

2EH-антенна.

Аннотация.

Малый размер излучателя позволяет использовать идею EH-антенны для наиболее полного нуля-векторного наложения противофазных поперечных ЭМВ, вследствие чего образуется общая продольно-скалярная ЭМВ. С этой целью предлагается двухцилиндровую EH-антенну с однонаправленными токами смещения в кольцевой щели преобразовать в трёхцилиндровую 2EH-антенну с двумя противоположно направленными токами. Дается наглядная трактовка компонент продольно-скалярной ЭМВ.

Использование в вооружениях комбинированных ЭМВ с активно перестраиваемой векторной диаграммой способно оказать влияние на радиоэлектронную борьбу и другие отношения с участием ЭМВ.

Среди российских радиолюбителей есть сторонники и противники EH-антенн. География распространения и активность в обсуждении теоретического и практического аспектов EH-антенн свидетельствуют о том, что они заняли своё место в истории радиолюбительского антенностроения.

По мнению автора статьи EH-антенну среди электродиполей выделяет следующая характерная особенность. В пространстве около протяжённого излучателя ближнее электромагнитное поле рассредоточено вдоль его длины. Поле EH-антенны локализовано в малом пространственном объёме. Это обстоятельство позволяет сопоставить её короткий излучатель не только с классическим диполем,

$$P_{и} = 790 i^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2, \quad (1)$$

но, в равной мере, и с щелевым излучателем (Рис. 1).

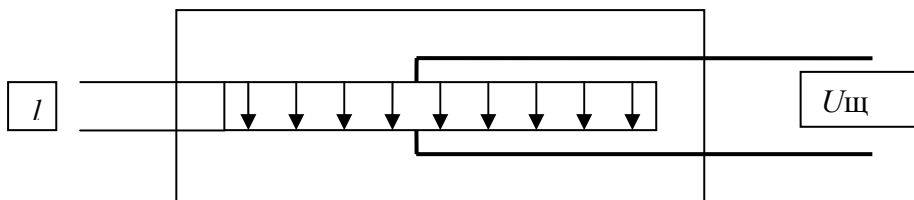


Рис.1

При сворачивании плоского прямоугольника в цилиндр получается средняя часть EH-антенны с кольцевой щелью. Мощность её излучения определяется из известной [1] формулы

$$P_{и} = 0,011 U_{щ}^2 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2. \quad (2)$$

Объединение идеализаций диполя (1) и щели (2) даёт возможность сопоставить между собой излучаемую и реактивную мощности

$$P_{и} = N_p 3 \left(\frac{l}{\lambda}\right)^2. \quad (3)$$

в традиционных длинных вибраторах и коротких EH-антеннах. Уменьшение длины излучателя последних компенсируется наращиванием мощности электромагнитного маятника (N_p), энергия которого пульсирует между источником и ближним полем. Геометрическая миниатюризация достигается за счёт электродинамического гигантизма.

В [2], [3] дается логическое обоснование изменению поляризационного и структурного свойств общего электромагнитного поля, образуемого противофазным наложением в заданном пространстве полей двух одинаковых поперечных ЭМВ. Неизбежность образования других полевых свойств обусловлена истинным положением безвихревой электродинамики -- в меру нуля-векторности фундаментальный принцип суперпозиции запрещает полю общей ЭМВ обладать исходными свойствами накладываемых полей. Ноль-векторы описывают их

взаимную компенсацию. Не самих материальных полей, (что было бы противоестественно), а лишь их свойств.

Заинтересованный читатель может предложить свой вариант последствий такой взаимной компенсации. Заинтересованный радиолюбитель может практически исследовать результат нуль-векторного наложения.

Техническим средством достижения нуль-векторной ситуации в заданном удалённом пространстве может стать реализация принципиальной схемы 2ЕН-антенны с тремя цилиндрами и двумя кольцевыми щелями, в которых токи электрического смещения имеют противоположные направления (Рис.2). Короткие излучатели и малое расстояние между ними способствуют получению максимальной нуль-векторности поля общей ЭМВ при угловом отклонении от плоскости симметрии двух излучателей свойства.

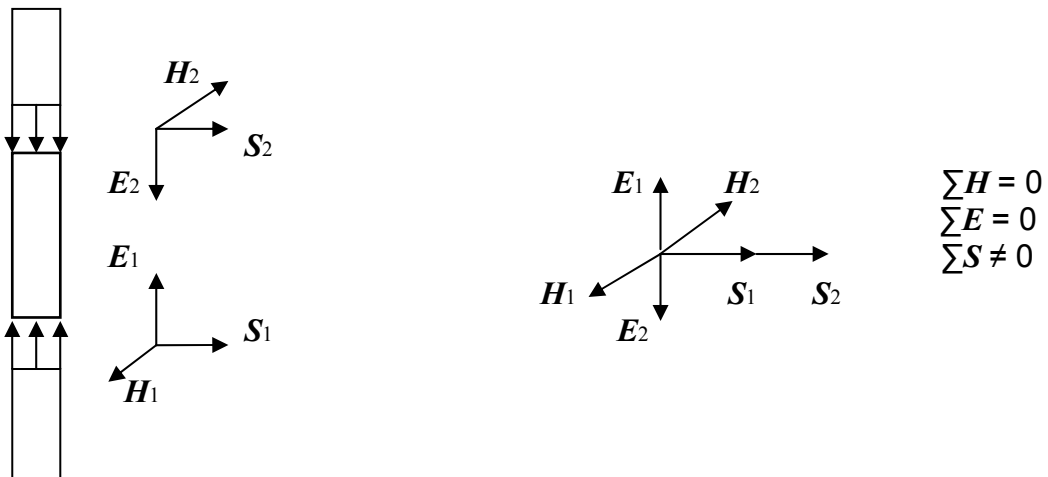


Рис.2

Дадим общей продольно-скалярной ЭМВ наглядную интерпретацию. ЭМВ представляет собой процесс взаимного превращения полей посредством электромагнитной и магнитоэлектрической индукций. Для вихревых видов индукционных явлений Максвелл математически единообразно описал локальную связь полей -- индуктирующее поле переменное во времени, а индуктируемое поле переменное (неоднородно) в пространстве.

$$\operatorname{rot} \bar{H} = \frac{\partial \bar{D}}{\partial \tau} \quad (4)$$

$$\operatorname{rot} \bar{E} = -\frac{\partial \bar{B}}{\partial \tau} \quad (5)$$

В равенствах (4), (5) векторы электрического и магнитного полей взаимно ортогональны.

Безвихревая электродинамика [2] описывает не другую электродинамическую сущность, а ту же сущность с другими свойствами. Поэтому безвихревые индукционные явления должны описывать аналогичные (4), (5) отношения. Иначе говоря, те же математические каркасы нужно наполнить безвихревыми полевыми свойствами, которые должны заменить взаимно скомпенсировавшиеся вихревые. Математика не представляет нам возможности составить уравнения, в которых два безвихревых поля были бы связаны нужным образом. Но можно связать пространственную неоднородность индуктируемого безвихревого поля с переменным во времени скалярным индуктирующим полем.

$$\operatorname{div} \bar{H}_B = \frac{\partial |D_B|}{\partial \tau} \quad (6),$$

$$\operatorname{div} \bar{E}_B = -\frac{\partial |B_B|}{\partial \tau} \quad (7).$$

Именно такая математическая логика адекватно описывает суть безвихревых индукционных явлений. Ведь они имеют место при нуль-векторном ($\sum D=0$, $\sum B=0$) наложении переменных во времени индуктирующих полей. Истинным положением безвихревой электродинамики является сохранение в скалярных модулях ($|D_B|$, $|B_B|$) нуль-векторов исходной количественной действительности накладываемых полей при утрате ими выделенной пространственной направленности.

Если применить графическое отображение нуль-векторов в виде образовавших их противоположенных векторов, то схемы равенств (6), (7) будут такими (Рис3)



Рис.3

В математической модели безвихревой электродинамики поток плотности электромагнитной энергии имеет две составляющие

$$\mathbf{S} = \mathbf{E}_B |\mathbf{H}_B| + \mathbf{H}_B |\mathbf{E}_B|, \quad (8)$$

соответствующие изображённым на рисунке 4 векторным схемам. Непосредственные превращения между двумя векторными компонентами безвихревого электромагнитного поля невозможны. Осуществимость индукционных явлений обеспечивают две скалярные компоненты.

2ЕН-антенне эквивалентны две соосно размещённые ЕН-антенны, излучающие противофазные поперечные ЭМВ. Если в одной из ЭМВ осуществлять контролируемый сдвиг фазы, то общая ЭМВ станет частично нуль-векторной. Она станет управляемо комбинированной, содержащей задаваемое соотношение поперечной и продольно-скалярной ЭМВ.

Оба варианта могут быть элементом активной фазированной антенной решётки. Такая АФАР способна перестраивать не только направление главного лепестка диаграммы направленности, но и векторную диаграмму общей ЭМВ в интервале от поперечной до продольно-скалярной.

Аналогичная цель достигается посредством облучения зеркальной антенны двумя излучателями с фазоуправляющими схемами (от 0 до 2π).

Применение комбинированных ЭМВ с активно перестраиваемыми векторными диаграммами окажет влияние на радиоэлектронную борьбу и другие отношения с участием ЭМВ.

Например, возможность отвести в сторону самонаводящуюся ракету уничтожения от РЛС ПВО мотивирует модернизацию обеих сторон.

Литература

1. *Фёдоров Н.Н.* Основы электродинамики. М. Высшая школа, 1980 г.
- 2 <http://www.trinitas.ru/rus/doc/0016/001c/00161448.pdf>
3. <http://www.trinitas.ru/rus/doc/0016/001c/00161443.pdf>
4. <http://www.trinitas.ru/rus/doc/0016/001c/00161436.pdf>