

УДК 621.372.832.8

В.А. Козлов, А.В. Сорокин

**МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ШИРОКОПОЛОСНЫХ ФЕРРИТОВЫХ
Y-ЦИРКУЛЯТОРОВ НА СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ЭЛЕМЕНТАХ**

ФГУП «ФНПЦ НИИИС им. Ю.Е. Седакова»

Показана возможность создания широкополосных СВЧ ферритовых циркуляторов на сосредоточенных элементах с расширенной полосой рабочих частот, которая достигается за счёт оптимизированного режима работы. Предложен метод расчёта таких циркуляторов.

Ключевые слова: Y-циркулятор, собственное значение матрицы рассеяния, согласующая цепь, сосредоточенный элемент.

Введение

Циркуляторы и вентили с Y-сочленением в виде переплетенных индуктивных рамок в течение многих лет привлекают внимание разработчиков СВЧ приборов. Этот тип невзаимных устройств имеет существенные преимущества перед другими ферритовыми устройствами аналогичного назначения как по возможности достижения минимальных вносимых потерь и расширения полосы рабочих частот, так и по минимизации габаритов и массы [1]. Практика показывает, что такие устройства могут быть реализованы в приемлемых габаритах в длинноволновой части дециметрового диапазона длин волн и даже в коротковолновой части метрового диапазона [2].

Возможности совершенствования технических характеристик невзаимных устройств с переплетенными рамками посредством поиска новых схемных решений весьма ограничены, поскольку фактически любые изменения эквивалентной схемы циркуляторов и вентилях этого типа сводятся к введению дополнительных реактивных элементов либо между общей точкой индуктивных рамок и корпусом, либо в каждое из трех плеч. Таким образом, создание новых невзаимных ферритовых устройств с улучшенными характеристиками сводится к выбору оптимального режима их работы и расчету параметров соответствующих реактивных элементов, при использовании которых требуемый режим возможно реализовать. В предыдущих работах [3, 4] авторами настоящей статьи обоснована возможность реализации двухчастотных режимов работы циркуляторов с переплетенными рамками (в том числе и с изменением направления циркуляции при изменении частоты [4]) и предложена методика расчета параметров реактивных элементов при проектировании таких циркуляторов. В данной работе предлагается методика проектирования широкополосных циркуляторов и вентилях, основанная на переходе от двухчастотных устройств к широкополосным за счет оптимизации режима работы и соответствующего выбора реактивностей полоснорасширяющих цепей.

1. Качественная модель широкополосного Y-циркулятора

Будем полагать, что Y-циркулятор является широкополосным, если в заданной полосе частот от $\omega_1 - \Delta\omega$ до $\omega_2 + \Delta\omega$ ($\Delta\omega \ll \omega_1, \omega_2$) численные значения его характеристик ограничены с одной стороны. Например, вносимые потери должны быть не более заданного уровня или обратные потери должны быть не менее заданного уровня. При таком определении широкополосного циркулятора логично предполагать, что построение его модели возможно на основе использования модели двухчастотного циркулятора с рабочими частотами ω_1 и ω_2 , которую следует дополнить условием ограничения величины отклонения условий циркуляции от идеальных на всех частотах, лежащих в интервале от ω_1 до ω_2 . То-

гда и численные значения характеристик циркулятора в этой полосе частот будут ограничены с одной стороны.

Решение задачи построения модели двухчастотного циркулятора в общем виде приведено в работе [3]. Двухчастотный режим работы осуществляется за счёт включения между общей точкой индуктивных рамок и корпусом реактивного сопротивления Z_c , состоящего из соединённых параллельно последовательного и параллельного контуров. При включении реактивных согласующих цепей Z_1 в каждое плечо циркулятора возможно осуществление идеальных условий циркуляции на третьей частоте ω_3 , лежащей в интервале между ω_1 и ω_2 [5, 6]. Это не означает автоматического обеспечения широкополосности. Однако, можно полагать, что при соответствующем выбое величины магнитного поля и параметров цепей Z_1 и Z_c циркулятор может быть широкополосным.

Рассмотрим эквивалентную схему широкополосного «трёхчастотного» Y-циркулятора с переплетёнными рамками, представленную на рис. 1 (L_0 – индуктивность рамок, C – согласующая ёмкость, включённая параллельно L_0).

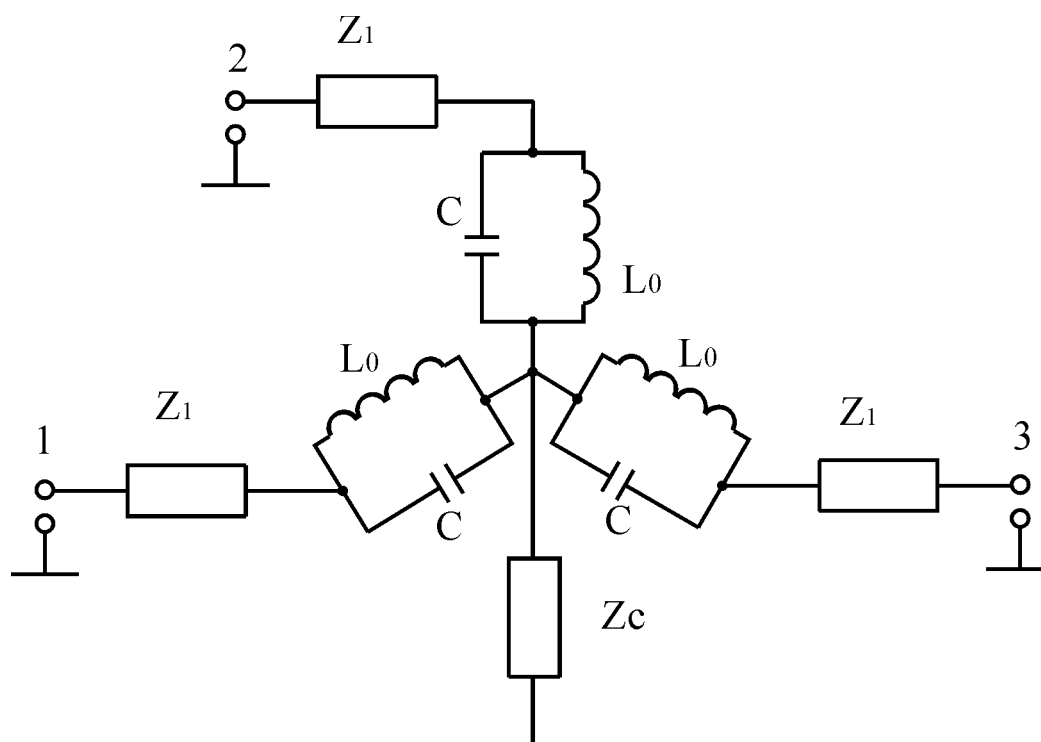


Рис. 1. Эквивалентная схема широкополосного «трёхчастотного» Y-циркулятора

На рис. 1 согласующая цепь, позволяющая получить «двухчастотную» характеристику циркулятора, обозначена Z_c , а согласующая цепь в каждом плече, дающая возможность получения «трёхчастотной» характеристики устройства, обозначена Z_1 .

При построении модели будем пренебрегать диссипативными потерями в феррите и согласующих реактивных элементах.

Для произвольного идеального Y-циркулятора собственные значения матрицы импеданса Y-сочленения $Z_{0,+/-}$ связаны с собственными значениями его матрицы рассеяния $S_{0,+/-}$ [7] соотношением (1)

$$Z_{0,+/-} = j\rho_0 \frac{1 + S_{0,+/-}}{1 - S_{0,+/-}} = -j\rho_0 \operatorname{ctg} \left(\frac{\varphi}{2} + \frac{2\pi n}{3} \right), \quad (1)$$

где ρ_0 – волновое сопротивление подводящих линий передачи, φ – фаза коэффициента прохождения сигнала со входа на выход; $n=0,+/-1$. Отметим, что $Z_{0,+/-}$, а также Z_c , Z_1 и все импе-

дансы, о которых говорится в тексте статьи, чисто мнимые. Поэтому далее на графиках рис. 2 и рис. 3 будут представлены именно $JmZ_{0,+/-}$.

В соответствии с (1), зависимости мнимой части собственных значений матрицы импеданса идеального циркулятора $Z_{0,+/-}$ от φ в диапазоне $0 \leq \varphi \leq 2\pi$ имеют вид, приведенный на рис. 2.

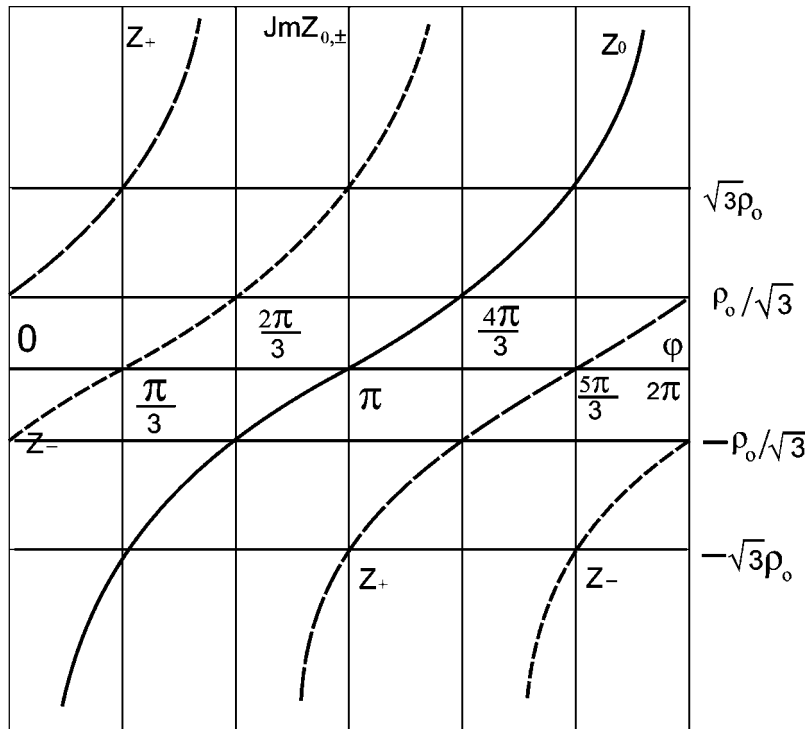


Рис. 2. Зависимость мнимой части собственных значений $Z_{0,+/-}$ матрицы импеданса Z от фазы коэффициента прохождения φ

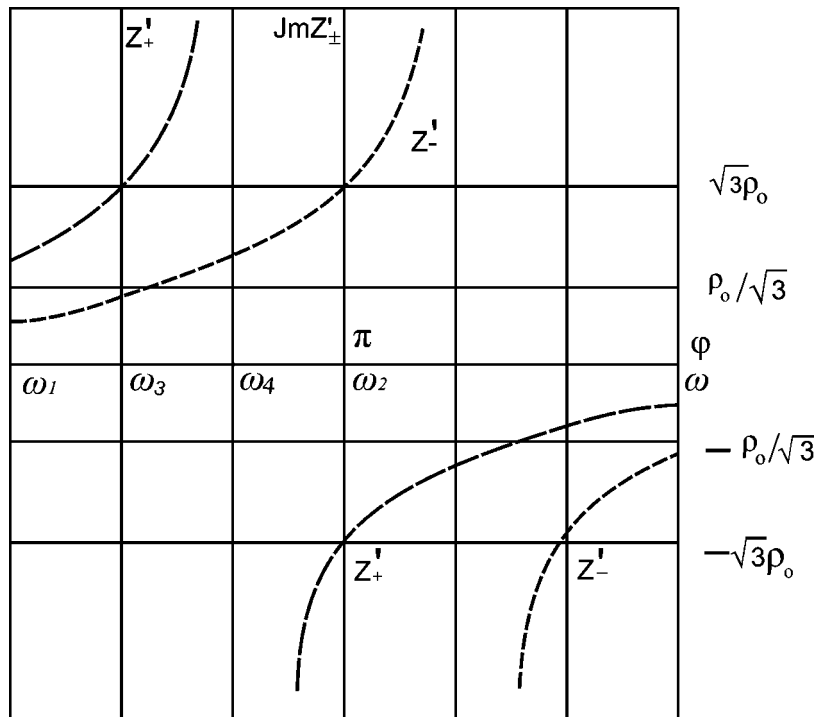


Рис. 3. Зависимость мнимой части собственных значений $Z'_{+/-}$ матрицы импеданса Z узкополосного циркулятора от частоты ω

Ограничимся рассмотрением зарезонансного режима работы, поскольку он наиболее интересен в плане практического применения из-за отсутствия нелинейных эффектов при высоком уровне мощности сигналов в феррите.

Узкополосный циркулятор, из которого получена эквивалентная электрическая схема «трёхчастотного» циркулятора (рис. 1) путём включения дополнительных цепей Z_1 и Z_c , работает при $\varphi = \pi$. Это объясняется следующими причинами: при $\varphi = \pi$ схема узкополосного циркулятора имеет минимум элементов по сравнению с другими схемами узкополосных циркуляторов при $\varphi \neq \pi$, так как при $\varphi \neq \pi$ собственное значение матрицы импеданса $Z_0 \neq 0$. Следовательно, для реализации требуемого значения Z_0 необходимо введение дополнительных элементов. Зависимости мнимой части собственных значений матрицы импеданса узкополосного циркулятора $Z'_{+/-}$ от ω имеют вид [7], представленный на рис. 3 ($\varphi = \pi$ соответствует частоте ω_2). Можно также использовать как основу построения схемы широкополосного циркулятора схему узкополосного циркулятора, работающего при $\varphi = 2\pi$, но тогда для обеспечения возможности работы в широкополосном варианте в качестве общей цепи Z_c для получения возможности реализации любого значения импеданса общей цепи необходимо будет использовать последовательное включение параллельного и последовательного контуров, что вызывает значительные конструктивные сложности. При работе узкополосного циркулятора с $\varphi = \pi$, общая цепь широкополосного циркулятора Z_c будет иметь вид параллельно включённых последовательного и параллельного контуров, что более удобно по сравнению с рассмотренным выше вариантом.

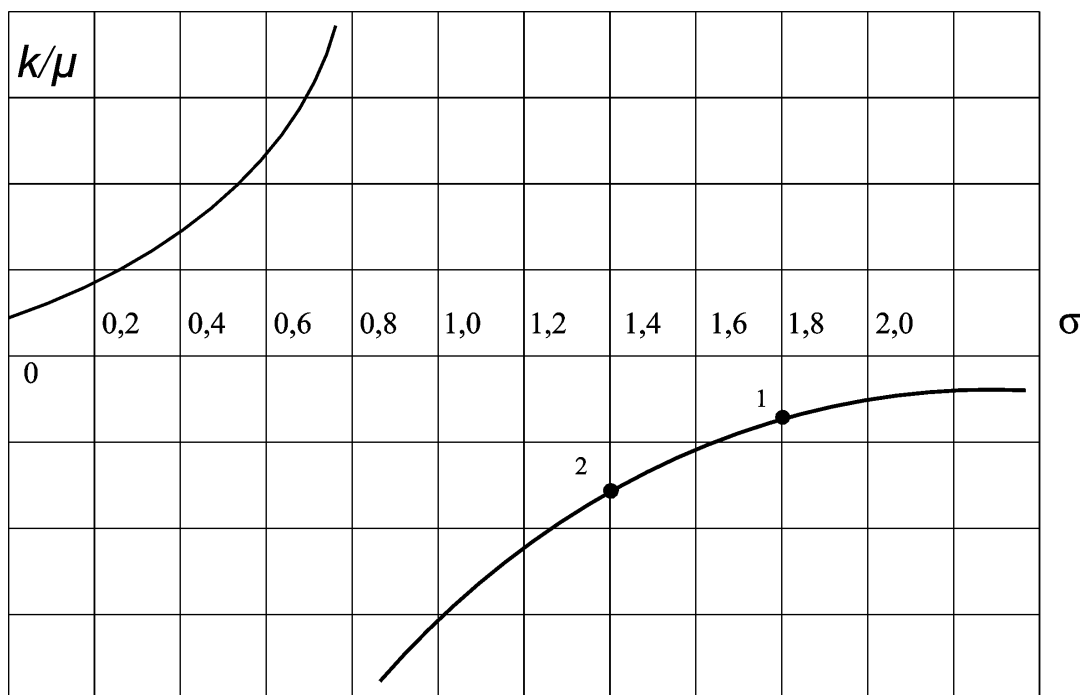


Рис. 4. Зависимость K/μ от σ

Согласно [7], условия циркуляции для узкополосных циркуляторов с $\varphi = \pi$ и для $\varphi = 2\pi$ можно представить выражениями (2) и (3) соответственно:

$$\omega L = -\sqrt{3}\rho_0 \frac{\kappa}{\mu}, \quad \omega^2 LC = 1, \quad (2)$$

$$\omega L = -\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0 \frac{\kappa}{\mu}, \quad \omega^2 LC = 1, \quad (3)$$

где $L = \frac{3}{2} L_0 \mu_{\perp}$, $\mu_{\perp} = \frac{\mu^2 - \kappa^2}{\mu}$, κ и μ – недиагональная и диагональная составляющие тензора магнитной проницаемости феррита $\|\mu\|$.

Анализируя (2) и (3), можно сделать следующий вывод: при одинаковых ω индуктивность рамок L_0 при $\varphi = \pi$ в три раза больше, чем при $\varphi = 2\pi$, а ёмкости C при $\varphi = 2\pi$ в три раза больше, чем при $\varphi = \pi$. Для остальных значений фазы коэффициента прохождения сигнала со входа на выход φ значения индуктивности и ёмкости принимают промежуточные значения. В зарезонансном режиме, при котором нормированное внутреннее поле подмагничивания $\sigma = \gamma H_1 / \omega > 1$, величина κ / μ является отрицательной. Зависимость κ / μ от σ качественно представлена на рис. 4 [1]. Для оптимального режима работы циркулятора, то есть режима, обеспечивающего наибольшую полосу рабочих частот при минимальном уровне прямых потерь, с учётом зависимости κ / μ от частоты [1] и соотношений (2) и (3), необходимо, чтобы циркулятор работал на верхней рабочей частоте при $\varphi = \pi$, а на нижней при $\varphi = 0, 2\pi$ (рис. 4). Двухчастотный режим работы циркулятора может быть реализован при $\varphi = \pi$ на частоте ω_2 (точка 2), и $\varphi = 0, 2\pi$ на частоте ω_1 (рис. 4, точка 1), когда $\omega_2 > \omega_1$ и $\kappa / \mu(\omega_2) < \kappa / \mu(\omega_1)$.

Анализируя графики, приведённые на рис. 2 и 3, можно определить вид корректирующих цепей Z_1 и Z_c эквивалентной схемы циркулятора, представленной на рис. 1. В качестве Z_1 необходимо использовать последовательный контур с резонансной частотой настолько близкой к ω_2 , чтобы на частоте ω_2 отклонение от идеальных условий циркуляции, соответствующих $\varphi = \pi$, можно было не учитывать. В качестве общей цепи Z_c необходимо использовать параллельно включённые последовательный и параллельный контуры, так как для частоты ω_2 с $\varphi = \pi$ необходимо сопротивление общей цепи $Z_c = 0$, а для ω_1 с $\varphi = 2\pi$ необходимо $Z_c = \infty$. Предлагаемая общая цепь Z_c позволяет получить любое значение импеданса в полосе частот от ω_1 до ω_2 . Окончательно эквивалентная схема широкополосного циркулятора будет иметь вид, представленный на рис. 5.

Таким образом, предлагаемая модель широкополосного Y-циркулятора обеспечивает соблюдение условий циркуляции, близких к идеальным, на двух частотах ω_1 и ω_2 по краям рабочего диапазона. Для приближения условий циркуляции к идеальным во всём диапазоне рабочих частот необходимо соответствующим образом выбрать значения элементов цепей Z_c и Z_1 . Предлагаемая общая цепь Z_c позволяет получить практически любое значение импеданса без изменения условий циркуляции на частотах ω_1 и ω_2 , в то же время при использовании в качестве Z_1 последовательного контура значения элементов согласующей цепи Z_1 не могут варьироваться без изменения условий циркуляции на частотах ω_1 и ω_2 .

Анализ графика рис. 3 показывает, что при включении последовательного контура Z_1 , подобранного как предложено выше, в каждое плечо циркулятора на некоторой частоте ω_3 , которая находится в интервале $\omega_1 < \omega_3 < \omega_2$, величина Z_- будет равна 0. В то же время на частоте ω_4 , на которой $Z_+ = \infty$, можно получить условия циркуляции, соответствующие идеальным при $\varphi = 2\pi/3$ и определенной величине Z_1 , за счёт уменьшения Z_- до уровня $j\sqrt{3}/3\rho_0$ согласно (1).

При таких параметрах контура Z_1 его величина на частоте ω_2 может не быть равной 0, вследствие чего на частоте ω_2 будет наблюдаться отклонение собственных значений матрицы импеданса широкополосного циркулятора $Z_{0,+/-}$ от соответствующих идеальным условиям циркуляции при $\varphi = \pi$. Отклонение собственного значения матрицы импеданса Z_0 на частоте ω_2 возможно компенсировать за счёт выбора сопротивления общей цепи Z_c . Отклонения от идеальных условий циркуляции на частоте ω_2 за счёт несоответствия собственных значений матрицы импеданса $Z_{+/-}$ рассчитанным по формуле (1) при $\varphi = \pi$ будет небольшим, так как отрицательное сопротивление цепи Z_1 с ростом частоты возрастает и приближается к нулю.

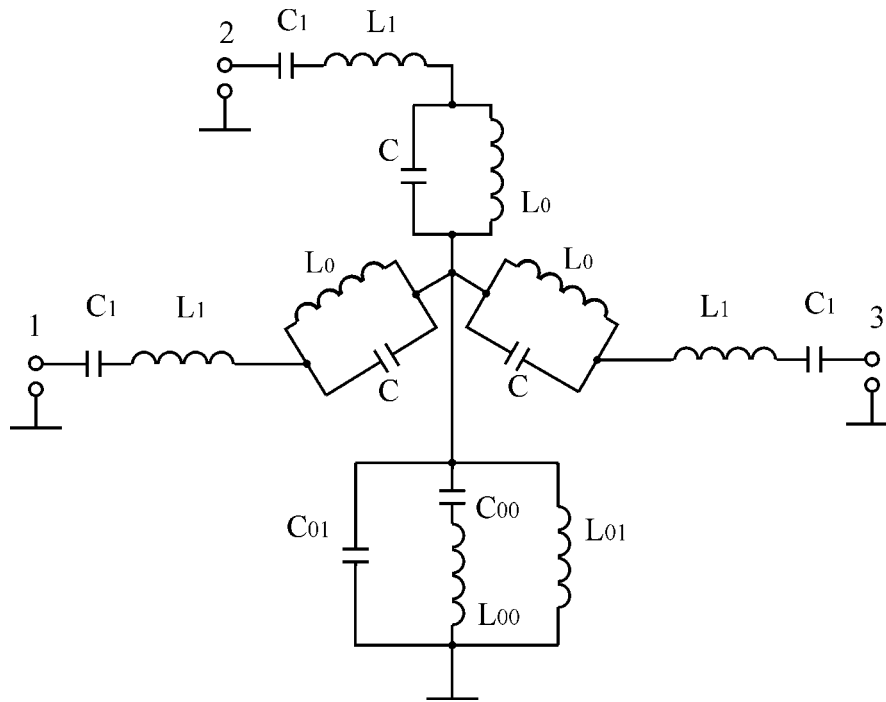


Рис. 5. Эквивалентная схема широкополосного Y-циркулятора

Таким образом, для собственных значений матрицы импеданса широкополосного циркулятора $Z_{+/-}$ могут быть достигнуты условия циркуляции, близкие к идеальным на частоте ω_1 при $\varphi=0(2\pi)$, на частоте ω_4 при $\varphi=2\pi/3$. На частоте ω_2 при $\varphi=\pi$ значения $Z_{+/-}$ будут обеспечивать условия циркуляции, близкие к идеальным. На частоте ω_3 при $\varphi=\pi/3$ значение Z_- будет соответствовать идеальным условиям циркуляции. За счёт соответствующего подбора величин элементов общей цепи можно реализовать значения Z_c таким образом, что на частотах $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ значения Z_0 будут близки к значениям, соответствующим идеальным условиям циркуляции.

На частоте ω_3 при параметрах последовательного контура Z_1 , выбранных как указано выше, значение Z_+ может не соответствовать идеальным условиям циркуляции. В соответствии с (1) на частоте ω_3 для получения идеальных условий циркуляции разница между Z'_+ и Z'_- должна быть равна $j\sqrt{3}\rho_0$. Для одновременного получения идеальных условий циркуляции на частотах $\omega_1, \omega_2, \omega_3, \omega_4$ необходимо усложнить цепь Z_1 включением, как минимум, параллельной индуктивности, так как в диапазоне частот $\omega_1 \div \omega_2$ используется ёмкостная часть амплитудно-частотной характеристики последовательного контура. Однако усложнение входной цепи Z_1 недопустимо, так как при этом резко возрастает сложность конструкции и настройки входной цепи. При несоответствии условий циркуляции на частоте ω_3 идеальным необходимо изменить в небольших пределах величины элементов цепи Z_1 таким образом, чтобы достичь близких к идеальным условий циркуляции, при этом допустимы небольшие отклонения от идеальных условий циркуляции на других частотах ($\omega_1, \omega_2, \omega_4$).

2. Расчёт элементов эквивалентной схемы широкополосного Y-циркулятора

Основываясь на качественной модели широкополосного Y-циркулятора, приведённой в параграфе 1, полагаем, что эквивалентные схемы для возбуждений циркулятора собственными векторами \vec{U}_0 и $\vec{U}_{+/-}$ имеют вид, показанный на рис. 6. Импеданс общей цепи Z_c реализуется параллельным соединением последовательного контура $L_{00}C_{00}$ и параллельного контура $L_{01}C_{01}$, импеданс согласующих цепей Z_1 реализуется в виде последовательного контура L_1C_1 .

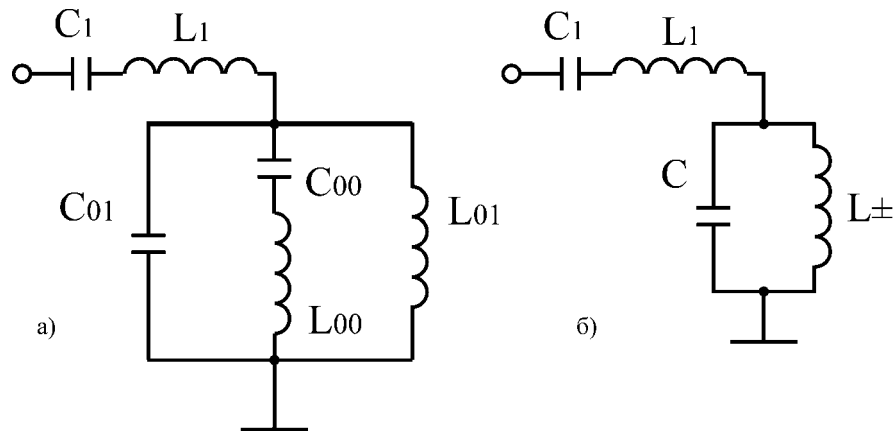


Рис. 6. Эквивалентные схемы широкополосного Y -циркулятора для синфазного возбуждения плеч циркулятора собственным вектором \vec{U}_0 (а) и для возбуждений циркулятора с правым и левым вращением электромагнитного поля собственными векторами \vec{U}_+ и \vec{U}_- (б)

С учётом (1) запишем условия циркуляции для произвольного циркулятора на частотах ω_1 (4) и ω_2 (5):

$$\begin{cases} Z_+ = j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0; \\ Z_- = -j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0; \\ Z_0 = \infty. \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} Z_+ = -j\sqrt{3}\rho_0; \\ Z_- = j\sqrt{3}\rho_0; \\ Z_0 = 0. \end{cases} \quad (5)$$

Собственные значения матрицы импедансов Z'_+ и Z'_- для узкополосного Y -циркулятора с параллельным соединением ёмкостей C и индуктивностей рамок L_0 определяются [7] соотношением

$$Z'_{\pm} = j \frac{1}{\omega C - \left(\frac{3}{2}\omega L_0(\mu \mp \kappa)\right)^{-1}}. \quad (6)$$

Собственные значения матрицы импедансов Z_0 для широкополосного Y -циркулятора определяются [8] по формуле

$$Z_0 = Z_1 + 3Z_c. \quad (7)$$

Входящие в (7) Z_1 и Z_c выражаются через реактивности $L, C, L_1, C_1, L_{00}, C_{00}, L_{01}, C_{01}$:

$$Z_c = j \frac{1}{\left(\omega L_{00} - \frac{1}{\omega C_{00}}\right)^{-1} + \frac{1}{\omega L_{01}} - \omega C_{01}}, \quad (8)$$

$$Z_1 = j\omega L - j\frac{1}{\omega C}. \quad (9)$$

Из соотношений (4), (5) с учётом эквивалентных схем рис. 1 и рис. 6 можно записать условия циркуляции для широкополосного Y -циркулятора на крайних частотах рабочего диапазона ω_1 и ω_2 , на которых осуществляется близкий к идеальному режим циркуляции:

$$\begin{cases} Z_1 + Z_+ = j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0 \\ Z_1 + Z_- = -j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0 \\ Z_c = \infty \end{cases} \quad (10)$$

$$\begin{cases} Z_1 + Z_+ = -j\sqrt{3}\rho_0 \\ Z_1 + Z_- = j\sqrt{3}\rho_0 \\ Z_1 + 3Z_c = 0 \end{cases} \quad (11)$$

Численное значение ω_1 определяется следующим образом: по формуле (6) рассчитываются зависимости $Z_+(\omega)$ и $Z_-(\omega)$, и определяется частота ω_1 , на которой исходя из условий циркуляции (4) для $\varphi=0,2\pi$ разница между Z_+ и Z_- составляет $j\frac{2\sqrt{3}}{3}\rho_0$. Следовательно, из второго уравнения системы (10) требуемая величина Z_1 на частоте ω_1 определяется по формуле

$$Z_1 = -\left(Z_- + j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0\right). \quad (12)$$

На частоте ω_4 , на которой $Z_+ = \infty$, требуемая величина Z_1 определяется как разница между Z_+ и Z_- , которое, согласно (1), равно $j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0$, следовательно,

$$Z_1 = \left(Z_- - j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0\right). \quad (13)$$

Далее по известным значениям Z_1 на частотах ω_1 и ω_4 по формулам определяются величины L_1 и C_1 :

$$L_1 = j\left(\omega_4\left(Z_-(\omega_4) - j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0\right) - \omega_1\left(Z_-(\omega_1) + j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0\right)\right)(\omega_4^2 - \omega_1^2)^{-1}, \quad (14)$$

$$C_1 = \left(\omega_1^2 L_1 - j\omega_1\left(Z_-(\omega_1) + j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0\right)\right)^{-1}. \quad (15)$$

После определения величин L_1 и C_1 определяются остальные значения элементов эквивалентной схемы, представленной на рис. 6(а), которые должны обеспечивать величину сопротивления Z_0 в соответствии с (1), т.е. $Z_0 = \infty$ на ω_1 , $Z_0 = 0$ на ω_2 , $Z_0 = -j\sqrt{3}\rho_0$ на ω_3 , $Z_0 = -j\sqrt{3}/3\rho_0$ на ω_4 . На частотах ω_2 и ω_4 сопротивление цепи Z_c мало, так как частоты ω_2 и ω_4 близки к резонансной частоте последовательного контура $L_{00}C_{00}$, следовательно, её сопротивление определяется в основном сопротивлением последовательного контура $L_{00}C_{00}$. Пренебрегая сопротивлением параллельного контура $L_{01}C_{01}$, расчёт элементов последовательного контура можно произвести с достаточной для реализации точностью, аналогично расчёту элементов контура Z_1 . В соответствии с (7) и (1), величины L_{00} и C_{00} определяются по формулам

$$L_{00} = j\left(\omega_4\left(\frac{-j\frac{\sqrt{3}}{3}\rho_0 - Z_1(\omega_4)}{3}\right) - \omega_2\left(\frac{-Z_1(\omega_2)}{3}\right)\right)(\omega_2^2 - \omega_4^2)^{-1}, \quad (16)$$

$$C_{00} = \left(\omega_4^2 L_{00} + j\omega_4 \left(\frac{-j\sqrt{3}\rho_0 - Z_1(\omega_4)}{3} \right) \right)^{-1}. \quad (17)$$

Тогда при условии, что L_{00} и C_{00} известны, из выражения (8) для Z_c находим величины элементов L_{01} и C_{01} , решив систему из двух уравнений для частот ω_1 и ω_3 , на которых $Z_c = \infty$, $Z_c = (-j\sqrt{3}\rho_0 - Z_1(\omega_3))/3$ соответственно. Решения системы уравнений имеют вид

$$L_{01} = j \left(\frac{\omega_3}{\omega_1} - \frac{1}{\omega_3} \right) \left(\frac{3}{-j\sqrt{3}\rho_0 - Z_1(\omega_3)} + j \frac{1}{\omega_3 L_{00} - \frac{1}{\omega_3 C_{00}}} - j \frac{\omega_3}{\omega_1 L_{00} - \frac{1}{\omega_1 C_{00}}} \right)^{-1}, \quad (18)$$

$$C_{01} = \frac{1}{\omega_1} \left(\frac{1}{\omega_1 L_{00} - \frac{1}{\omega_1 C_{00}}} + \frac{1}{\omega_1 L_{01}} \right).$$

Выражение для собственных значений матрицы рассеяния имеют вид [3]

$$S_{0,+/-} = \frac{Z_{0,+/-} - 1}{Z_{0,+/-}^2 + 1} - j \frac{2Z_{0,+/-}}{Z_{0,+/-}^2 + 1}. \quad (20)$$

Коэффициент отражения S_{11} матрицы рассеяния выражается через собственные значения матрицы рассеяния [7]:

$$S_{11} = \frac{1}{3} (S_0 + S_+ + S_-). \quad (21)$$

Приведенный расчёт позволяет приближённо определить значения элементов эквивалентной схемы циркулятора обеспечивающие условия циркуляции, близкие к идеальным на трёх частотах. Для получения условий циркуляции, при которых величина S_{11} не превышает заданной величины в рабочем диапазоне частот, может потребоваться оптимизация параметров согласующих цепей Z_1 и Z_c . Исходными данными для оптимизации являются численные значения реактивных элементов импедансов Z_1 и Z_c , рассчитанные по приведённым формулам, исходя из обеспечения близких к идеальным условий циркуляции на трёх частотах ω_1 , ω_2 и ω_4 . Задача оптимизации заключается в минимизации величины S_{11} в диапазоне частот ω_1 и ω_2 посредством поиска оптимальных значений величин элементов эквивалентной схемы циркулятора (рис. 5). С учётом того, что цепь Z_c позволяет получить любое значение импеданса на четырёх частотах, ω_1 – ω_4 , наиболее значимым процессом при оптимизации будет поиск уточнённых значений L_1 и C_1 . За счёт отклонения от начальных значений элементов цепи Z_1 , рассчитанных по формулам (14), (15), можно уменьшить отклонения от идеальных условий циркуляции в полосе рабочих частот. При уточнении рассчитанных значений $L_1 C_1$ необходимо учитывать, что при их изменении потребуется коррекция элементов цепи Z_c .

Оптимизацию следует проводить в два этапа. На первом этапе осуществляется уточнение значений $L_1 C_1$, при этом уменьшается величина S_{11} на частоте ω_3 , а на остальных частотах рабочего диапазона она увеличивается. На втором этапе осуществляется коррекция значений $L_{00} C_{00}$, $L_{01} C_{01}$, при этом осуществляется уменьшение величины S_{11} во всём рабочем диапазоне частот. Необходимость второго этапа оптимизации вызвана тем, что в результате первого этапа собственные значения матрицы импедансов широкополосного циркулятора $Z_{+/-}$ на частотах ω_1 – ω_4 не будут соответствовать определяемым по формуле (1) для соответствующих этим частотам значений φ , то есть реальные значения φ на этих частотах будут отличаться от выбранных. Следовательно, рассчитанные, как показано ранее, значения $L_{00} C_{00} L_{01} C_{01}$ потребуется скорректировать для уменьшения величины S_{11} . Оптимизацию в

данном случае целесообразно осуществить с помощью методов прямого поиска [9], основанных на вариации значений L_1C_1 и $L_{00}C_{00}$, $L_{01}C_{01}$ и оценке соответствующих им значений S_{11} в полосе частот ($\omega_1 - \Delta\omega$, $\omega_2 + \Delta\omega$).

В результате процедуры оптимизации осуществляется поиск оптимальных величин элементов эквивалентной схемы циркулятора, то есть таких значений, которые за счёт отклонения от реализации идеальных условий циркуляции на некоторых частотах рабочего диапазона позволяют получить более широкую полосу рабочих частот циркулятора.

3. Методика проектирования широкополосных Y-циркуляторов

Будем полагать, что исходными данными для проектирования циркулятора являются: диапазон рабочих частот, величина обратных потерь в диапазоне рабочих частот, габариты циркулятора. При проектировании следует учитывать, что циркулятор должен работать при такой величине магнитного поля, которая обеспечивала бы достаточное удаление от области ферромагнитного резонанса для минимизации величины вносимых потерь в верхней части рабочего диапазона частот. Таким образом, проектирование включает в себя следующие этапы:

- 1) выбор марки феррита по заданному диапазону рабочих частот;
- 2) выбор частоты ω_2 вблизи верхней границы диапазона рабочих частот, задание значения величины $\sigma = \gamma H_i / \omega > 1$ на частоте ω_2 и допустимой величины коэффициента отражения S_{11} во всём диапазоне рабочих частот;

3) расчет величин L , C :

- расчет μ и k в диапазоне рабочих частот;
- расчет L_0 и C из условий циркуляции (2) при $\varphi = \pi$ на частоте ω_2 ;
- расчет $Z'_{+/-}(\omega)$ по формуле (6) и известным μ и k , L_0 и C в полосе рабочих частот;

4) расчет частот ω_1 , ω_3 и ω_4 :

- определение частоты ω_1 , на которой $Z'_+ - Z'_- = j \frac{2\sqrt{3}}{3} \rho_0$, и по известным ω_1 и ω_2 проверить на соответствие полосе рабочих частот. При полосе меньше требуемой, необходимо уменьшить величину σ и провести расчёт по п. 1;
- определение частоты ω_4 , на которой $Z'_+ = \infty$;
- определение величин реактивностей L_1 , C_1 последовательного контура по формулам (14), (15);
- определение частоты ω_3 , на которой $Z_- = Z'_- - Z_1 = 0$;

5) расчёт элементов согласующей цепи общего контура Z_C по формулам (16)–(19);

6) расчёт коэффициента отражения S_{11} в диапазоне рабочих частот по формуле (21) и проверка на соответствие заданным техническим требованиям;

7) оптимизация параметров согласующих цепей Z_C и Z_1 :

- поиск оптимальных значений величин элементов последовательного контура в каждом плече L_1 , C_1 .
- поиск оптимальных значений величин элементов цепи общего контура $L_{00}C_{00}L_{01}C_{01}$.

8) разработка ТЗ на конструирование.

Необходимо отметить, что расчёт значений величин элементов эквивалентной схемы при проектировании должен проводиться с учётом возможности физической реализации этих элементов.

Заключение

В результате выполненных исследований разработана методика проектирования широкополосных Y-циркуляторов с использованием методов теории цепей. Методика основывается на представлении эквивалентной схемы широкополосного циркулятора на сосредоточенных элементах в виде Y-соединения индуктивностей переплетённых рамок L_{\pm} с параллельно включёнными ёмкостями C , в каждое плечо которого включён последовательный контур $Z_1(L_1C_1)$,

а между общей точкой индуктивностей и корпусом включена цепь Z_c , состоящая из соединённых параллельно последовательного контура $L_{00}C_{00}$ и параллельного контура $L_{01}C_{01}$. Предлагаемая методика включает два основных этапа: на первом этапе приближённо рассчитываются все численные значения параметров реактивностей цепей Z_1 и Z_c исходя из обеспечения близких к идеальным условий циркуляции на трёх частотах заданного диапазона рабочих частот, на втором этапе эти значения параметров уточняются с помощью оптимизации.

Предложенная методика расчёта была опробована авторами при разработке широкополосных Y -циркуляторов и вентилях дециметрового и метрового диапазонов длин волн. В метровом диапазоне длин волн макет развязывающего узла с размерами $45 \times 50 \times 20$ мм³ обеспечивал обратные потери не менее 18 дБ при вносимых потерях не более 1,0 дБ в полосе рабочих частот не менее 45%.

Библиографический список

1. **Вамберский, М.Ю.** Конструирование ферритовых развязывающих приборов СВЧ / М.Ю. Вамберский, В.П. Абрамов, В.И. Казанцев. – М.: Радио и связь, 1982.
2. **Козлов, В.А.** Широкополосный ферритовый СВЧ циркулятор на сосредоточенных элементах / В.А. Козлов, А.В. Сорокин // Материалы XVII междунар. научно-технич. конф. «ИСТ-2011» / НГТУ. – Н. Новгород, 2011. С. 96–97.
3. **Бородин, В.Н.** Двухчастотные Y -циркуляторы и вентили на сосредоточенных элементах / В.Н. Бородин, В.А. Козлов, А.В. Сорокин // Антенны, 2007. Вып. 12 (127). С. 6–8.
4. **Бородин, В.Н.** Двухчастотные ферритовые СВЧ циркуляторы с изменяющимся направлением циркуляции / В.Н. Бородин, В.А. Козлов, А.В. Сорокин // Антенны, 2009. Вып. 10 (149). С. 67–68.
5. **Katoh, H.** Temperature-stabilized 1.7-GHz Broad-Band Lumped-Element Circulator // IEEE Transactions, 1975. V. MTT–23. N 8. P. 685–696.
6. **Konishi, Y.** Design of a New Broad-Band Isolator / Y. Konishi, N. Hoshino // IEEE Transactions, 1971, V. MTT–19. N 3. P. 260–269.
7. **Хелзайн, Дж.** Пассивные и активные цепи СВЧ: [пер. с англ.] / Дж. Хелзайн. – М.: Радио и связь, 1981.
8. Основы теории цепей: учебник для вузов / Г.В. Зевеке [и др.]. – М.: Энергия, 1975.
9. **Гупта, К.** Машинное проектирование СВЧ устройств: [пер. с англ.] / К. Гупта, Р. Гардж, Р. Чадха. – М.: Радио и связь, 1987.

Дата поступления
в редакцию 22.06.2012

V.A. Kozlov, A.V. Sorokin

THE METHODS OF DESIGN WIDEBAND FERRITE Y -CIRCULATORS ON LUMPED ELEMENTS

Research Institute of Measuring Systems n.a. U.E. Sedakova

Purpose: The purpose of the paper is to construct a methods of designing broadband Y -circulators on the lumped elements with the smallest possible sizes.

Design/methodology/approach: The article proposes a qualitative model of the Y -circulator that allows to justify the choice of the type matching circuits, witch give wide band of operations. Calculation of the lumped elements based on the use of the eigenvalue of impedance matrix Y -circulator.

Findings: The essence of the established methods of design is to optimize the operating mode Y -circulator and determining the parameters of lumped elements corresponding to this regime.

Research limitations/implications: The proposed equivalent circuits in the article do not account for the dissipative losses. These results provide a basis for developing methods of engineering calculation of Y -circulators on the lumped elements.

Originality/value: The value of the results, presented in this work, is the physical visibility of gradual transition from the narrow-band Y -circulator to broadband by optimizing the operating mode and the appropriate choice of parameters of matching circuits.

Key words: Y -circulator, eigenvalue of scattering matrix, matching circuit, lumped element.