

УДК 621.396.677.31

А.А. Савочкин, доцент, канд. техн. наук,**О.В. Попросименко***Севастопольский национальный технический университет**ул. Университетская 33, г. Севастополь, Украина, 99053**E-mail: savochkin_mail@mail.ru***АНТЕННА БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ НА ОСНОВЕ ПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ С ПЕРИОДИЧЕСКИМ ИЗМЕНЕНИЕМ ВОЛНОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ**

Представлены результаты разработки и исследования антенны бегущей волны на основе полосковой линии с периодическим изменением волнового сопротивления.

Определены достоинства антенны по сравнению с уже применяемыми панельными антеннами. Представлены результаты экспериментального исследования макетов антенн указанного типа. Выполнен анализ возможности применения антенны в телекоммуникационных сетях.

Ключевые слова: антенна, полосковая линия, модуляция волнового сопротивления, диаграмма направленности.

В последнее время принимает широкую популярность такой вид телекоммуникационных сетей, как беспроводные. Важнейшей составляющей любой беспроводной сети является антенна базовой станции. Особый интерес вызывают антенны с секторной формой ДН (в горизонтальной плоскости охват пространства 60, 90, 120 или 180°, в вертикальной — (5...15)°).

Украинские провайдеры и операторы связи на базовых пунктах обычно используют панельные антенны известных фирм-производителей. Такие антенны обеспечивают устойчивое высокое усиление в соответствующем секторе излучения (коэффициент усиления (КУ) до 18...19 дБ), необходимую ширину главного лепестка ДН, хорошее согласование (при КСВ менее 1,5...2). Некоторые модели антенн обеспечивают электрический наклон главного лепестка ДН. Но диапазон электрического отклонения луча обычно невелик (не более 10°), поэтому при необходимости приходится использовать наклонные механизмы, что приводит к дополнительным технико-экономическим затратам. Также необходимо отметить сложную конструкцию подобных антенн из-за использования совокупности вибраторов, расположенных над экраном и соединенных между собой с помощью системы миниатюрных коаксиальных кабелей по другую сторону экрана. Указанных недостатков можно избежать при использовании антенн с плоскими непрерывными замедляющими структурами.

Целью данной работы является исследование антенны бегущей волны на основе полосковой линии с периодическим изменением волнового сопротивления и анализ возможности ее применения в телекоммуникационных сетях.

В качестве замедляющей структуры в исследуемой антенне используется отрезок полосковой линии (рисунок 1). Излучение такой антенны обеспечивается модуляцией волнового сопротивления, осуществляемой периодическим изменением ширины полоска.

Полосковые антенны относят к классу антенн бегущих волн. В них токи, формирующие поле излучения, могут быть представлены одной или несколькими бегущими волнами, распространяющимися вдоль какой-либо замедляющей структуры. Подобные антенны обладают относительно простой конструкцией, формируют широкий класс ДН и обеспечивают возможность электрического отклонения главного лепестка ДН. Считается, что на основе полосковой линии с модулированным волновым сопротивлением могут быть построены антенны с шириной главного лепестка ДН (30...120)° в горизонтальной плоскости и (5...15)° в вертикальной. Коэффициент усиления таких антенн может достигать (13...15) дБ [1].

Применение в качестве замедляющей системы структуры с неоднородным распределением поверхностного импеданса позволяет увеличить направленность антенны, снизить уровень боковых лепестков ДН и уменьшить отражения от конца антенны. Наличие такого количества достоинств и преимуществ антенн этого класса побуждает к исследованию их направленных свойств, характеристик и оценке возможности применения антенны в области телекоммуникаций.

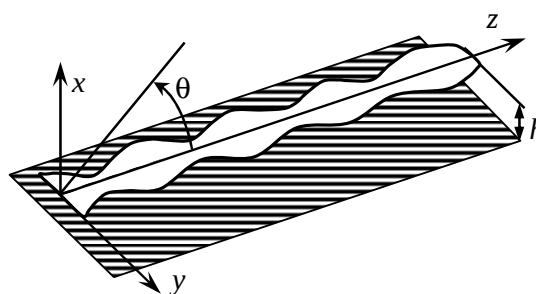


Рисунок 1 — Излучающая полосковая линия с модулированным волновым сопротивлением

В режиме замедленной фазовой скорости ток в полосковой линии с модуляцией волнового сопротивления можно представить суммой трех бегущих волн:

$$I(z) = I_0 e^{-j\alpha z} \left(e^{-jkz} + \frac{m+\Delta}{2} e^{-j(k-\beta)z} + \frac{m-\Delta}{2} e^{-j(k+\beta)z} \right),$$

где I_0 — амплитудный множитель; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ — волновое число; m — индекс амплитудной модуляции; Δ — индекс фазовой модуляции; β — модуляционное волновое число.

При выборе в соответствии с условием $\beta = k - k \cos \theta_0$ вторая гармоника будет излучающей, а первая и третья — питающими (где θ_0 — угловой параметр).

Волновое сопротивление антенны в этом случае изменяется по формуле [1]

$$W_L(z) = W_0 e^{\gamma \cos \beta z},$$

где $W_0 = W_m e^{\gamma}$ — амплитудный множитель; W_m — волновое сопротивление полосковой линии при минимальной ширине полоска b_m , определяемое следующим образом [2]:

$$W_m = \begin{cases} 60 \left(\ln \frac{8h}{b_m} + \frac{b_m^2}{32h^2} \right) & \text{при } \frac{b_m}{h} < 2; \\ 120\pi \left\{ \frac{b_m}{h} + \frac{2}{\pi} \ln \left[17,08 \left(\frac{b_m}{h} + 0,92 \right) \right] \right\}^{-1} & \text{при } \frac{b_m}{h} > 2. \end{cases}$$

где h — высота подвеса полоска над экранирующей поверхностью (см. рисунок 1).

С учетом [2] закон изменения ширины полоска приобретает вид

$$b(z) = \begin{cases} \frac{120\pi h}{W_L(z)} - 2 \frac{\ln \left(\frac{120\pi h}{W_L(z)} - 2 \ln 2 \right) + 1}{\pi} h & \text{при } W_L(z) < 132; \\ 8h e^{-\frac{W_L(z)}{60}} & \text{при } W_L(z) > 132. \end{cases}$$

С учетом вышеизложенного ДН антенны в плоскости XOZ описывается выражением

$$F(\theta) = I_0 \int_0^L e^{-j\alpha z} \left[e^{-jkz} + \frac{m+\Delta}{2} e^{-jkz \cos \theta_0} + \frac{m-\Delta}{2} e^{-j(2k-k \cos \theta_0)z} \right] e^{jkz \cos \theta} dz,$$

где θ — угол, отсчитываемый от оси антенны; α — коэффициент затухания; L — длина антенны.

При выборе рабочей длины волны учитывались частотные диапазоны действующих стандартов беспроводных сетей (Wi-Fi — рабочий диапазон (2,4...2,5) ГГц и WiMax — рабочие диапазоны (2,3...2,4) и (2,5...2,6) ГГц). Исходя из этого, основные исследования были проведены в диапазоне частот (2,3...2,6) ГГц при средней длине волны 122 мм (частота 2,46 ГГц).

Исходя из условия физической реализуемости антенны, зададим высоту подвеса полоска над экранирующей поверхностью $h = 14$ мм, и коэффициент затухания для тока вдоль структуры $\alpha = 0,18$.

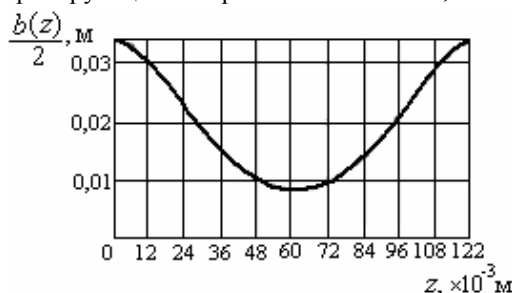


Рисунок 2 — Зависимость ширины полоска вдоль линии в пределах одного периода

Используя описанную выше методику, произведем расчет на стандартное входное сопротивление 50 Ом с определением закона изменения волнового сопротивления и геометрии антенны. Модуляционные параметры для этого случая равны: $m = 0,65$, $\Delta = 0,325$. Зависимость ширины полоска $b(z)$ вдоль линии в пределах одного периода структуры представлена на рисунке 2.

В ходе теоретического исследования были рассчитаны ДН антенны с длиной структуры $L = 5\lambda$ для трех частот: расчетной частоты 2,46 ГГц, и двух частот, охватываемых диапазонами стандарта WiMax — 2,35 ГГц и 2,55 ГГц (см. рисунок 3). Из рисунка 3 видно, что на частоте 2,46 ГГц ДН имеет более узкий главный лепесток (ширина по уровню половинной мощности $9,3^\circ$) и меньший уровень бокового излучения.

Питание антенны должно обеспечиваться с помощью коаксиального кабеля с волновым сопротивлением 50 Ом. Поэтому геометрия структуры была изменена таким образом, чтобы среднее сопротивление антенны составило примерно $W_2 = 50$ Ом (как показано на рисунке 4). При этом ширина структуры изменяется от 34,4 мм до 121,4 мм.

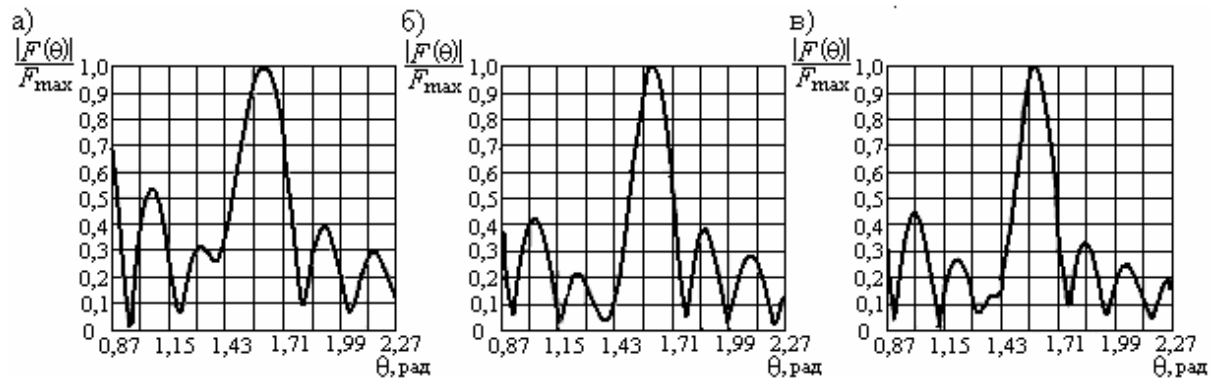


Рисунок 3 — Диаграммы направленности исследуемой антенны на частотах:
а) 2,35 ГГц; б) 2,46 ГГц; в) 2,55 ГГц

Однако если подключать центральную жилу коаксиального кабеля непосредственно к началу структуры, то резкий скачок в сечении линии может привести к дополнительному рассогласованию. Чтобы избежать значительных потерь на входе антенны, было решено перенести узел возбуждения на полдлины волны относительно начального положения. Таким образом, питание структуры осуществляется в минимуме ширины синусоидальной структуры. Поскольку волновое сопротивление в этой точке составляет $W_1 = 78,2$ Ом, то было решено применить плавный переход от узла возбуждения к началу излучающей структуры. Переход, длиной около λ , обеспечивает сужение полоска структуры с одновременным и пропорциональным уменьшением расстояния до экрана в 10 раз. Известно, что простейшим вариантом плавного перехода является экспоненциальный трансформатор. Сопротивление трансформатора изменяется вдоль продольной координаты z по экспоненциальному закону [3]:

$$W(z) = W_2 e^{\delta z},$$

где δ — коэффициент, рассчитываемый из граничных условий $\delta = \frac{1}{\lambda} \ln \frac{W_1}{W_2}$.

Если принять начало перехода за начало отсчета, то высота подвеса полоска будет изменяться по следующему закону

$$h(z) = \frac{z - \lambda}{\lambda} (h_1 - h_2) + h_1,$$

где h_1 — высота подвеса полоска в области подключения излучающей линии; h_2 — высота подвеса полоска в области входа антенны.

На рисунке 5 представлен график изменения ширины перехода вдоль координаты z .

С целью упрощения конструкции и производства можно сделать переход с линейным изменением ширины. Но такое изменение ширины перехода с одновременным линейным изменением высоты подвеса корректно в случае равенства граничных сопротивлений. Из графика, изображенного на рисунке 4 видно, что сопротивление полоска достигает 50 Ом на расстоянии четверть длины волны от начала излучающей структуры либо на расстоянии три четверти длины волны. Существует отличие между переносом узла возбуждения на три четверти длины волны и на четверть, схематическое изображение обеих схем питания показано на рисунке 6.

С целью проведения более детального и наглядного анализа полосковой антенны с $L = 5\lambda$ была

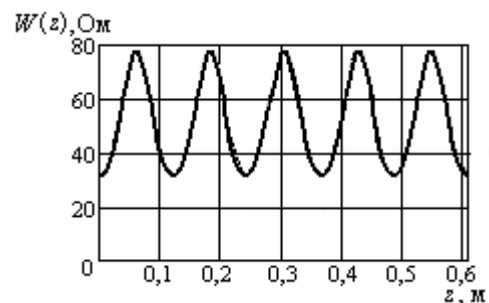


Рисунок 4 — График изменения волнового сопротивления антенны вдоль линии

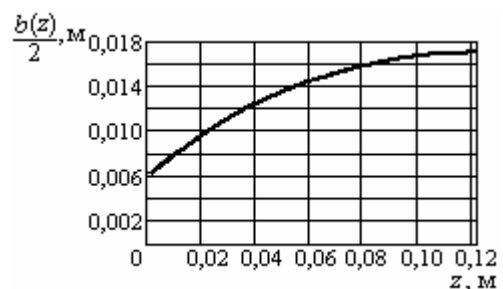


Рисунок 5 — Зависимость ширины трансформирующего перехода

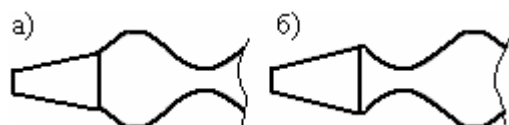


Рисунок 6 — Схематическое изображение системы питания при смещении узла возбуждения: а) на четверть длины волны; б) на три четверти длины волны

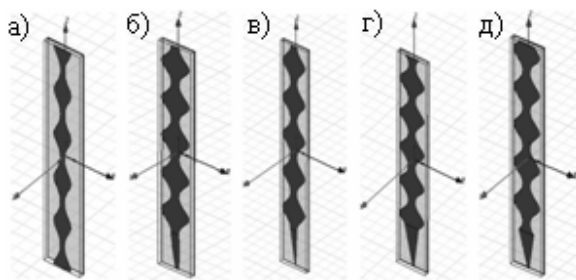


Рисунок 7 — Модели исследуемой антенны без системы питания (а) и со смещением узла питания:

- б) на полдлины волны и экспоненциальным переходом;
в) на полдлины волны и прямолинейным переходом;
г) на три четверти длины волны; д) на четверть длины волны

рассчитана ее модель в системах электродинамического моделирования *HFSS* и *FEKO*. На рисунке 7 представлены модели антенн с различными модификациями системы питания.

На рисунке 8 представлены частотные зависимости КСВ, полученные в системе *HFSS*, для всех пяти моделей. Применение согласующей системы питания уменьшает уровень КСВ. Из четырех модификаций систем питания, наилучший результат получен для макета со смещением на четверть длины волны.

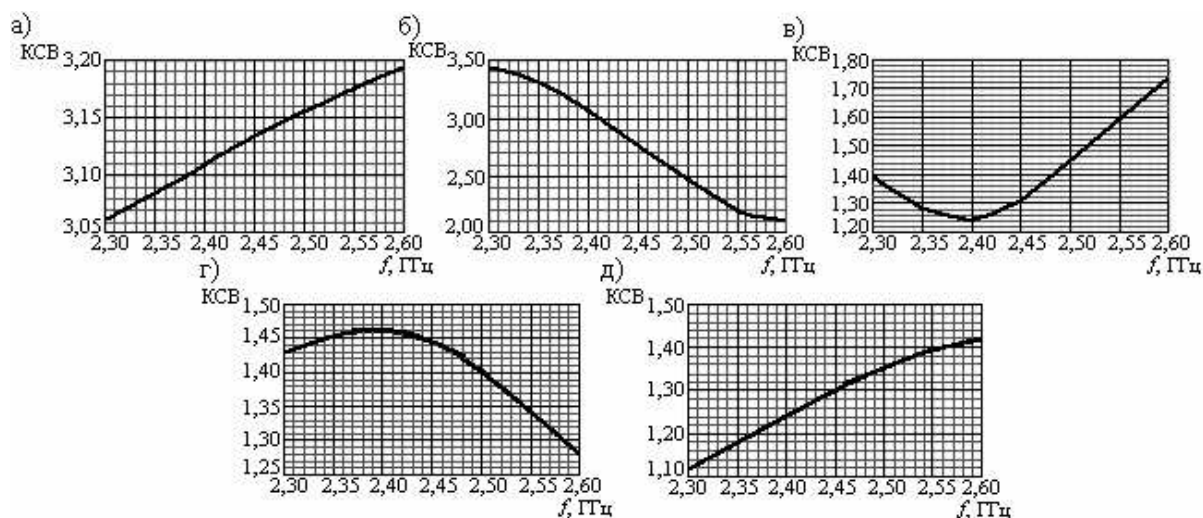


Рисунок 8 — Частотные зависимости КСВ для модели без системы питания (а) и со смещением узла питания: б) на полдлины волны и экспоненциальным переходом; в) на полдлины волны и прямолинейным переходом; г) на три четверти длины волны; д) на четверть длины волны

Анализ общей картины направленности по частотным свойствам, полученной в системах электродинамического моделирования, показал, что наилучшими направленными свойствами антенна обладает на расчетной частоте 2,46 ГГц. Потому как на частоте 2,55 ГГц уровень бокового излучения значительно выше, что наблюдается у всех модификаций антенны; на частоте 2,35 ГГц у некоторых модификаций наблюдается более выраженный главный лепесток, но уровень усиления ниже, чем у тех же модификаций антенны на частоте 2,46 ГГц. Наибольший КУ при моделировании получен для модели со смещением узла питания на три четверти длины волны.

На рисунке 9 изображены ДН для этого варианта антенны, полученные в системе *FEKO*. Необходимо отметить, что ДН у исследуемой антенны имеет секторную форму, что удовлетворяет требованиям к антенным устройствам телекоммуникационных сетей.

По расчетным данным был изготовлен макет антенны на основе излучающей структуры с модуляцией волнового сопротивления изменением ее ширины. Макет выполнен в виде излучающей структуры, закрепленной над экраном с помощью диэлектрических элементов. Вид антенны показан на рисунке 10.

При исследовании согласования антенны была получена частотная зависимость КСВ. На рисунке 11 изображена частотная зависимость КСВ для макета со смещением на три четверти длины волны. В исследуемом диапазоне экспериментальные данные подтверждают результаты электродинамического анализа. На расчетной частоте значение КСВ = 1,8.

Измерение ДН антенны для *E*- и *H*-плоскостей ДН проводилось при различных частотах излучения. Результаты показаны на рисунке 12. Видно, что в *E*-плоскости ширина главного лепестка значительно уже, чем в *H*-плоскости, т.е. антенна формирует ДН секторной формы.

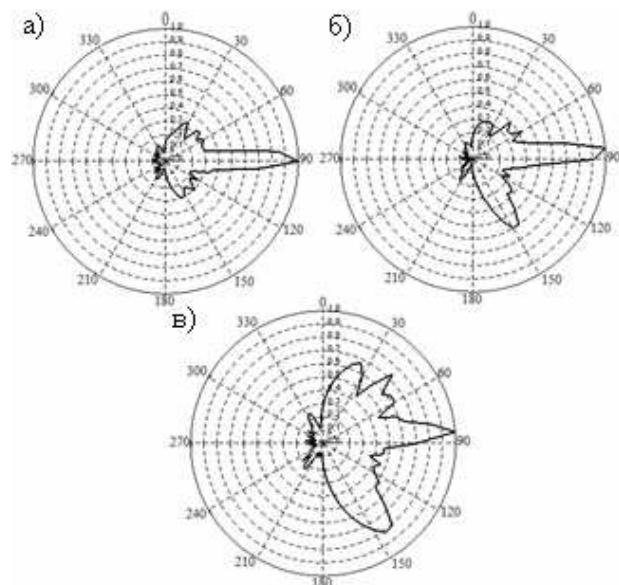


Рисунок 9 — ДН модели со смещением на три четверти длины волны для основной составляющей поля:
а) на частоте 2,35 ГГц; б) на частоте 2,46 ГГц;
в) на частоте 2,55 ГГц

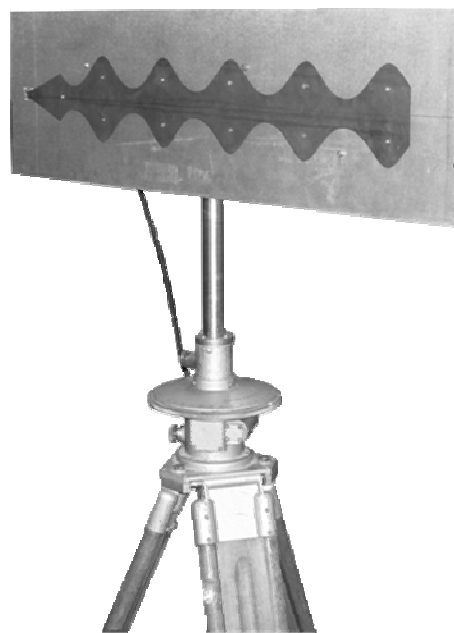


Рисунок 10 — Макет полосковой антенны

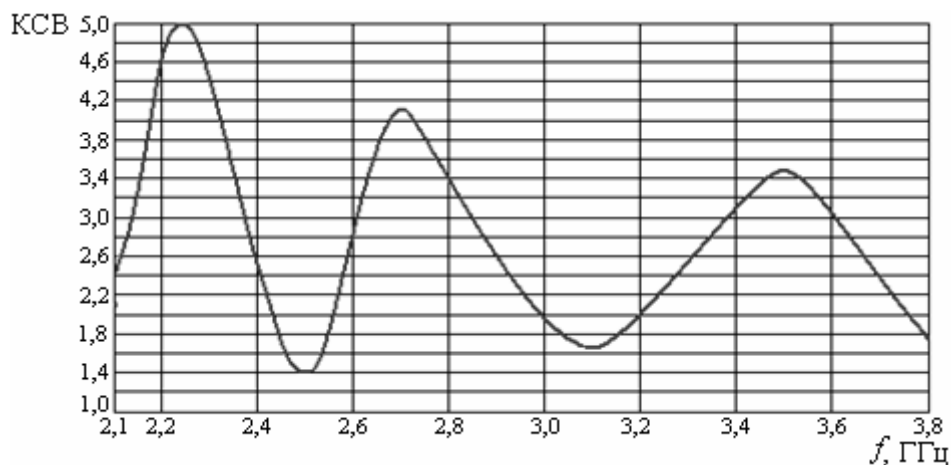


Рисунок 11 — Частотная зависимость КСВ макета со смещением узла питания на три четверти длины волны, полученная экспериментально

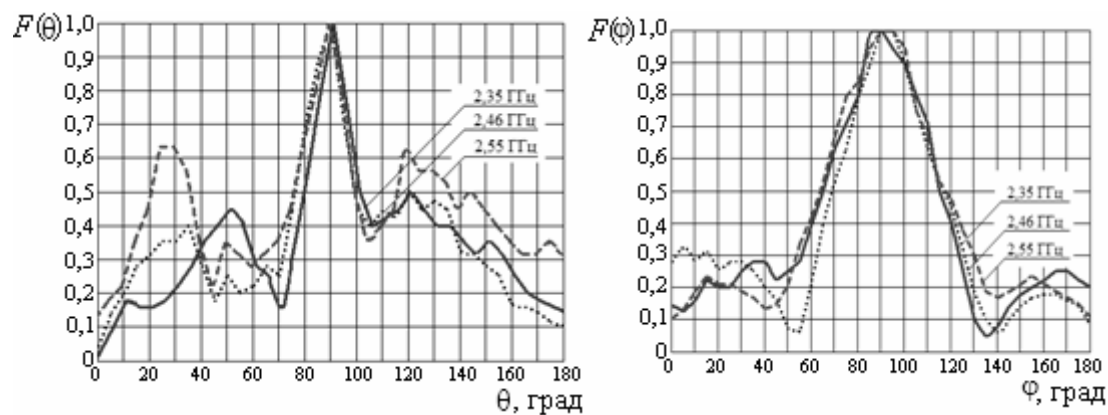


Рисунок 12 — ДН на различных частотах для макета антенны со смещением узла питания на три четверти длины волны, в E -плоскости (а) и H -плоскости (б)

Были выполнено дополнительное измерение ширины главного лепестка ДН по уровню половинной мощности в зависимости от изменения частоты для E -плоскости и H -плоскости (см. рисунок 13). В горизонтальной плоскости ширина главного лепестка по уровню половинной мощности составила около 35° , в вертикальной — $(10...15)^\circ$.

В ходе экспериментальных исследований был определен КУ макета разработанной антенны, и построена зависимость изменения КУ антенны от частоты. Измерения выполнялись относительным методом с использованием эталонной рупорной антенны. Результаты представлены на рисунке 14. При всех модификациях системы питания, антенна обеспечивает КУ порядка $(9...14)$ дБ.

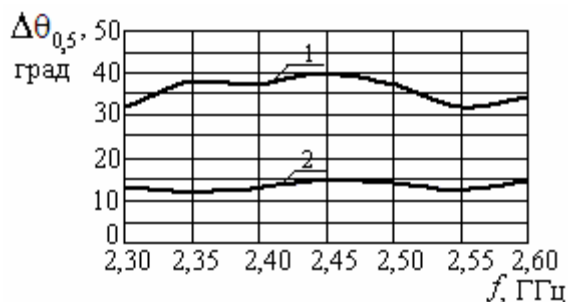


Рисунок 13 — Зависимость ширины главного лепестка ДН от частоты в H -плоскости (1) и E -плоскости (2)

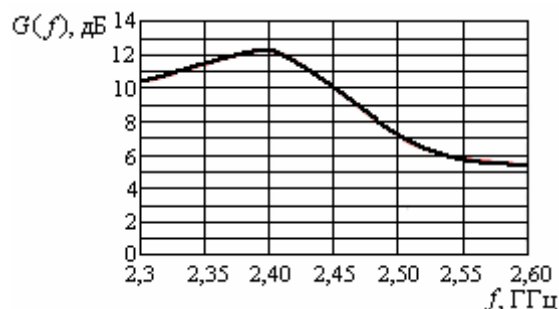


Рисунок 14 — Частотная зависимость КУ антенны со смещением узла питания на три четверти длины волны

В ходе исследования была установлена возможность использования в телекоммуникационных сетях с радиодоступом антенны бегущей волны на основе полосковой структуры с модулированным волновым сопротивлением, поскольку она обладает необходимыми для беспроводных сетей направленными свойствами. Улучшено согласование полосковой антенны. Предложена оригинальная система питания на основе изменения геометрии полосковой структуры путем смещения узла возбуждения на четверть длины волны, и на основе использования дополнительного плавного перехода. Экспериментальные исследования ДН макета полосковой антенны подтверждают результаты расчетов.

В ходе дальнейших исследований планируется определить пути создания антенны бегущей волны на основе полосковой линии с периодическим изменением волнового сопротивления с большим КУ для работы в диапазоне частот.

Бібліографічний список

1. Федотов А.Ю. Исследование и разработка антенн с линиями лестничного типа / А.Ю. Федотов. — М.: ОАО «ЦКБ-СВЯЗЬ», 2006. — 280 с.
2. Справочник по расчету и конструированию СВЧ-полосковых устройств / С.И. Бахарев [и др.]: под ред. В.И. Вольмана. — М.: Радио и связь, 1982. — 328 с.
3. Бова Н.Т. Антенны и устройства СВЧ / Н.Т. Бова, Г.Б. Резников. — К.: Высш. шк., 1977. — 258 с.

Поступила в редакцию 09.10.2009 г.