

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ ФОРМЫ ПРОСТОГО МИКРОПОЛОСКОВОГО ИЗЛУЧАТЕЛЯ НА ЕГО ШИРОКОПОЛОСНОСТЬ

DOI: 10.36724/2072-8735-2023-17-4-17-25

Manuscript received 11 March 2023;
Accepted 10 April 2023

Гайнутдинов Тимур Аншарович,
Московский технический университет связи и
информатики, Москва, Россия, tedia@mtuci.ru

Ключевые слова: форма микрополоскового
излучателя, КСВ, полоса согласования, точка
возбуждения, численная оптимизация

Микрополосковые антенны являются одними из самых распространенных типов антенн мобильных объектов. Компактность, легкость и конформность делает их применение удобным и по сути единственным решением быстро развивающейся индустрии беспроводных телекоммуникаций. Ключевым недостатком таких антенн является их узкополосность, присущая всем антеннам резонаторного типа, частным случаем которых являются микрополосковые антенны. В основном, узкополосность подобных антенн обусловлена ярко выраженной частотной зависимостью входного сопротивления, в следствие чего удовлетворительного качества естественного согласования удается достичь в частотной полосе, измеряемой в единицах процентов. В работе рассматриваются микрополосковые излучатели простой геометрии: прямоугольный, квадратный, ромбический, треугольный, круглый, эллиптический, расположенные на подложке фиксированной геометрии с одинаковым диэлектриком. Для каждой формы геометрии полоска производится численная оптимизация размеров полоска и положения точки возбуждения с целью получения максимальной полосы естественного согласования по КСВ не более 2 при подключении к 50-Омному фидеру. В качестве центральной частоты при проведении численных исследований выбрана частота 2 ГГц. Приводятся расчеты направленных характеристик наиболее удачных вариантов микрополосковых излучателей в пределах полосы согласования. Показано, что при данной геометрии и параметрах заполнения подложки, наиболее широкополосным является микрополосковый эллиптический излучатель, полоса согласования которого составляет от 1900 до 2100 МГц, т.е +/- 5% от центральной частоты. Полученные результаты могут быть полезны как при проектировании микрополосковых антенных решеток, так и при построении микрополосковых многодиапазонных антенн, что особенно важно для систем мобильной связи новых поколений.

Информация об авторах:

Гайнутдинов Тимур Аншарович, к.т.н., доцент каф. ТЭДиА, Московский технический университет связи и информатики (МТУСИ), Москва Россия

Для цитирования:

Гайнутдинов Т.А. Оценка влияния формы простого микрополоскового излучателя на его широкополосность // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2023. Том 17. №4. С. 17-25.

For citation:

Gainutdinov T.A. (2023) Evaluation of the effect of the shape of a simple microstrip radiator on its broadband. *T-Comm*, vol. 17, no.4, pp. 17-25. (in Russian)

Введение

В настоящее время микрополосковые антенны находят широкое применение в сфере телекоммуникаций за счет своих преимуществ: легкость и простота конструкции, способность создания поля круговой поляризации, возможность реализации многодиапазонных антенн, интеграция со схемой питания в антенных решетках, дешевизна и простота реализации. Но, несмотря на ряд преимуществ, присущих данным антеннам, главным их недостатком является узкополосность, обусловленная ярко выраженной резонансной частотной зависимостью входного сопротивления [1, 2].

Наиболее полно, теория и методы расчета с соответствующими практическими результатами развита для одномерных микрополосковых антенн, т.е. антенн, где форма полоска имеет одну четко выраженную меру, а именно узкую ленту (рис. 1) или щель, прорезанную в экране микрополосковой линии (рис. 2) [3]. Для подобных антенн известны [3, 4] оптимальные с точки зрения ширины полосы согласования геометрия полоска (щели) и зависимость полосы согласования от геометрии и параметров подложки.

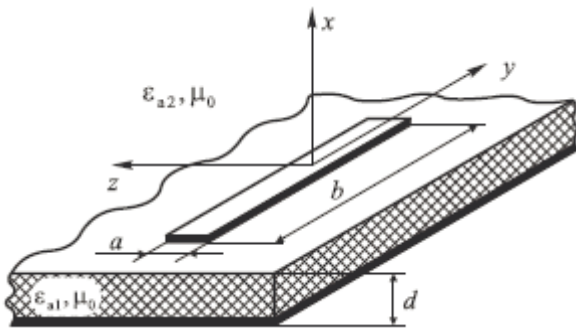


Рис. 1. Ленточный микрополосковый вибратор

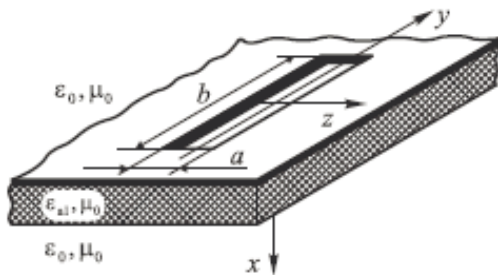


Рис. 2. Щелевой микрополосковый излучатель

Однако, переход к двумерной геометрии полоска (рис. 3а,б), приводит как к существенному усложнению методов расчета, так и к уменьшению практически полезной информации о достижимой полосе согласования подобных антенн при произвольной форме двумерного полоска.

На рисунке 3 приведена наиболее распространенная конструкция микрополоскового двумерного излучателя, а именно излучателя прямоугольной формы. Необходимо отметить, что первые сообщения об плоских двумерных излучателях относятся к 60-м годам XX-го века. Однако их практическое использование и начало всестороннего исследования характеристик связывается с именем Мунсона [5].

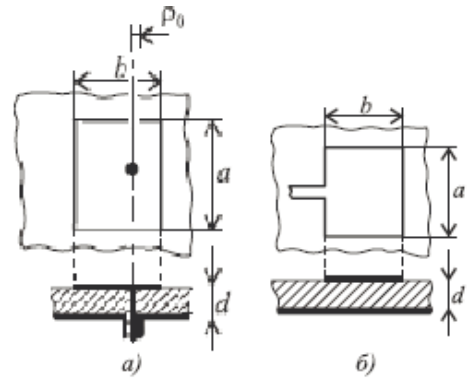


Рис. 3. Двумерный микрополосковый излучатель прямоугольной формы с питанием от коаксиальной линии (а) и питанием от микрополосковой линии (б)

Приведем формулы [6] для расчета размеров полоска и ширины полосы согласования по коэффициенту стоячей волны (КСВ) не хуже 2 для подобного микрополоскового излучателя

$$a = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{r1}}}; b = \frac{\lambda_0}{2\sqrt{\epsilon_{r\phi}}} - 2\Delta, \tag{1}$$

где λ_0 – длина в свободном пространстве на центральной частоте f_0 , $\epsilon_{r\phi}$ – эффективная диэлектрическая проницаемость подложки, равная

$$\epsilon_{r\phi} = \frac{\epsilon_{r1} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r1} - 1}{2} \left(1 + 10 \frac{d}{a}\right)^{-\frac{1}{2}}, \tag{2}$$

Δ – поправочный коэффициент, определяемый как

$$\Delta = 0.41d \frac{\epsilon_{r\phi} + 0.3(a/d) + 0.26}{\epsilon_{r\phi} - 0.26(a/d) + 0.81}, \tag{3}$$

Для определения полосы согласования по КСВ не хуже 2 может быть использована следующая приближенная формула

$$\frac{\Delta f}{f_0} \approx \frac{3.77C_1 da}{\eta_{ns} \epsilon_{r1} \lambda_0 b}, \tag{4}$$

где $C_1 = 1 - 1/\epsilon_{r1} + 0.4/\epsilon_{r1}^2$,

$$\eta_{ns} = \frac{4C_1}{4C_1 + 3\pi k_0 d (1 - 1/\epsilon_{r1})^3}, k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$$

Система (1-4) справедлива для прямоугольной формы полоска, для других форм аналогичные формулы отсутствуют.

Учитывая широкую распространенность прямоугольных микрополосковых излучателей, приведем на рисунке 4 конкретную модель антенны, настроенную в резонанс на частоте 2.85 ГГц [7]. Данный излучатель входит в число тестовых примеров известного программного пакета расчета электродинамических структур FEKO [8].

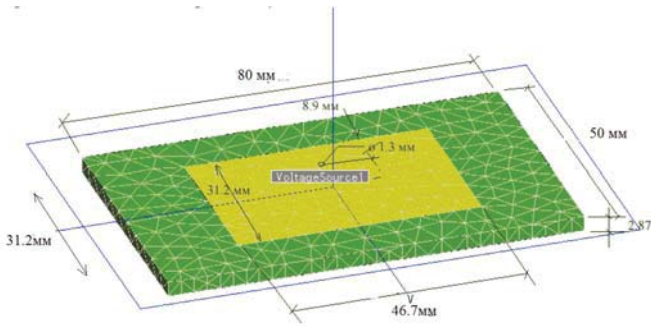


Рис. 4. Модель микрополоскового излучателя прямоугольной формы в пакете FEKO

Излучатель выглядит следующим образом: прямоугольная металлическая пластина размером 31.2 мм x 46.7 мм нанесена на диэлектрическую подложку (50 мм x 80 мм) толщиной 2.87 мм, с относительной диэлектрической постоянной 2.2. Планарная антенна запитывается с помощью соединителя SMA (диаметром 1.3 мм), расположенного на 8.9 мм от центра длинного края [7].

Поскольку частота 2.85 ГГц является не самой распространенной частотой в системах мобильной связи, был произведен пересчет размеров прямоугольного излучателя на резонансную частоту 2 ГГц. Для этого использовались стандартные приемы, вытекающие из принципа электродинамического подобия [1, 9]. В дальнейшем этот излучатель будем называть эталонным, и характеристики всех оптимизированных антенн будем сравнивать именно с этим излучателем. Размеры эталонного излучателя приведены на рисунке 5.

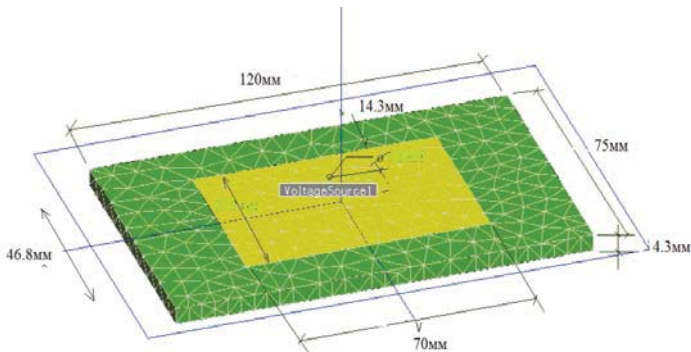


Рис. 5. Модель эталонного излучателя прямоугольной формы, настроенного в резонанс на частоте 2 ГГц

Эталонный излучатель выглядит следующим образом: прямоугольная металлическая пластина размером 46.8 мм x 70 мм нанесена на диэлектрическую подложку (75 мм x 120 мм) толщиной 4.3 мм, с относительной диэлектрической постоянной 2.2. Планарная антенна запитывается 50-Омным фидером в точке возбуждения, расположенной на 14.3 мм от центра длинного края.

График зависимости КСВ от частоты для эталонного излучателя приведен на рисунке 6.

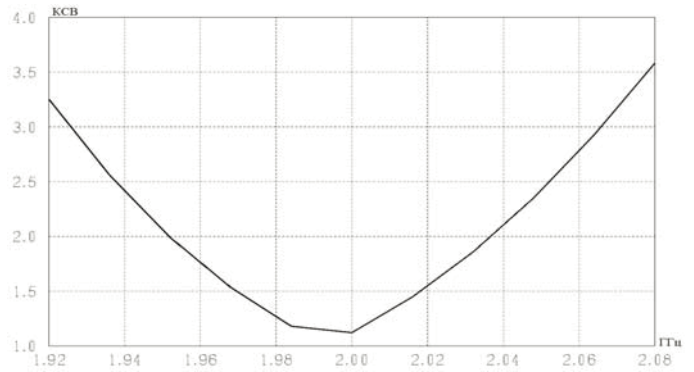


Рис. 6. График зависимости КСВ от частоты для эталонного излучателя

Как видно из этого графика полоса частот по КСВ не хуже 2 составляет от 1.95 до 2.038 ГГц, т.е. равняется 88 МГц или 4.8% от центральной частоты 2 ГГц. Если воспользоваться системой формул (1-4) для размеров эталонного излучателя и параметров подложки, тогда $\epsilon_{эф} = 2.07$ и полоса

согласования $\Delta f/f_0 = 0.057$ (5.7%), что достаточно близко к расчетным значениям.

На рисунке 7 приведен график зависимости КУ эталонной антенны по главной поляризации (вектор **E** параллелен узкой стороне пластины) в направлении нормали к пластине от частоты в пределах полосы согласования

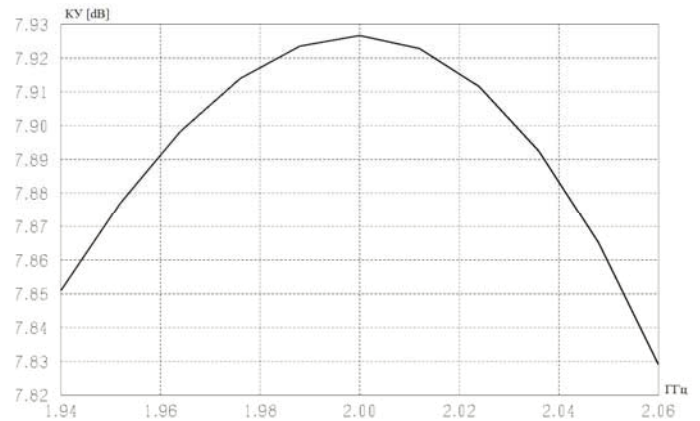


Рис. 7. Зависимость КУ от частоты для эталонной антенны

Как видно из этого графика, КУ эталонного излучателя в пределах полосы согласования практически не меняется и составляет 7.8-7.9 дБ.

Таким образом, эталонная микрополосковая антенна с прямоугольным излучателем имеет следующие параметры: длина подложки 120 мм ($1.15\lambda_d$), ширина подложки 75 мм ($0.72\lambda_d$), толщина подложки 4.3 мм ($0.041\lambda_d$), относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_{r1} = 2.2$, длина прямоугольного излучателя 70 мм ($0.67\lambda_d$), ширина прямоугольного излучателя 46.8 мм ($0.45\lambda_d$), где $\lambda_d = \lambda_0 / \sqrt{\epsilon_{эф}} = 104.25$ мм. Эталонный излучатель имеет полосу согласования по КСВ не хуже 2 от 1.95 до 2.038 ГГц и обеспечивает КУ по линейной поляризации в пределах этой полосы не хуже 7.8 дБ.

Все дальнейшие результаты для оптимизированных антенн с прямоугольной формой облучателя будут сравниваться с аналогичными параметрами эталонного излучателя, причем размеры и параметры подложки будут одинаковыми во всех случаях и совпадающими с подложкой эталонной антенны.

Результаты исследований

Целью работы является исследование влияния формы двумерного полоскового излучателя на характеристики согласования микрополосковой антенны.

Первой антенной, для которой производились исследования, был микрополосковой излучатель квадратной формы. Задача ставилась следующим образом: необходимо найти размер стороны квадрата и положение точки возбуждения, при котором микрополосковый излучатель будет иметь наиболее широкую полосу согласования по КСВ не хуже 2 с центральной частотой 2 ГГц. Размеры и среда заполнения подложки, такие же как у эталонной антенны.

В ходе исследования широко использовались машинные методы оптимизации, которыми оснащен пакет прикладных программ FEKO. Базовым методом при оптимизации был выбран симплексный метод [7]. Такой метод обеспечивают наибольшую скорость оптимизации, однако результат сильно зависит от местоположения начальной точки. Оптимизация производилась на сетке частот от 1.95 до 2.05 ГГц, причем при получении неудовлетворительного результата сетка сужалась, а в случае положительного результата делалась попытка расширить сетку до получения максимально возможной. Размеры оптимального по ширине полосы согласования микрополоскового квадратного излучателя приведены на рисунке 8.

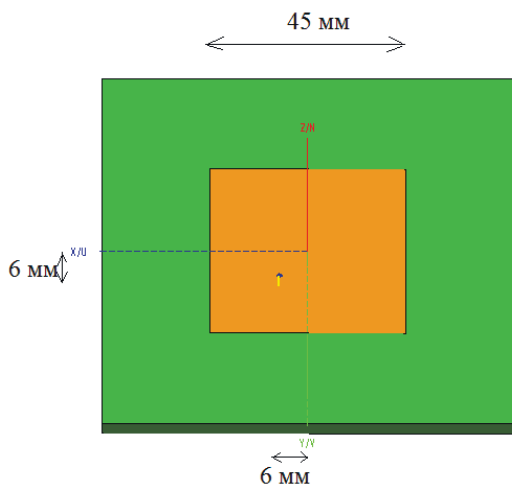


Рис. 8. Модель оптимального квадратного микрополоскового излучателя в пакете FEKO

Как видно из рисунка 8 размер стороны квадрата составил 45 мм, точка питания смещена относительно центра квадрата на 6 мм как по оси OX, так по оси OY.

График зависимости КСВ от частоты для квадратного излучателя приведен на рисунке 9. Из этого рисунка видно, что полоса частот по КСВ не хуже 2 составляет от 1.963 ГГц до 2.033 ГГц, т.е. равняется 70 МГц или 3.5% от центральной частоты 2 ГГц, что примерно на 37% хуже, чем у эталонного излучателя

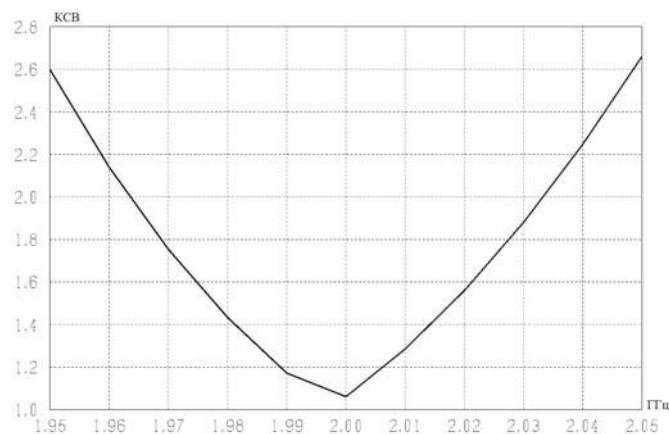


Рис. 9. График зависимости КСВ от частоты для квадратного излучателя

На рисунке 10 приведен график зависимости КУ квадратного излучателя в направлении нормали к пластине от частоты в пределах полосы согласования

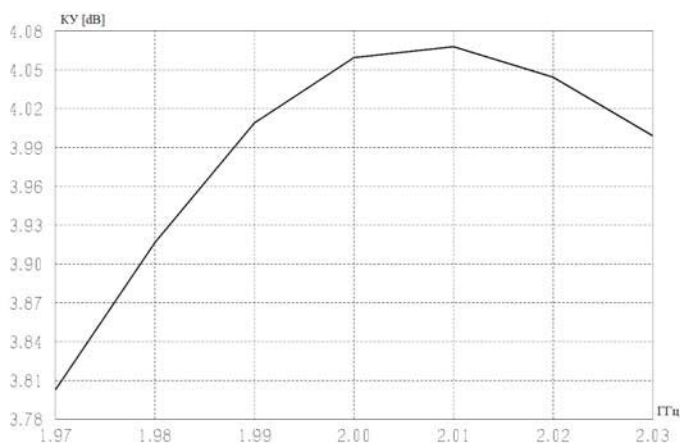


Рис. 10. Зависимость КУ от частоты для квадратного излучателя

Как видно из этого графика, КУ квадратного излучателя в пределах полосы согласования практически не меняется и составляет 3.8-4 дБ, т.е. существенно проигрывает эталонной антенне.

Таким образом, квадратный излучатель при таких же размерах и параметрах подложки, как у эталонного прямоугольного излучателя, имеет полосу согласования на 37% меньшую и сильно проигрывает в КУ.

Следующей антенной был ромбический излучатель. Теперь оптимизации подвергались сторона ромба, острый угол в основании ромба и положение точки возбуждения.

Параметры оптимального по ширине полосы согласования микрополоскового ромбического излучателя приведены на рисунке 11.

Как видно из рисунка 11 размер стороны ромба составил 42 мм, острый угол между сторонами ромба 66 градусов точка питания смещена относительно центра ромба на 22 мм по оси OX и на 5 мм по оси OY. График зависимости КСВ от частоты для оптимального ромбического излучателя приведен на рисунке 12.

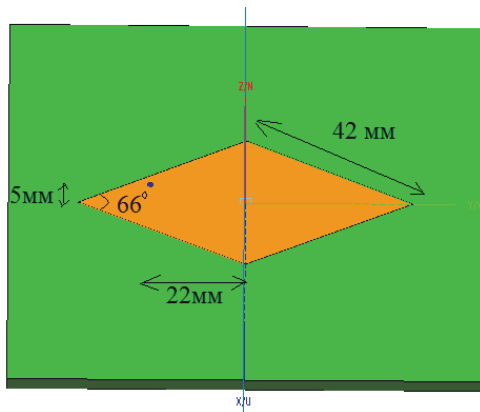


Рис. 11. Модель оптимального ромбического излучателя

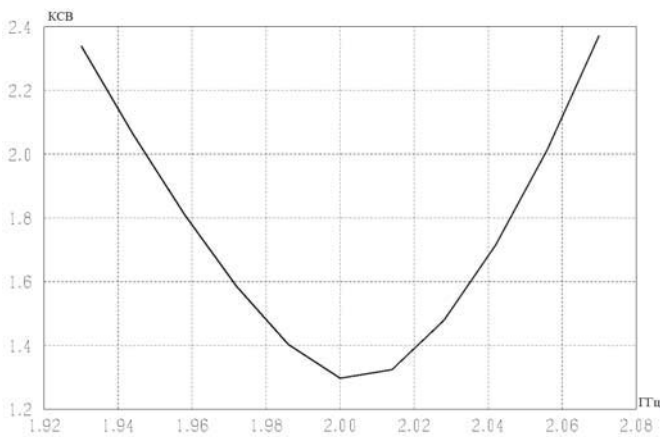


Рис. 12. График зависимости KСВ от частоты для оптимального ромбического излучателя

Из этого рисунка видно, что полоса частот по KСВ не хуже 2 составляет от 1.945 до 2.055 ГГц, т.е равняется 110 МГц или 5.5% от центральной частоты 2 ГГц, что примерно на 20% лучше, чем у эталонного излучателя. Таким образом, ромбический излучатель потенциально лучше согласовывается в полосе частот, имея при этом размеры существенно меньшие, чем эталонный прямоугольный излучатель.

Ключевым недостатком оптимального ромбического излучателя является крайне малое усиление. На рисунке 13 приведен график зависимости КУ от частоты для этого излучателя.

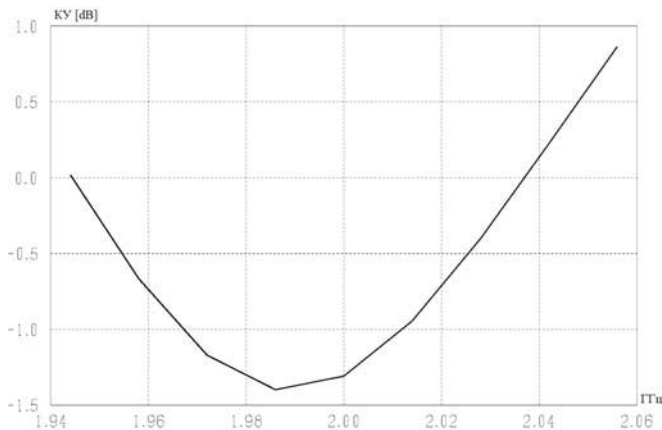


Рис. 13. Зависимость КУ от частоты для оптимального ромбического излучателя

КУ антенны меняется от -1.5 до 1 дБ, что конечно очень мало для микрополосковой антенны. Поэтому был проведен поиск параметров ромбических излучателей, обеспечивающих приемлемый КУ, т.е. КУ соизмеримый аналогом у эталонного прямоугольного излучателя, а при этом полоса согласования являлась уже опциональным параметром. Естественно, такой облучатель уже не является оптимальным в смысле ширины полосы согласования.

Геометрические размеры неоптимального по ширине полосы согласования с приемлемым КУ ромбического излучателя приведены на рисунке 14.

Как видно из рисунка 14 размер стороны ромба составил 61 мм, острый угол между сторонами ромба 62 градуса точка питания смещена относительно центра ромба на 18 мм по оси OX и на 11 мм по оси OY. График зависимости KСВ от частоты для неоптимального ромбического излучателя приведен на рисунке 15.

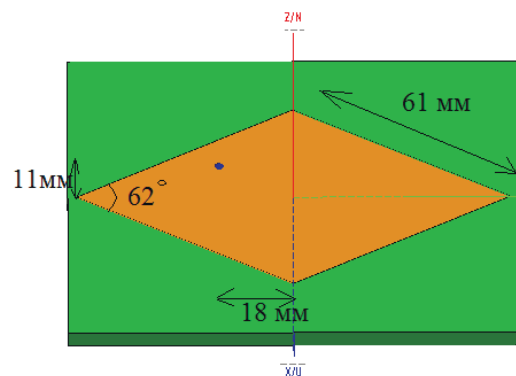


Рис. 14. Модель неоптимального ромбического излучателя

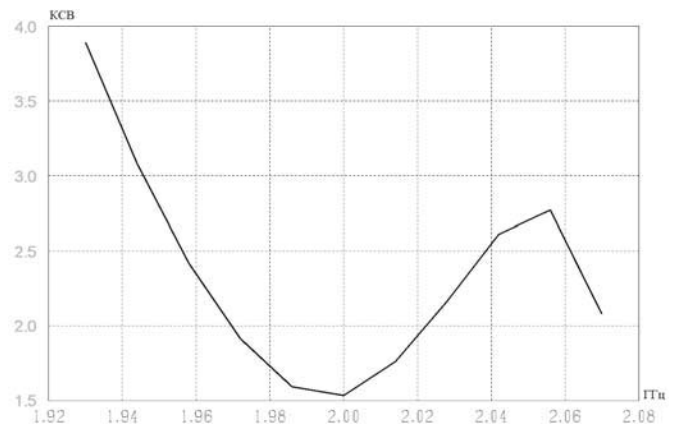


Рис. 15. График зависимости KСВ от частоты для неоптимального ромбического излучателя

Из этого рисунка видно, что полоса частот по KСВ не хуже 2 составляет от 1.97 до 2.02 ГГц, т.е равняется 50 МГц или 2.5% от центральной частоты 2 ГГц, что примерно на 48% хуже чем у эталонного излучателя.

На рисунке 16 приведен график зависимости КУ ромбического излучателя в направлении нормали к пластине от частоты в пределах полосы согласования.

Из этого графика видно, что КУ оптимального ромбического излучателя слабо меняется по частоте и составляет 7.05-7.4 дБ, что немного меньше, чем у эталонного излучателя, но намного больше, чем у оптимального по ширине полосы согласования ромбического излучателя.

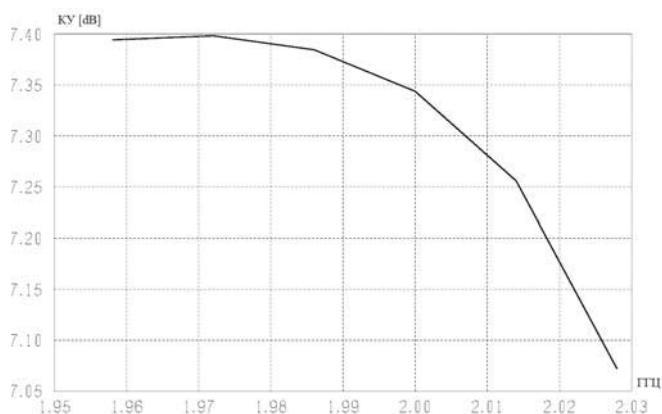


Рис. 16. Зависимость КУ от частоты для неоптимального ромбического излучателя

Таким образом, ромбический излучатель при таких же размерах и параметрах подложки, как у эталонного прямоугольного излучателя либо немного выигрывает в полосе согласования и сильно проигрывает в КУ, либо сильно проигрывает в полосе согласования и незначительно в КУ по сравнению с эталонным прямоугольным излучателем.

Следующей антенной был треугольный равносторонний излучатель. Оптимизации подвергались длина стороны треугольника и положения точки возбуждения

Размеры оптимального по ширине полосы согласования микрополоскового излучателя в виде равностороннего треугольника приведены на рисунке 17.

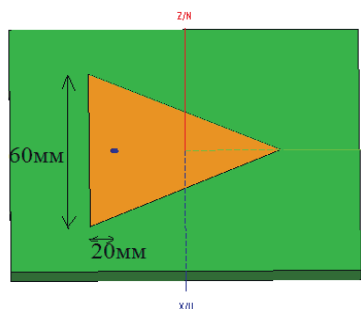


Рис. 17. Модель треугольного микрополоскового излучателя

Оптимальный по ширине полосы согласования равносторонний треугольный излучатель имеет длину стороны 60 мм, а точка возбуждения находится на медиане треугольника на расстоянии 20 мм от основания медианы.

График зависимости КСВ от частоты для треугольного излучателя приведен на рисунке 18.

Как следует из этого рисунка полоса частот по КСВ не хуже 2 составляет от 1.972 до 2.023 ГГц, т.е равняется 51 МГц или 2.55% от центральной частоты 2 ГГц, что примерно на 47% хуже, чем у эталонного излучателя.

На рисунке 19 приведен график зависимости КУ от частоты для треугольного излучателя.

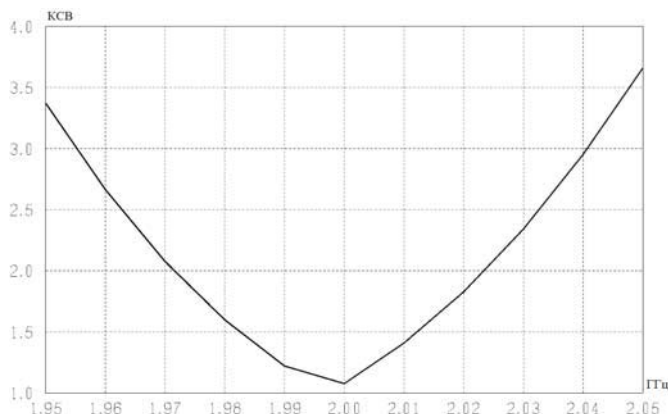


Рис. 18. График зависимости КСВ от частоты для треугольного излучателя

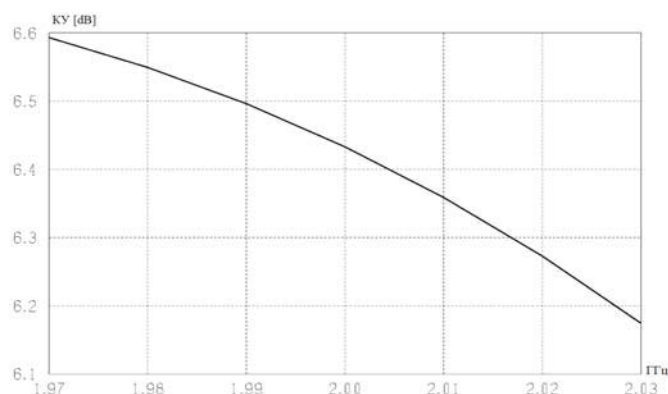


Рис. 19. Зависимость КУ от частоты для треугольного излучателя

Из этого графика видно, что КУ оптимального треугольного излучателя составляет 6.1-6.6 дБ, что меньше чем у эталонного излучателя.

Таким образом, треугольный излучатель сильно проигрывает в полосе согласования и существенно в КУ эталонному прямоугольному излучателю.

Перейдем теперь от плоских ломанных излучателей к плоским гладким излучателям.

Первым гладким излучателем был круглый излучатель, оптимизации подвергался радиус круга и положение точки возбуждения

Размеры оптимального по ширине полосы согласования круглого излучателя приведены на рисунке 20.

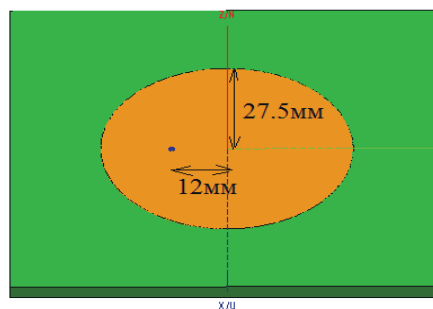


Рис. 20. Модель оптимального круглого излучателя

Оптимальный по ширине полосы согласования круглый излучатель имеет диаметр 55 мм, а точка возбуждения находится на расстоянии 12 мм от центра круга.

График зависимости КСВ от частоты для треугольного излучателя приведен на рисунке 21.

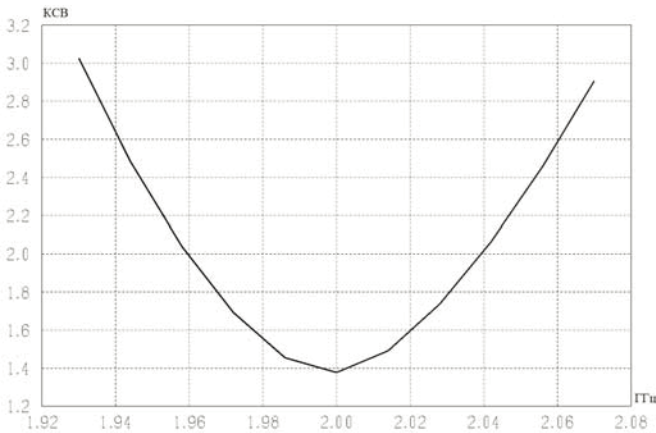


Рис. 21. График зависимости КСВ от частоты для круглого излучателя

Как следует из этого рисунка полоса частот по КСВ не хуже 2 составляет от 1.96 до 2.04 ГГц, т.е. равняется 80 МГц или 4% от центральной частоты 2 ГГц, что примерно на 17% хуже, чем у эталонного излучателя

На рисунке 22 приведен график зависимости КУ от частоты для круглого излучателя.

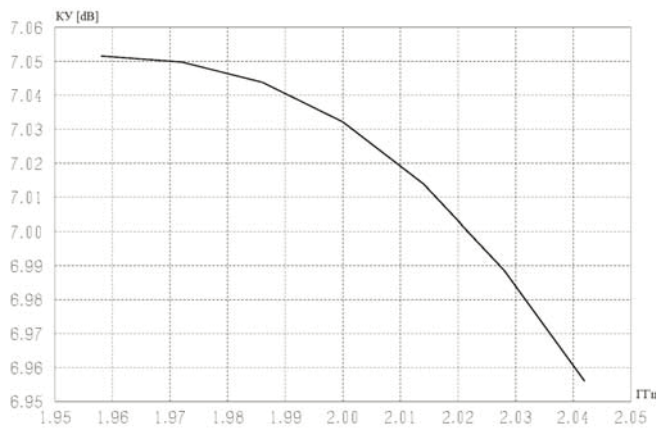


Рис. 22. Зависимость КУ от частоты для круглого излучателя

Из этого графика видно, что КУ оптимального круглого излучателя в пределах полосы согласования составляет 6.95-7.05 дБ, что немного меньше чем у эталонного излучателя.

Следующим облучателем был эллиптический излучатель, оптимизации подвергались длины большой и малой полуоси, а также положение точки возбуждения.

Размеры оптимального по ширине полосы согласования эллиптического излучателя приведены на рисунке 23.

Оптимальный по ширине полосы согласования эллиптический излучатель имеет размер большой полуоси 29.7 мм ($0.284\lambda_d$), размер меньшей полуоси 26 мм ($0.249\lambda_d$), точка возбуждения находится на расстоянии 21 мм ($0.201\lambda_d$) от центра эллипса вдоль большей полуоси и на расстоянии 12.5 мм ($0.12\lambda_d$) от центра эллипса вдоль меньшей полуоси.

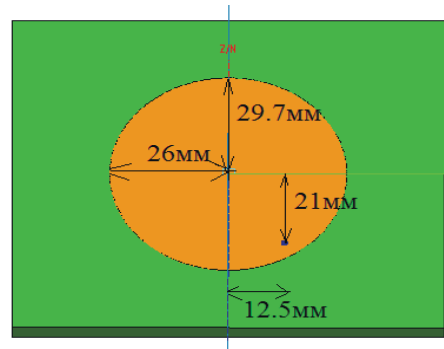


Рис. 23. Модель оптимального эллиптического излучателя

График зависимости КСВ от частоты для треугольного излучателя приведен на рисунке 24.

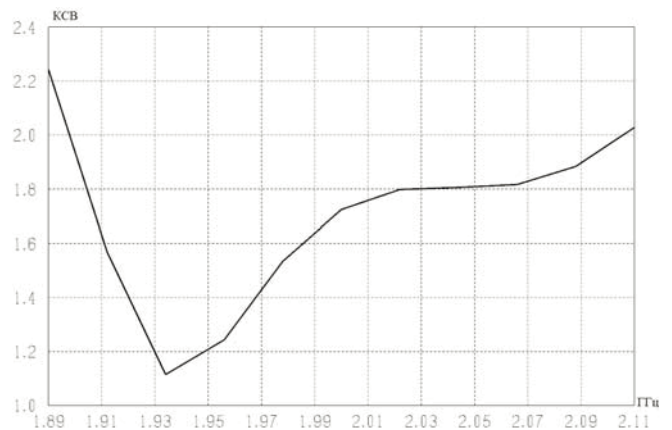


Рис. 24. График зависимости КСВ от частоты для эллиптического излучателя

Как следует из этого рисунка полоса частот по КСВ не хуже 2 составляет от 1.895 до 2.105 ГГц, т.е. равняется 210 МГц, или 10.5% от центральной частоты 2 ГГц, что больше чем в два раза больше, чем у эталонного излучателя.

Таким образом, эллиптическая форма полоска обеспечивает наибольшую полосу согласования среди всех рассмотренных до этого излучателей, включая эталонный прямоугольный, причем выигрыш по полосе весьма значителен.

На рисунке 25 приведен график зависимости КУ от частоты для эллиптического излучателя. Из этого рисунка видно, что в пределах широкой полосы согласования КУ меняется незначительно от 6.8 до 7.1 дБ, что примерно на 1 дБ хуже, чем у эталонного излучателя. На мой взгляд двукратное расширение полосы согласования вполне оправдывает потерю 1 дБ по коэффициенту усиления.

Также в ходе исследования были рассмотрены кольцевой и кольцевой-эллиптический излучатели, однако процесс оптимизации полосы согласования таких излучателей привел к вырождению подобных моделей в круглый и эллиптический вид, в силу чего полученные результаты по оптимизированным кольцевым полоскам не несут практического характера.

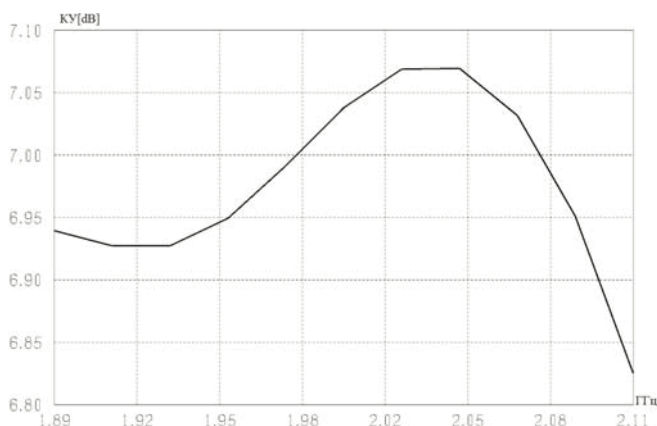


Рис. 25. Зависимость КУ от частоты для эллиптического излучателя

Заключение

В заключении статьи отметим, что форма полоска имеет ключевое значение для степени широкополосности излучателя, поэтому создание систем формул, аналогичных системе (1-4), для квадратного, круглого и эллиптического излучателя является весьма важной научно-практической задачей, которая ждет своего решения. Развитие технологий мобильной связи неизбежно ведет к ужесточению требований к рабочей полосе, а в системах мобильной связи будущих поколений и к рабочим полосам антенн абонентских устройств [10, 11], в силу чего создание многодиапазонных микрополосковых антенн становится все более актуальным и важным с практической точки зрения [12, 13]. Очевидным способом решения этой задачи является создание комплексной микрополосковой антенны, состоящей из набора излучателей, каждый из которых был бы оптимален для своего поддиапазона [14, 15].

Литература

1. Ерохин Г.А., Чернышев О.В., Козырев Н.Д., Кочержевский В.Г., под ред. Ерохина Г.А. Антенно-фидерные устройства и распространение радиоволн. М.: Горячая линия – Телеком 2007. 491 с.
2. Баранов С.А. Устройства СВЧ и антенны. М.: Горячая линия – Телеком 2019. 343 с.
3. Виноградов А.Ю., Кабетов Р.В., Сомов А.М. Устройства СВЧ и малогабаритные антенны Учебное пособие М.: Горячая линия – Телеком 2016. 443 с.
4. Чебышев В.В. Микрополосковые антенны в многослойных средах. М.: Радиотехника, 2007. 160 с.
5. Munson R.D. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays // IEEE Trans. 1974. V. AP-22, № 1, pp. 74-78.
6. Modern Antenna Handbook. Edited by Constantine A. Balanis Wiley-Interscience 2008. 1704 p.
7. Банков С.Е., Курушин А.А. Практикум проектирования СВЧ структур с помощью FEKO. М., ЗАО «НПП «РОДНИК», 2009. 200 с.
8. <https://www.orcada.ru/product/altair/altair-feko.html>
9. Сазонов Д.М. Устройства СВЧ и антенны М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
10. Тонг Вэнь, Чжу Пэйин. Сети 6G. Путь от 5G к 6G глазами разработчиков. Москва. ДМК-Пресс, 2022. 624 с.
11. Бакулин М.Г. Кренделин В.Б. Проблема повышения спектральной эффективности и емкости в перспективных системах связи 6G // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020 № 2. С. 25-31.
12. Attaran M. The impact of 5G on the evolution of intelligent automation and industry digitization // Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing, Feb. 2021, pp. 1-17.
13. Tiwari R., Sharma R., Dubey R. Microstrip patch antenna array design analysis for 5G communication applications // Smart Moves Journal Ijoscience, vol. 6, no. 5, pp. 1-5, 2020.
14. Кольцов Ю.В. Антенные решетки в эпоху 5G. Часть 2. Перспективные разработки // Антенны. 2022. № 6. С. 5-34.
15. Савочкин А.А., Нудьга А.А. Многодиапазонные антенны на основе фрактальных структур: М.: Вузовский учебник: ИНФРА-М, 2022. 125 с.

EVALUATION OF THE EFFECT OF THE SHAPE OF A SIMPLE MICROSTRIP RADIATOR ON ITS BROADBAND

Timur A. Gainutdinov, MTUCI, Moscow, Russia, tedia@mtuci.ru

Abstract

Microstrip antennas are one of the most common types of antennas for mobile objects. Compactness, lightness and conformity make their use convenient and in fact the only solution for the rapidly developing industry of wireless telecommunications. The key disadvantage of such antennas is their narrow bandwidth inherent in all resonator type antennas, microstrip antennas being a particular case. Basically, the narrowband nature of such antennas is due to a pronounced frequency dependence of the input impedance, as a result of which a satisfactory quality of natural matching can be achieved in a frequency band measured in units of percent. The paper considers microstrip radiators of simple geometry: rectangular, square, rhombic, triangular, round, elliptical, located on a substrate of fixed geometry with the same dielectric. For each shape of the strip geometry, numerical optimization of the strip dimensions and the position of the excitation point is performed in order to obtain the maximum bandwidth of natural matching in VSWR of no more than 2 when connected to a 50-ohm feeder. The frequency of 2 GHz was chosen as the central frequency in numerical studies. Calculations of the directional characteristics of the most successful variants of microstrip radiators within the matching band are given. It is shown that for a given geometry and parameters of filling the substrate, the most broadband is a microstrip elliptical radiator, the matching bandwidth of which is from 1900 to 2100 MHz, i.e. $\pm 5\%$ of the center frequency. The results obtained can be useful both in the design of microstrip antenna arrays and in the construction of microstrip multiband antennas, which is especially important for new generation mobile communication systems.

Keywords: shape of microstrip radiator, VSWR, matching band, excitation point, numerical optimization.

References

1. G.A. Erokhin, O.V. Chernyshev et al. Antenna Devices and Radio wave Propagation. Moscow: Hot Line Telecom, 2007. 491 p.
2. S.A. Baranov. SHF devices and antennas. Moscow: Hot Line Telecom, 2019. 343 p.
3. A.U. Vinogradov, R.V. Kabetov, A.M. Somov. SHF devices and small antennas. Moscow: Hot Line Telecom, 2016. 343 p.
4. V.V. Chebyshev. Microstrip antennas in multi-layer environments. Moscow: Radio engineering, 2007. 160 p.
5. R.D. Munson. Conformal microstrip antennas and microstrip phased arrays. *IEEE Trans.* 1974. Vol. AP-22, no. 1, pp. 74-78.
6. Modern Antenna Handbook. Edited by Constantine A. Balanis Wiley-Interscience 2008. 1704 p.
7. S.E. Bankov, A.A. Kurushin. Workshop on the design of microwave structures using FEKO. Moscow: CJSC "NPP" RODNIK", 2009. 200 p.
8. <https://www.orcada.ru/product/altair/altair-feko.html>
9. D.M. Sazonov. SHF devices and antennas. Moscow: The higher school, 1988. 432 p.
10. Weng Tong, Peiyung Zhu. 6G: The Next Horizon: From Connected People and Things to Connected Intelligence. Cambridge University Press, 2021. 490 p.
11. M.G. Bakulin, V.B. Kreyndelin. The problem of spectral efficiency and capacity increase in perspective 6G communication systems. *T-Comm*, 2020. No. 2, pp. 25-31.
12. M. Attaran. The impact of 5G on the evolution of intelligent automation and industry digitization. *Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing*, Feb. 2021, pp. 1-17.
13. R. Tiwari, R. Sharma, and R. Dubey. Microstrip patch antenna array design analysis for 5G communication applications. *Smart Moves Journal Ijoscience*, 2020, vol. 6, no. 5, pp. 1-5.
14. Yu.V. Koltsov. Antenna arrays in the 5G era. Part 2. Promising developments. *Antennas*, 2022. No. 6, pp. 5-34.
15. A.A. Savochkin, A.A. Nudga. Multiband antennas based on fractal structures: Moscow: INFRA-M, 2022. 125 p.

Information about author:

Timur A. Gainutdinov, Assistant professor, Cathedra of Technical Electrodynamics and Antennas, MTUCI, Moscow, Russia