<https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-31-39>

УДК 621.396.677

Электродинамика проводных двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения

С. А. Алексейцев^{1,2}, Ю. Н. Паршин^{1,2}

¹ Акционерное общество НПО «НИИИП-НЗиК», Новосибирск, Российская Федерация

² Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Новосибирский государственный технический университет», Новосибирск, Российская Федерация

В работе в достаточно краткой форме приводится анализ основных электродинамических характеристик, необходимых при проектировании возбуждателей двухдиапазонных директорных антенн (ДДА) дипольного вида, состоящих из двух электрически тонких проводников. Исследование концевого типа возбуждения упомянутой системы проводников позволяет создать предпосылки к проектированию принципиально новых схем классических дипольных излучателей, когда исключается необходимость располагать питающие полосы, возбуждающие непосредственно плечи диполя, в непосредственной близости, и тем самым ослабляется их электромагнитная паразитная связь. Последнее препятствует возникновению асимметрии в распределении амплитуды поверхностных токов на плечах диполя, позволяя увеличить его направленность и согласование с питающим фидером.

Ключевые слова: излучатель дипольного вида, направленность, согласование, двухдиапазонные антенны.

Для цитирования: Алексейцев С. А., Паршин Ю. Н. Электродинамика проводных двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 3. С. 31–39. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-31-39>

For citation: Alekseytsev S. A., Parshin Yu. N. Electrodynamics of dual-band end-fed wire dipole radiators // Vestnik Koncerna VKO "Almaz – Antey". 2021. No. 3. P. 31–39. <https://doi.org/10.38013/2542-0542-2021-3-31-39>

Поступила 20.06.2021 Отрецензирована 15.07.2021 Одобрена 28.07.2021 Опубликована 20.10.2021

Введение

Печатные излучатели дипольного вида и более сложные приемо-передающие устройства на их основе представляют собой класс устройств, широко востребованных в настоящее время. Потенциальное использование таких антенн в двух/многодиапазонных радиолокационных станциях (РЛС) кругового и секторного обзоров позволят комплексно решать задачу параллакса за счет совмещения фазовых центров разнодиапазонных частотных каналов. Такие излучатели обладают близкой к линейной поляризацией, ярко выраженными направленными свойствами,

относительной простотой конструкции (пара плеч излучателей дипольного вида), потенциальной пригодностью к интегрально-групповой компоновке. Явный недостаток таких излучателей заключается в относительно узкой полосе частот, в пределах которой достигается согласование с питающим фидером и приемлемые диаграммы направленности (ДН). Данный недостаток присущ практически всем резонансным антеннам. В ряде практических задач для расширения полосы рабочих частот используют паразитные элементы или резистивные покрытия [1–4]. Например, в [3, 4] плечи диполя выполняются из резистивного материала с малой проводимостью. Это существенно увеличивает коэффициент затухания волны, и поэтому в плече не формируется

стоячая волна. Однако использование резистивного материала увеличивает омические потери в плечах излучателя. Также внимания заслуживает метод использования рамки с корректирующей емкостью [2], позволяющий существенно уменьшить искажения принятого широкополосного сигнала. Эти методы достаточно хорошо себя зарекомендовали в задачах, когда требуется принять или излучить сверхширокополосный импульс.

Отдельной научно-технической задачей является проектирование двух/многодиапазонных директорных антенн с интегрированным печатным согласующе-симметрирующим устройством. Это позволит добиться снижения массогабаритных показателей и будет способствовать интегрально-групповой компоновке таких антенн в более сложных модулях. При этом такие излучатели актуальны и в промышленном сегменте, поскольку увеличение информационного трафика требует разработки соответствующей элементной базы, способной работать либо в широкой полосе частот, либо в нескольких непересекающихся частотных диапазонах.

Цель работы – выявить основные параметры и ключевые характеристики при реализации двухдиапазонных антенн дипольного вида при концевом типе возбуждения, обосновать с позиции алгоритмического подхода к проектированию таких излучателей эскизную модель проектирования их стартового облика. В частности, получить выражение в замкнутой форме для расчета целевой функции

направленности возбудителя ДДА, связать параметры этой функции с характеристиками входного импеданса возбудителя, что позволит оценить аналитически поведение глобального минимума целевой функции проводной модели данного возбудителя и затем сформировать последовательность шагов алгоритма синтеза двухдиапазонных излучателей дипольного вида с концевым типом возбуждения. Такая последовательность, далее формализованная с помощью известных математических положений, позволит сформировать конечный, отточенный алгоритм синтеза двухдиапазонных антенн с концевым типом возбуждения.

Проводная модель излучателя

В основе проектирования печатных двухдиапазонных антенн типа [5, 6] лежит эскизная модель возбудителя, показанная на рисунке 1. С этой точки зрения для всех их последующих модификаций она в равной степени пригодна и адекватна.

Угол θ отсчитывается от полуоси $+z$, φ – от полуоси $+x$. Считая, что токи проводимости на обоих диполях l_1 и l_2 возбуждаются одним источником сигнала, обладающим неизменной амплитудой в широкой полосе частот, перекрывающей оба первых резонансных участка обоих диполей, условимся, что при возбуждении того или иного диполя токи проводимости на другом могут возникнуть только посредством наведенного поля (индуктивный ток) возбуждаемого диполя. При этом для решения внутренней задачи, согласно рекомендациям

Рис. 1. Проводная модель возбудителя двухдиапазонной антенны

[1], целесообразно устремить радиус плеч диполя r к нулю. Входной импеданс пары излучателей дипольного вида с концевым питанием (ИДВКП), возбуждаемых одновременно, определим с помощью метода наведенных электродвижущих сил в теории проволочных антенн [1]:

$$Z_{in} = \frac{1}{\sum_{i=1}^N I_i} = \frac{\det \begin{pmatrix} z_{11} & \cdots & z_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N1} & \cdots & z_{NN} \end{pmatrix}}{\sum_{i=1}^N \det(ZU_i)}, \quad (1 \leq k \leq N), \quad (1)$$

где ZU_i – матрица с i -м столбцом в виде столбца свободных членов. Здесь Z_{ij} в операторе взятия детерминанта матрицы обозначает элемент матрицы импедансов эквивалентного многополюсника, N – число ИДВКП. Выделив из (1) реальную и мнимую составляющие для $N = 2$, получим:

$$\operatorname{Re}(Z_{in}) = \frac{1}{B} \left[ab^2 + a^2b + ab_1^2 + a_1^2b - ac^2 + ac_1^2 - bc^2 + bc_1^2 + 4c^2c_1 - 2ab_1c + 2a_1b_1c - 2a_1cc_1 - 2b_1cc_1 - 2cc_1^2 - 2a_1bc - 2bcc_1 - 2abc + 2c^3 \right], \quad (2)$$

$$\operatorname{Im}(Z_{in}) = \frac{1}{B} \left[a^2b_1 + a_1^2b_1 - a_1c_1^2 - b_1c_1^2 + 4cc_1^2 - 2ab_1c - 2a_1b_1c + a_1b^2 + a_1c^2 + 2cc_1^2 - 2a_1bc - 2bcc_1 + a_1b_1^2 + 2abc - 2acc_1 + b_1c^2 - 2c^3 \right], \quad (3)$$

где $B = (a - 2c + b)^2 + (a_1 - 2c_1 + b_1)^2$, $a = \operatorname{Re}(Z_{11})$, $a_1 = \operatorname{Im}(Z_{11})$, $b = \operatorname{Re}(Z_{22})$, $b_1 = \operatorname{Im}(Z_{22})$, $c = \operatorname{Re}(Z_{21})$, $c_1 = \operatorname{Im}(Z_{21})$.

Из данных выражений следует, что реактивная и активная составляющие входного импеданса ИДВКП существенно зависят от реактивных и активных составляющих собственных и взаимного импедансов излучателей, входящих в систему, что частично исследовано в [7]. Для полного описания такого излучателя в терминах накладываемых на него ограничений необходимо определить его характеристики направленности и увязать их с режимом работы по согласованию. Для этого найдем суперпозицию полей обоих линейных проводников системы на рисунке 1 в направлении оси y . Она может быть выражена аддитивной функцией:

$$F_E = (d, \theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = \frac{\pi}{2}) = \left[\frac{1 - \cos(kl_1)}{k \sin(kl_1)} + m \frac{1 - \cos(kl_2)}{k \sin(kl_2)} \cos(kd) \right]^2 + \left[m \frac{1 - \cos(kl_2)}{k \sin(kl_2)} \cos(kd) \right]^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (4)$$

Данная функция получена в замкнутой форме на основе принципа суперпозиции векторного потенциала A для его z -компоненты в произвольной точке пространства дальней зоны и представляет собой зависимость модуля вектора E суммарного поля ($\vec{E} = E_x \vec{x} + E_y \vec{y} + E_z \vec{z}$). Важно отметить, что в параметры данной целевой функции входят все геометрические размеры системы излучателей, что позволяет рассматривать ее как исчерпывающую характеристику направленности при решении задачи оптимизации модели возбудителя. Варьируя параметр m , можно изменять амплитуду индуцированного тока на поверхности излучателей. При $m = 0$ формула для итогового поля вырождается в формулу поля уединенного ИДВКП.

При формировании стратегии синтеза ДДА необходимо включить функцию (4) как аддитивную составляющую в глобальную целевую функцию возбудителя, где вторым компонентом выступит целевая функция согласования системы с фидерной линией заданного номинала волнового сопротивления. Для этого далее конкретизируем (4) для работы в условиях резонанса.

Введем коэффициент отношения длин $k_f = f_{p1}/f_{p2} = l_2/l_1$. Для $k_f = 4/3$, например, относительное значение разности рабочих диапазонов будет равно $(f_{p1} - f_{p2})/f_u = \sqrt{3}/6 \approx 28,87\%$, где $f_u = \sqrt{f_{p1}f_{p2}}$. С учетом этого выражение (4) запишется как:

$$F_E = (k_f, d, \theta = \frac{\pi}{2}, \varphi = \frac{\pi}{2}) = \left[\frac{1 - \cos(0,45\pi)}{0,45\pi \sin(0,45\pi)} l_1 + m \frac{1 - \cos(0,45\pi k_f)}{0,45\pi \sin(0,45\pi k_f)} l_1 \cos(kd) \right]^2 + \left[m \frac{1 - \cos(0,45\pi)}{0,45\pi \sin(0,45\pi k_f)} l_1 \cos(kd) \right]^2 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (5)$$

Таким образом, функция F_E является не чем иным, как обобщенной целевой функцией направленности системы из двух ИДВКП. Ее нормированное значение для разных амплитуд наводимых токов при вариации межэлементного расстояния d и $k_f = 1$ показано на рисунке 2а. На рисунке 2б приведена та же функция для $k_f = 4/3$.

На рисунке 2б параметр d изменяется от нуля до $\lambda/2$, так как радиус плеч r в математической модели устремлен к нулю. С точки зрения двухдиапазонной работы важно оценить взаимное выполнение критериев согласования и направленности системы. Их можно оценить, сопоставив коэффициент k_f на графиках КНД и комплексного импеданса как функций этого коэффициента. Это дает

понимание, как данные характеристики конкурируют при изменении геометрии системы.

Соотношения между направленностью и согласованием двухдиапазонного возбудителя и k_f поясняются рисунками 3, 4, на которых также учитывается значение межэлементного расстояния d .

Как видно из графиков, имеет место существование оптимума по k_f в зависимости от требований (либо направленность, либо согласование), о чем свидетельствуют графики о предельно достижимых соотношениях между направленностью, согласованием и частотным разнесом.

Для сопоставления полученных теоретических предпосылок с моделированием электродинамических характеристик моделей ДДА

Рис. 2. Семейство нормированных зависимостей значений F_E от параметра d при вариации m и $k_f = 1$ (а) и зависимость нормированного значения F_E от параметра межэлементного расстояния d при $m = 1$ и $k_f = 4/3$ (б)

— $m = 1$, — $m = 0,75$, — $m = 0,5$, — $m = 0,25$, — $m = 0$

Рис. 3. КНД (безразм. ед.) в зависимости от k_f при $m = 1$ (а) и $m = 0,1$ (б)

— $d = \lambda_0/20$, — $d = \lambda_0/15$, — $d = \lambda_0/10$, — $d = \lambda_0/5$, — $d = \lambda_0/4$

Рис. 4. Активная (а) и реактивная (б) составляющие взаимного импеданса как функции k_f
 — $d = \lambda_0/20$, — $d = \lambda_0/15$, — $d = \lambda_0/10$, — $d = \lambda_0/5$, — $d = \lambda_0/4$

была использована запатентованная [8] и ранее опубликованная в [5] двухдиапазонная антенна с микрополосково-щелевым симметрирующим устройством. Результаты моделирования ДН показаны на рисунках 5, 6.

Здесь теоретические ДН посчитаны для проводного возбуждателя (рис. 1). Как можно видеть, результаты моделирования достаточно хорошо согласуются с теоретическими кривыми по основной поляризации в нижних поддиапазонах. При переходе в верхний поддиапазон начинают сказываться паразитные эффекты печатного симметрирующего устройства, которое в идеальном случае не должно излучать электромагнитные волны, однако этого добиться весьма проблематично. На рисунке 7 показаны результаты измерений диаграмм направленности (дБ) в безэховой камере по основной и кросс-поляризации, которые сравнены с результатом моделирования.

Как можно видеть, имеет место достаточно высокая степень совпадения характеристики моделирования и эксперимента.

На рисунке 8 показаны номограммы КНД разных диапазонов при вариации длин низкочастотного и высокочастотного директоров ДДА.

Ортогональные между собой градиентные поверхности уровней говорят о возможности раздельной настройки резонансных частот поддиапазонов, что возможно при малых амплитудах наводимых токов на излучатели.

При учете конечной толщины проводной модели излучателей изменится выражение для входного импеданса системы, однако данное изменение носит непринципиальный характер, так как определяется именно эскизный облик возбуждателя, размеры которого уточняются при проведении процедуры финальной оптимизации печатной модели в специализированном пакете электродинамического моделирования методом конечных элементов или доверительных областей.

Стратегия синтеза двухдиапазонных директорных антенн с концевым питанием возбуждателя

Системное построение стратегии синтеза заявленных антенн, если брать во внимание теоретические предпосылки, основанные на электродинамических характеристиках излучателей с нестандартным типом возбуждения, должно быть основано на последовательном усложнении рассматриваемых параметризованных моделей, операции с которыми направлены на поиск глобального решения в пространстве геометрических размеров предлагаемых структур. При этом ключевым требованием является учет специфики электродинамического режима работы излучателя при концевом типе возбуждения, поскольку решения внутренней и внешней задач электродинамики последнего не совпадают с таковыми для классического центрально-питаемого

Рис. 5. Сравнение теоретической и полученной при моделировании ДН (КНД) антенны с концевым типом возбуждения плоскости вектора напряженности электрического поля для нижнего (а) и верхнего (б) поддиапазонов
— теория, — модель

Рис. 6. Сравнение теоретической и полученной при моделировании ДН (КНД) антенны с концевым типом возбуждения плоскости вектора напряженности магнитного поля для нижнего (а) и верхнего (б) поддиапазонов
— теория, — модель

диполя. А это означает, что для построения алгоритмических процедур формирования топологий антенн с таким возбуждением нельзя просто «скопировать» описанные процедуры для центрально питаемого аналога.

Первый этап включает в себя процедуру расчета основных электродинамических характеристик двухдиапазонного возбуждателя и отдельную нелинейную оптимизацию длин и межэлементных расстояний в неспециализированном математическом пакете.

На втором этапе рассматривается математическая модель, конкретизирующая конкурирующую природу характеристик согласования и направленности, в которой определяется подпространство размеров системы, в котором аддитивная функция направленности имеет свой минимум.

Это позволяет перейти к третьему этапу, где осуществляется пересчет цилиндрической геометрии проводной модели в печатный эквивалент, где заложены условия

Рис. 7. Измеренные ДН (дБ) основной и кросс-поляризации на нижней частоте (1,953 ГГц) (а, б) и верхней (3,3 ГГц) (в, г)

— осн. модель, — осн. измер., — кросс. модель, — кросс. измер.

Рис. 8. Номограммы КНД антенны на нижней частоте (а) и верхней (б) при вариации длины l_{DL} низкочастотного и l_{Dh} – высокочастотного директоров

конструкторско-технологических требований отечественной радиопромышленности.

По завершении третьего этапа осуществляется финишная верификация размеров топологии ДДА в специализированном пакете электродинамического моделирования, позволяющая с высокой точностью учесть особенности топологии СУ (скачки ширины ПЛ, изгибы, повороты, микрополосково-щелевые переходы), одной из задач которой является достижение режима, когда цепи питания практически не излучают, т.е. вся энергия «перекачивается» в ИДВКП – тогда не происходит деградации характеристик.

Заключение

Полученные результаты, с одной стороны, свидетельствуют об адекватности математической модели возбудителя двухдиапазонной антенны с концевым типом возбуждения, использующей классический подход решения внутренней и внешней задач электродинамики тонкого электрического вибратора, а с другой, подтверждают адекватность системно-конструкторского подхода к проектированию антенн с нестандартным типом возбуждения. Такие антенны, являясь линейно поляризованными, могут найти применение в двух/многодиапазонных РЛС. Кроме того, полученные характеристики предельно достижимых показателей ДДА проводного типа позволят на системном уровне анализировать предельно достижимые показатели излучающего модуля и его режимы работы с целью повышения потенциала РЛС.

Исследование выполнено при финансовой поддержке в рамках реализации программы развития новосибирского государственного

технического университета, научный проект №С21-16.

Список литературы

1. Устройства СВЧ и антенны. Проектирование фазированных антенных решеток. Под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радиотехника, 2012, 744 с.: ил.
2. Беличенко В. П., Буянов Ю. И., Кошелев В. И. Сверхширокополосные импульсные радиосистемы. Под общ. ред. В. И. Кошелева. Новосибирск: Наука, 2015. 483 с.
3. Wu T. T., King R. W. P. The cylindrical antenna with nonreflecting resistive loading // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1965. Vol. 13, No. 5. P. 369–373.
4. Esselle K. P., Stuchly S. S. Pulse-receiving characteristics of resistively loaded dipole antennas // *IEEE Trans. Antennas Propagat.* 1998. Vol. 38, No. 10. P. 1677–1683.
5. Alekseytsev S. A., Gorbachev A. P. The novel printed dual-band quasi-Yagi antenna with end-fed dipole-like driver // *IEEE Trans. on Antennas and Propagation.* 2020. Vol. 68, no. 5. P. 4088–4090.
6. Алексейцев С. А., Горбачев А. П. Двухдиапазонный излучатель дипольного вида с концевым питанием // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. 2019. № 1 (42). С. 18–30.
7. Алексейцев С. А., Горбачев А. П. Анализ согласования двухдиапазонного излучателя дипольного вида с концевым питанием и коаксиального кабеля // Вопросы радиоэлектроники. 2020. № 4. С. 27–31.
8. Патент RU № 2712798 С1. Алексейцев Сергей Александрович (RU), Горбачев Анатолий Петрович (RU). Двухдиапазонная антенна. Дата публикации 31.01.2020. Бюл. № 4.

Об авторах

Алексейцев Сергей Александрович – инженер 2-й категории акционерного общества «НПО НИИИП-НЗиК»; аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств факультета радиотехники и электроники федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Новосибирский государственный технический университет», Новосибирск, Российская Федерация. Область научных интересов: антенны, СВЧ-устройства, фазированные антенные решетки.

Паршин Юрий Николаевич – инженер 2-й категории акционерного общества «НПО НИИИП-НЗиК», Новосибирск Российская Федерация; аспирант кафедры радиоприемных и радиопередающих устройств факультета

радиотехники и электроники федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Новосибирский государственный технический университет», Новосибирск, Российская Федерация. Область научных интересов: антенны, СВЧ-устройства, фазированные антенные решетки.

Electrodynamics of dual-band end-fed wire dipole radiators

Alekseytsev S. A.^{1,2}, Parshin Yu. N.^{1,2}

¹ *Institute of Measuring Instruments – Comintern Novosibirsk Plant, Joint Stock Company; Postgraduate, Novosibirsk, Russian Federation*

² *Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation*

This paper briefly describes an analysis of main electrodynamic characteristics required in design of dual-band Yagi antenna exciters consisting of two electrically thick conductors. The study of end-fed excitation of the said system of conductors allows to predetermine the design of conceptually new circuits of classic dipole radiators, avoiding closely-spaced arrangement of feeding strips that ensure direct excitation of dipole arms and, therefore, reducing their electromagnetic spurious coupling. The latter prevents asymmetry in surface current amplitude distribution on dipole arms and allows to improve its directivity and matching with a power feeder.

Keywords: dipole radiator, directivity, matching, dual-band antennas

Information about the authors

Alekseytsev Sergey Aleksandrovich – Second category Design Engineer, Research Institute of Measuring Instruments – Comintern Novosibirsk Plant, Joint Stock Company; Postgraduate, Department of Radio Receivers and Radio Transmitters, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

Science research interests: radar, antennas, microwave devices, phased array antennas.

Parshin Yuriy Nikolaevich – Second category Design Engineer, Research Institute of Measuring Instruments – Comintern Novosibirsk Plant, Joint Stock Company; Postgraduate, Department of Radio Receivers and Radio Transmitters, Novosibirsk State Technical University, Novosibirsk, Russian Federation

Science research interests: radar, antennas, microwave devices, phased array antennas.