усиления входного усилителя приемника РНС и приемлемых значений неравномерности частотных характеристик входного радиотракта.

Финансирование: Исследование выполнено в рамках государственного задания ФГАОУ ВО Сибирский федеральный университет (номер FSRZ- 2023-0008).

Литература

1. Правила по оборудованию морских судов. Часть V. Навигационное оборудование. НД № 2-020101-153. Санкт-Петербург, 2022.
2. Агафонников А. М. Фазовые радиогеодезические системы для морских исследований. – Наука, 1979.
3. Селиверстов А.С. Высокоточная радионавигационная система «Спрут-Н1» // Записки по гидрографии. – 2019. – № 308. – С. 54-64.

4. Сафонов А. В. Повышение точности местоопределения радионавигационных систем средневолнового диапазона. – 2004.
5. Wheeler H. A. Fundamental limitations of small antennas //Proceedings of the IRE. – 1947. – Т. 35. – №. 12. – С. 1479-1484.
<https://doi.org/10.1109/JRPROC.1947.226199>
6. Hansen R. C., Collin R. E. Small antenna handbook. – John Wiley & Sons, 2011.
7. Chu L. J. Physical limitations of omni-directional antennas //Journal of applied physics. – 1948. – Т. 19. – №. 12. – С. 1163-1175.
<https://doi.org/10.1063/1.1715038>
8. Беличенко В. П., Запасной А. С. Электрически малые антенны: проблемы, сомнения, новые результаты //Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – №. 2-1 (24). – С. 186-189.
9. Dagefu F. T. et al. A Survey of Small, Low-Frequency Antennas: Recent designs, practical challenges, and research directions //IEEE Antennas and Propagation Magazine. – 2021. – Т. 65. – №. 1. – С. 14-26.
<https://doi.org/10.1109/MAP.2021.3127559>
10. Слюсар В. 60 лет теории электрически малых антенн. Некоторые итоги //Электроника: наука, технология, бизнес. – 2006. – №. 7. – С. 10-19.
11. Кисмерешкин В. П., Колесников А. В. Варианты повышения эффективности малогабаритных рамочных коаксиальных антенн //Журнал радиоэлектроники. – 2015. – №. 2.
12. Колесников А. В., Федосов Д. В., Николаев А. В. Моделирование резонансной спиральной электрически малой антенны //Журнал радиоэлектроники. – 2022. – №. 8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.13>
13. Чернышев Б. В. Широкополосное согласование укороченных антенн //Журнал радиоэлектроники. – 2017. – №. 7. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.13>

14. Wang Y. E. Theory of Broadband Noise Matching for HF/VHF Receivers with Electrically Small Antennas //IEEE Access. – 2023. <https://doi.org/10.1109/ACCESS.2023.3282178>
15. Best S. R. Optimizing the receiving properties of electrically small HF antennas //URSI Radio Science Bulletin. – 2016. – Т. 2016. – №. 359. – С. 13-29. <https://doi.org/10.23919/URSIRSB.2016.7909994>

Для цитирования:

Князева К.В., Панько В.С., Ерохин А.А., Андреев А.Г., Косолапов А.В., Нелипа С.Б. Выбор сопротивления нагрузки приемной электрически малой антенны по критерию минимальной неравномерности группового времени запаздывания принятого сигнала. // Журнал радиоэлектроники. – 2024. – №10. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2024.10.5>