

ШИРОКОДИАПАЗОННОЕ УСТРОЙСТВО
ВОЗБУЖДЕНИЯ ДВУХВХОДОВОЙ РАМОЧНОЙ АНТЕННЫШИРОКОДИАПАЗОННИЙ ПРИСТРІЙ ЗБУДЖЕННЯ
ДВОВХОДОВОЇ РАМКОВОЇ АНТЕНИ

WIDEBAND DEVICE OF EXCITATION ON TWO-INPUT LOOP ANTENNA

Аннотация. В статье представлены результаты исследований широкодиапазонного фазовращателя для использования в качестве устройства возбуждения двухвходовой рамочной антенны. Приводится методика расчета элементов фазовращателя, а также результаты численных исследований.

Анотація. У статті представлені результати досліджень широкодіапазонного фазообертача для використання як пристрою збудження двовходової рамкової антени. Наводиться методика розрахунку елементів фазообертача, а також результати чисельних досліджень.

Summary. The results of wideband phase shifter for the excitation circuit of two-input loop antenna research are presented in the article. The technique of the calculation of phase shift parameters and the results of numerical research are presented as well.

К одной из ключевых проблем антенной техники можно отнести проблемы создания широкодиапазонных и малогабаритных излучателей, обладающих при этом ярко выраженной характеристикой направленности [1, 2]. Разработка таких излучателей сопряжена с определенными трудностями, как теоретического, так и практического характера. В работе [3] показана возможность построения малогабаритного излучателя в виде рамочной антенны с двухточечным возбуждением, формирующим и сохраняющим в широком диапазоне частот кардиоидную форму диаграммы направленности. Для обеспечения такого режима излучения необходимо возбуждать ортогональные входы антенны равноамплитудно с фазовым сдвигом 90° . На основании отмеченного можно сформулировать научно-техническую задачу — разработать широкодиапазонный фазовращатель, включая проведение ряда теоретических и экспериментальных исследований с целью оптимизации его параметров и характеристик.

В настоящее время известны различные схемы построения фазовращателей, отличающихся, как дискретностью изменения фазового сдвига, стабильностью получаемых характеристик в полосе частот, так и сложностью реализации. Среди наиболее используемых схем построения можно выделить фазовращатели проходного и отражательного типов с сосредоточенными и (или) распределенными элементами [4]. Основными недостатками таких фазовращателей являются относительно малая широкополосность и наличие потерь в схеме.

Потенциально широкополосными свойствами обладают фазовращатели в виде мостовых четырехполюсников — фазовых контурах типа μ . Их отличительной особенностью является независимое от частоты характеристическое сопротивление и отсутствие потерь. Исследование [5,6] фазовращателей на фазовых контурах типа μ различных порядков показали, что схемы этого типа в общем случае позволяют получить равноволновую аппроксимацию постоянного фазового сдвига. При заданной ошибке фазового сдвига полоса пропускания фазовращателя быстро растет с ростом порядка используемых фазовых контуров. При этом на практике схема на фазовых контурах второго порядка способна обеспечить формирование фазового сдвига в десятикратном и более диапазоне частот [5 ... 7].

Математической моделью таких фазовращателей является комплексный коэффициент передачи (передаточная функция). В [5, 6] передаточная функция фазовращателей на фазовых контурах различных порядков определена в виде отношения полиномов с соответствующими степенями. Расчет нулей (полосов) данных полиномов, а на их основе передаточной функции и значений элементов контуров, осуществляется приближенно с использованием графоаналитического метода. Это существенно затрудняет разработку фазовращателя и делает невозможным, в дальнейшем, процесс оптимизации в случае комплексных сопротивлений нагрузки (частотно-зависимых входных сопротивлений двухвходовой рамочной антенны [3]).

Таким образом, целью данной работы явилось получение математической модели широкодиапазонного фазовращателя на фазовых контурах второго порядка в аналитическом виде, исследование его характеристик и разработка устройства для включения в состав широкодиапазонного малогабаритного излучателя [3].

Принцип работы фазовращателя на фазовых контурах основан на формировании требуемого фазового сдвига в широкой полосе частот при помощи двух четырехполосников с фазочастотными характеристиками $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$, удовлетворяющих условию

$$|\varphi_1(\omega) - \varphi_2(\omega) - \varphi_{12}| \leq \Delta\varphi, \quad \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2,$$

где φ_{12} – требуемый фазовый сдвиг; $\Delta\varphi$ – допустимая фазовая ошибка; ω_1, ω_2 – граничные частоты диапазона.

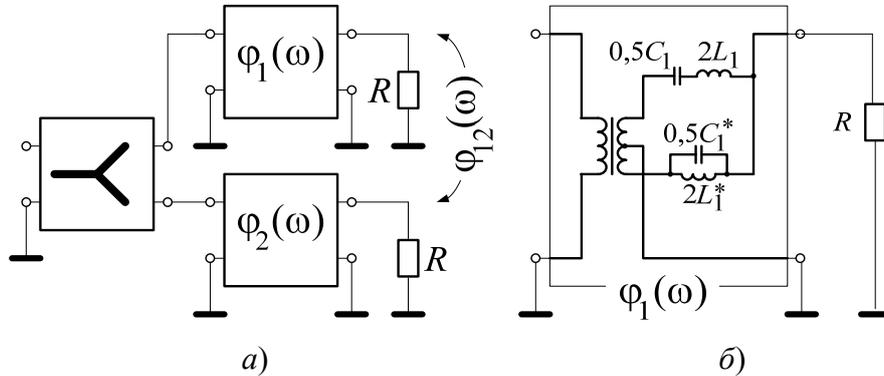


Рисунок 1 – Схемы фазовращателя *a* и фазового контура второго порядка *б*

Структурная схема исследуемого фазовращателя изображена на рис. 1, *a*. Фазовращатель имеет несимметричный вход и выходы, что определено несимметричным вариантом построения малогабаритного излучателя, в схеме возбуждения которого будет использован данный фазовращатель. Схема (см. рис. 1, *a*) состоит из трех блоков, один из которых делитель мощности, а другие – однотипные фазовые контуры второго порядка с фазочастотными характеристиками $\varphi_1(\omega)$ и $\varphi_2(\omega)$ соответственно. Один из фазовых контуров изображен на рис. 1, *б*. Он построен по дифференциально-мостовой схеме, эквивалентной по характеристическим параметрам обычной мостовой схеме (см., например, [6]).

Характеристические параметры (Z_c, Γ_c) мостовой схемы находятся из выражений:

$$Z_c = \sqrt{Z_1 Z_1^*}; \quad \text{th}(0,5\Gamma_c) = \sqrt{Z_1/Z_1^*}; \quad \Gamma_c = A_c + jB_c, \quad (1)$$

где Z_1, Z_1^* – взаимнообратные двухполосники ($Z_1 Z_1^* = R^2$, R – сопротивление нагрузки).

Если четырехполосники имеют чисто реактивное сопротивление, как в анализируемом случае, т.е.

$$Z_1 = jX_1(\omega) = j2 \left[\omega L_1 - (\omega C_1)^{-1} \right]; \quad Z_1^* = jX_1^*(\omega) = -j2 \frac{L_1^*/C_1^*}{\left[\omega L_1^* - (\omega C_1^*)^{-1} \right]},$$

и являются взаимнообратными $L_1/C_1^* = L_1^*/C_1 = R^2$, то $A_c = 0$ и согласно (1)

$$\text{th}(0,5)\Gamma_c = j \text{tg}(0,5B_c) = j \frac{|Z_1|}{R}.$$

Отсюда $B_c = 2 \arctg \left(\frac{|Z_1|}{R} \right) = 2 \arctg \left(\frac{X_1(\omega)}{R} \right)$. Но так как $\varphi(\omega) = -B_c$, то

$$\varphi_1(\omega) = -2 \arctg \left(\frac{X_1(\omega)}{2R} \right). \quad (2)$$

Схема второго контура однотипна, а элементы схемы обозначены также, но с индексом 2. Тогда

$$\varphi_2(\omega) = -2 \arctg \left(\frac{X_2(\omega)}{2R} \right). \quad (3)$$

Используя (2) и (3), получаем искомый фазовый сдвиг, точнее его зависимость от частоты

$$\varphi_{12}(\omega) = -2 \left[\operatorname{arctg} \left(\frac{X_1(\omega)}{2R} \right) - \operatorname{arctg} \left(\frac{X_2(\omega)}{2R} \right) \right] = -2 \operatorname{arctg} \left(\frac{2R[X_1(\omega) - X_2(\omega)]}{4R^2 + X_2(\omega)X_1(\omega)} \right). \quad (4)$$

Анализ (4) показал, что частотная зависимость $\varphi_{12}(\omega)$ в полосе частот имеет двухгорбый характер, причем наблюдаются отклонения от заданного значения φ_{12} , как в сторону увеличения $\varphi_{12} + \Delta\varphi$, так и в сторону уменьшения $\varphi_{12} - \Delta\varphi$. Данные отклонения зависят от относительных характеристических сопротивлений (проводимостей) используемых контуров и отношения резонансных частот первого и второго фазового контура. Задавая численные значения этих отклонений или требуемый фазовый сдвиг φ_{12} и допустимую фазовую ошибку $\Delta\varphi$, можно решить обратную задачу, а именно вычислить значения относительных характеристических сопротивлений (проводимостей) и отношения резонансных частот.

Опуская промежуточные преобразования (4) и введя дополнительное условие – равенство относительных характеристических сопротивлений и проводимостей всех контуров (и в первого, и второго фазовых контуров), а также обозначив вновь введенные параметры как

$$\frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_1}{C_1}} = R \sqrt{\frac{C_1^*}{L_1^*}} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_2}{C_2}} = R \sqrt{\frac{C_2^*}{L_2^*}} = \alpha; \quad \sqrt[4]{\frac{L_1 C_1}{L_2 C_2}} = \sqrt[4]{\frac{L_1^* C_1^*}{L_2^* C_2^*}} = \beta, \quad (5)$$

получаем:

$$\alpha = 0,5 \left[\operatorname{tg} \left(\frac{\varphi_{12} - \Delta\varphi}{4} \right) \operatorname{ctg} \left(\frac{\varphi_{12} - \Delta\varphi}{2} \right) \left(1 - \sqrt{1 - \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\varphi_{12} - \Delta\varphi}{2} \right) \operatorname{ctg}^2 \left(\frac{\varphi_{12} + \Delta\varphi}{2} \right)} \right) \right]^{\frac{1}{2}}; \quad (6)$$

$$\beta = \frac{1}{2\alpha} \operatorname{tg} \left(\frac{\varphi_{12} - \Delta\varphi}{4} \right) + \sqrt{1 + \frac{1}{4\alpha^2} \operatorname{tg}^2 \left(\frac{\varphi_{12} - \Delta\varphi}{4} \right)}. \quad (7)$$

На основании (6) и (7) можно определить значения элементов соответствующих контуров, используя (5) и предварительно задав среднюю частоту диапазона ω_0 и отношения средней частоты к резонансным частотам фазовых контуров β_1 и β_2 , учитывая при этом полученное значение β из (7) в виде

$$\beta = \sqrt{\beta_1/\beta_2}, \text{ где } \beta_1 = \omega_0 \sqrt{L_1 C_1} = \omega_0 \sqrt{L_1^* C_1^*} \text{ и } \beta_2 = \omega_0 \sqrt{L_2 C_2} = \omega_0 \sqrt{L_2^* C_2^*}. \quad (8)$$

Первоначальный выбор численного значения β_1 (или β_2) в определенной степени является произвольным.

Далее, решая уравнения (5) и (8) относительно неизвестных L_1, C_1, L_1^*, C_1^* и L_2, C_2, L_2^*, C_2^* , получаем

$$C_1 = \left(\frac{\beta_1}{\omega_0} \right) \left(\frac{1}{\alpha R} \right); \quad L_1 = C_1 (\alpha R)^2; \quad C_2 = \left(\frac{\beta_2}{\omega_0} \right) \left(\frac{1}{\alpha R} \right); \quad L_2 = C_2 (\alpha R)^2;$$

$$L_1^* = \left(\frac{\beta_1}{\omega_0} \right) \left(\frac{R}{\alpha} \right); \quad C_1^* = L_1^* \left(\frac{\alpha}{R} \right)^2; \quad L_2^* = \left(\frac{\beta_2}{\omega_0} \right) \left(\frac{R}{\alpha} \right); \quad C_2^* = L_2^* \left(\frac{\alpha}{R} \right)^2.$$

С использованием полученных формул проведены расчеты, результаты которых приведены в табл. 1 в виде соответствующих значений элементов фазовращателя.

Таблица 1 – Расчетные значения элементов фазовращателя

β_2	$\frac{(\omega_1 \dots \omega_2)}{2\pi}$, МГц	L , мкГн				C , пФ			
		$2L_1$	$2L_2$	$2L_1^*$	$2L_2^*$	$0,5C_1$	$0,5C_2$	$0,5C_1^*$	$0,5C_2^*$
0,3	5,2...49,3	2,2	0,6	28,4	7,3	177	45	14	3
0,5	3,0...30,0	3,6	0,9	47,3	12,1	296	75	23	6
0,7	2,2...21,2	5,1	1,3	66,3	16,9	414	106	32	8

Исходными данными к расчетам были: частотный диапазон 3...30 МГц со средней частотой

$\omega_0/2\pi = 9,487$ МГц; требуемый фазовый сдвиг $\varphi_{12} = 90^\circ$ с допустимой фазовой ошибкой $\Delta\varphi = 2^\circ$; сопротивление нагрузок $R = 200$ Ом. В процессе вычислений варьировался параметр β_2 с целью получения требуемого коэффициента перекрытия по частоте в заявленных границах частотного диапазона.

На рис. 2 изображены частотные зависимости фазового сдвига, рассчитанные на основе полученной математической модели (4) и данных табл. 1. Согласно рис. 2 видно, что различные значения β_2 приводят к изменениям, как коэффициента перекрытия по частоте, так положения требуемого диапазона на частотной оси. В результате численного моделирования с учетом многопараметричности задачи найдено оптимальное значение $\beta_2 = 0,5$, позволяющее удовлетворит поставленным требованиям в целом.

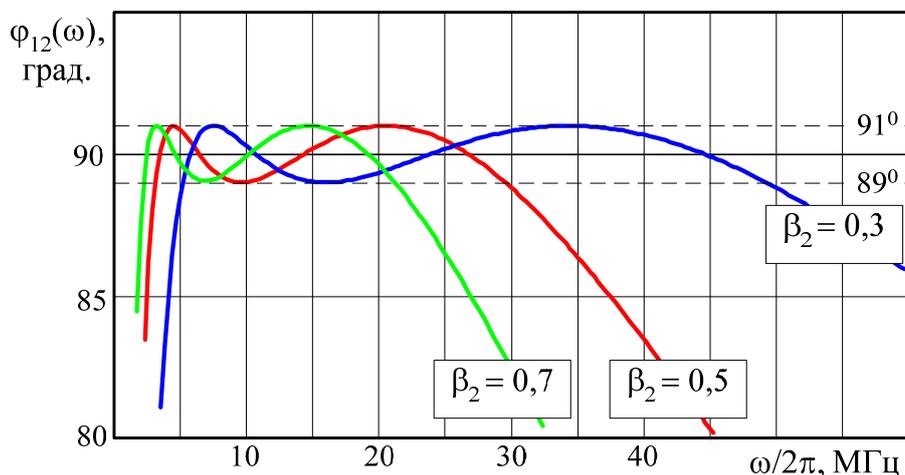


Рисунок 2 – Частотная зависимость фазового сдвига

Таким образом, согласно проведенным исследованиям можно сформулировать следующие выводы:

- разработана математическая модель широкодиапазонного фазовращателя на фазовых контурах второго порядка;
- разработана методика расчета элементов фазовых контуров;
- проведены расчеты элементов схемы применительно для использования широкодиапазонного фазовращателя в составе малогабаритного рамочного излучателя [3], работающего в диапазоне 3...30 МГц и обладающего входным сопротивлением на каждом из входе 200 Ом;
- исследованы частотные зависимости фазового сдвига.

К дальнейшим исследованиям в данном направлении следует отнести оптимизацию значений элементов фазовых контуров при частотно-зависимых комплексных сопротивлениях нагрузок, а также макетирование устройства и экспериментальное исследование его характеристик.

Литература

1. Современное состояние исследований малогабаритных антенн / [Киселев В.П., Сайко В.Г., Ильинов М.Д. и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. – № 5. – С. 82-87.
2. Широкополосные малогабаритные антенны УКВ диапазона / [Киселев В.П., Сайко В.Г., Ильинов М.Д. и др.] // Зарубежная радиоэлектроника. – 1990. – № 2. – С. 54-60.
3. Мамедов Н.И. Рамочная антенна с двухточечным возбуждением / Н.И. Мамедов, М.Б. Проценко // Радиоэлектроника и молодежь в XXI веке: XI междунар. молодежного ф-м, 10-12 апр. 2007: тезисы докл. – Харьков, 2007 – С. 33.
4. Карпов В.М. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / Карпов В.М., Малышев В.А., Перевошиков И.В.; под ред. В.А. Малышева. – М.: Радио и связь, 1984. – 104 с.
5. Авраменко В.Л. Электрические линии задержки и фазовращатели: [справочник] / Авраменко В.Л., Галямичев Ю.П., Ланнэ А.А.; под ред. А.Ф. Белецкого. – М.: Связь, 1973. – 112 с.
6. Кисель В.А. Синтез корректирующих цепей: учебн. пособие / Кисель В.А. – Одесса: Изд-во ОЭИС им. А.С. Попова, 1979. – 71 с.
7. Брук Ю.М. Матричные схемы для многолучевых фазируемых антенн-решеток / Брук Ю.М., Инютин Г.А., Содин Л.Г. // Антенны: сб. статей; под ред. А.А. Пистолькорса. – Вып. 20. – М.: Связь, 1974. – С.32 – 47.