Розглянуто один з можливих підходів в рішенні проблеми створення високоефективних широкосмугових фазообертачів. Запропоновані принцип і пристрій дозволяють розширити діапазон робочих частот або підвищити точність фазового зсуву в колишньому діапазоні

Ключові слова: аналогова обробка сигналів, квадратурні сигнали, фазовий зсув, фазові ланки, топологічний аналіз

Рассмотрен один из возможных подходов в решении проблемы создания высокоэффективных широкополосных фазовращателей. Предложенные принцип и устройство позволяют расширить диапазон рабочих частот или повысить точность фазового сдвига в прежнем диапазоне

Ключевые слова : аналоговая обработка сигналов, квадратурные сигналы, фазовый сдвиг, фазовые звенья, топологический анализ

One of possible approaches in the problem solving of a high-performance broadband phase changers creation is considered. Offered principle and device allow to extend working frequency range or to improve precision of phase shift in a former range.

Key words: analog signal processing, quadrature signals, phase shift, phase links, topological analysis

УДК 621.372.852.29

ПРИНЦИП И УСТРОЙСТВО ФОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ С ОПРЕДЕЛЕННЫМ ФАЗОВЫМ СДВИГОМ В ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

О.Л. Ротач*

А.Н. Зеленин
Кандидат технических наук, профессор, преподаватель
Кафедра «Сети связи»*
Контактный тел.: (057) 345-00-83
*Харьковский национальный университет радиоэлектроники
пр. Ленина, 14, г. Харьков, 61166
E-mail: fleur-de-nuit@yandex.ru

1. Введение

В устройствах радиотехники и телекоммуникаций часто необходимо формировать колебания с определенным фазовым сдвигом (устройства квадратурной модуляции (демодуляции), формирование SSB сигналов, устройства с фазовым подавлением помех и т.п.).

В цифровой обработке сигналов такие проблемы решаются аппаратно-программными методами, а в устройствах аналоговой схемотехники подобные задачи решаются довольно сложно, что связано с необходимостью обеспечивать и частотную диапазонность.

Несмотря на доминирующую роль цифровой обработки сигналов в телекоммуникационных системах, не теряют актуальность методы и средства аналоговой обработки, которые все чаще становятся идеологической основой для проектирования средств функциональной микроэлектроники.

2. Постановка задачи

Известны устройства, называемые фазовыми фильтрами [2]. Они представляют собой устройства, в которых на заданной частоте фаза выходного сигнала сдвигается относительно входного на определенную величину, при этом коэффициент передачи для амплитудных соотношений инвариантен к частоте.

Для получения фиксированного фазового сдвига в диапазоне частот используют фазовые четырехполюсники, фазовый сдвиг в которых является логарифмической функцией частоты. Недостатком такого звена является пониженная функциональность, проявляемая в том, что требуемая точность поддержания фазового сдвига обеспечивается в относительно малом диапазоне частот.

Таким образом, стоит задача улучшить функциональные возможности устройства, выражающиеся в расширении диапазона рабочих частот, где обеспечивается требуемая точность поддержания фазового сдвига, либо повышенная точность поддержания фазового сдвига в прежнем диапазоне рабочих частот.

3. Анализ базового четырехполюсника широкополосного фазовращателя

При реализации фазовых звеньев, позволяющих получить фиксированный фазовый сдвиг в диапазоне частот, приходят к схемотехническим решениям на основе активных четырехполюсников [3], фаза каждого из которых изменяется от частоты по логарифмическому закону (рис. 1).

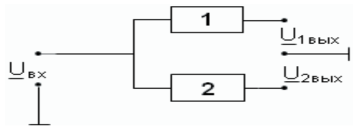

Рис. 1. Структура двухфазного фазового звена

Допустим, что на вход четырехполюсников 1 и 2 синфазно подается напряжение $\underline{U}_{вх}$. Полагаем, что фазовые сдвиги выходных напряжений $\underline{U}_{1вых}$ и $\underline{U}_{2вых}$ являются логарифмическими функциями частоты F, φ_1 и φ_2 – соответственно фазовые сдвиги четырехполюсников 1 и 2.

Тогда:

$$\varphi_1 = A_1 + \ln K_1 F, \qquad (1)$$
$$\varphi_2 = A_2 + \ln K_2 F,$$

где A_1, K_1, A_2, K_2 – постоянные четырехполюсников.

При выполнении (1) на выходе двухфазного фазового звена (рис.1) получили два напряжения с разностью фаз равной:

$$\Delta\varphi_{12} = \varphi_1 - \varphi_2 = A_1 - A_2 + \ln K_1 F - \ln K_2 F = A_1 - A_2 + \ln\frac{K_1}{K_2} = \text{const}. \qquad (2)$$

Из (2) следует, что логарифмическая зависимость фазы выходного напряжения от частоты F позволяет получить два напряжения с постоянным фазовым сдвигом, независимых от частоты.

Понятно, что в реальных условиях соотношение (2) будет выполняться с определенной точностью в определенном диапазоне частот. В этом случае, перед разработчиком встает проблема аппроксимации реальной зависимости $\Delta\varphi(F)$ с учетом требований точности и диапазонности устройства.

Подобные задачи могут быть решены в рамках подходов, использующих принципы параметрической оптимизации, для которой характерно то, что оптимизируются параметры либо наперед заданной схемы, либо математической аппроксимирующей модели [1]. В нашем случае актуален первый вариант, т.к. типовые решения по схемотехнике фазовых звеньев уже известны.

На рис. 2 приведена схема четырехполюсника, при определенных условиях удовлетворяющая поставленным выше требованиям.

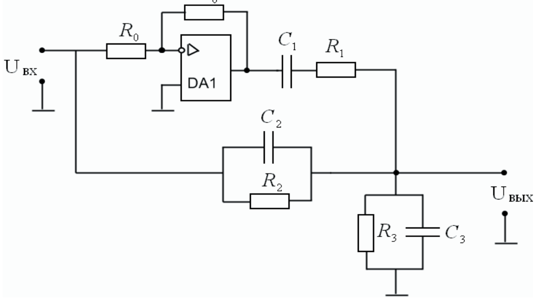

Рис. 2. Фазовое звено

На рис. 3 приведена топологическая модель фазового звена, изображенного на рис. 2.

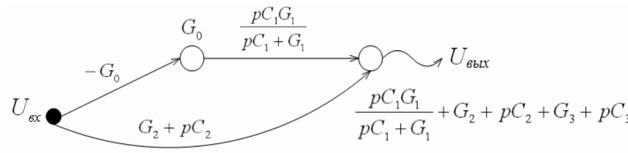

Рис. 3. Топологическая модель фазового звена

Выведем передаточную функцию фазового звена:

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_{вх}(p)} = \frac{(G_2 + pC_2)\cdot G_0 - G_0 \cdot \dfrac{pC_1G_1}{pC_1+G_1}}{G_0 \cdot \left(\dfrac{pC_1G_1}{pC_1+G_1} + G_2 + pC_2 + G_3 + pC_3\right)} =$$

$$= \frac{p^2C_1C_2 + p(C_1G_2 + C_2G_1 - C_1G_1) + G_2G_1}{p^2(C_1C_2 + C_1C_3) + p(C_1G_1 + C_1G_2 + C_2G_1 + C_1G_3 + C_3G_1) + (G_1G_2 + +G_1G_3)}, \qquad (3)$$

Приведем передаточную функции фазового звена к каноническому виду, для этого числитель и знаменатель разделим на $(C_1C_2 + C_1C_3)$.

Проведя преобразования, получаем:

$$W^*(p) = \frac{C_1}{C_2 + C_3} \cdot \frac{p^2 - p\left[\dfrac{C_1(G_1 - G_2)}{C_1C_2} - \dfrac{G_1}{C_1}\right] + \dfrac{G_2G_1}{C_2C_1}}{p^2 + p\left[\dfrac{G_1 + G_2 + G_3}{C_2 + C_3} + \dfrac{G_1}{C_1}\right] + \dfrac{G_1(G_2 + G_3)}{C_1(C_2 + C_3)}} \qquad (4)$$

Канонический вид передаточной функции для фазового звена второго порядка имеет следующий вид [2]:

$$W^*(p) = K_\phi \cdot \frac{p^2 - \dfrac{\omega_0^{'}}{Q_F^{'}} p + \omega_0^{'2}}{p^2 + \dfrac{\omega_0}{Q_F} p + \omega_0^2}. \qquad (5)$$

Сравнив выведенную нами передаточную функцию (4) с канонической (5), получим:

$$K_\phi = \frac{C_1}{C_2 + C_3}; \quad \omega_0^{'} = \sqrt{\frac{G_2G_1}{C_2C_1}}; \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{G_1(G_2 + G_3)}{C_1(C_2 + C_3)}};$$

$$\frac{\omega_0^{'}}{Q_F^{'}} = \frac{G_1 - G_2}{C_2} - \frac{G_1}{C_1};$$

$$Q_F^{'} = \frac{\omega_0^{'}}{\dfrac{G_1 - G_2}{C_2} - \dfrac{G_1}{C_1}} = \frac{\sqrt{G_2C_2 \cdot G_1C_1}}{(G_1 - G_2)C_1 - G_1C_2};$$

$$Q_F = \frac{\omega_0}{\dfrac{G_1 + G_2 + G_3}{C_2 + C_3} + \dfrac{G_1}{C_1}} = \frac{\sqrt{G_1(G_2 + G_3)\cdot C_1(C_2 + C_3)}}{(G_1 + G_2 + G_3)C_1 + G_1(C_2 + C_3)}.$$

4. Нормирование параметров базового четырехполюсника

В [3] указывается, что требуемая логарифмическая частотная зависимость фазы выходного звена реализуется при следующих соотношениях элементов фазового звена, приведенного на рис. 2:

$$a=\frac{C_2}{C_1};\ R_2=\frac{R_1}{a};\ R_3=\frac{1-4a}{4a}\cdot R_2;\ C_3=\frac{4a}{1-4a}\cdot C_2. \qquad (6)$$

Сделав C_1 и R_1 базовыми, – пересчитаем R_2 и R_3 через R_1, C_2 и C_3 через C_1, т.е. в передаточной функции будут параметры G_1, C_1 и a.

Тогда с учетом приведения номиналов, получаем, что $C_2=aC_1$, $C_3=\frac{4a^2}{1-4a}C_1$, $\omega_0^{'}=\omega_0=\frac{G_1}{C_1}$, а $Q_F^{'}=Q_F=\frac{a}{1-2a}=\frac{1}{b}$.

Учитывая полученные значения $\omega_0^{'}$, ω_0, $Q_F^{'}$ и Q_F, запишем $W^*(p)$ в виде:

$$W^*(p)=\frac{aC_1}{aC_1+\frac{4a^2}{1-4a}C_1}\cdot\frac{p^2-\frac{G_1}{C_1}\cdot\frac{(1-2a)}{a}p+\frac{G_1^2}{C_1^2}}{p^2+\frac{G_1}{C_1}\cdot\frac{(1-2a)}{a}p+\frac{G_1^2}{C_1^2}}=$$
$$=(1-4a)\cdot\frac{p^2-\frac{b}{\tau}p+\left(\frac{1}{\tau}\right)^2}{p^2+\frac{b}{\tau}p+\left(\frac{1}{\tau}\right)^2}, \qquad (7)$$

где $\tau=R_1C_1=R_2C_2=R_3C_3=1/\omega_0$,

5. К обоснованию значения нормировочного параметра a

Для получения комплексного коэффициента передачи $K(j\omega)$ заменим в $W^*(p)$ оператор p на $j\omega$, после разделим числитель и знаменатель полученной передаточной функции на $\omega_0\omega$, при этом, обозначив $\frac{\omega_0}{\omega}=x$. Получим:

$$K(j\omega)=(1-4a)\cdot\frac{\sqrt{\left(x-\frac{1}{x}\right)^2+b^2}\cdot e^{\operatorname{arctg}\left(-\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right)}}{\sqrt{\left(x-\frac{1}{x}\right)^2+b^2}\cdot e^{\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right)}}. \qquad (8)$$

Из (8) следует, что амплитудно-частотная характеристика постоянна в диапазоне частот и равна:

$$|K(j\omega)|=1-4a, \qquad (9)$$

а фазочастотная характеристика:

$$\arg K(j\omega)=\operatorname{arctg}\left(-\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right)-\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right)=$$
$$=-2\cdot\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right)=\varphi(\omega) \qquad (10)$$

Тогда $$\left|\frac{\varphi(\omega)}{2}\right|=\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right). \qquad (11)$$

Для определения степени приближения полученной функции к разности фаз двух напряжений на выходе двухфазного фазового звена (2) производим ряд преобразований (введение замены $x=e^{\ln x}$ и $x-\frac{1}{x}=e^{\ln x}-e^{-\ln x}=2\cdot\operatorname{sh}(\ln x)$, разложение в ряд функций гиперболического синуса [4], ограничиваясь первым членом), после чего получаем следующее соотношение:

$$\frac{\varphi(\omega)}{2}\approx-\left[\frac{\pi}{2}+\frac{2}{b}\ln x\right] \qquad (12)$$

или

$$\varphi(\omega)\approx-\left[\pi+\frac{4}{b}\ln x\right]. \qquad (12')$$

Это соотношение подтверждает, что анализируемая схема способна обеспечить требуемую логарифмическую зависимость $\varphi(\omega)$.

Понятно, что соотношение (12') соответствует (11) в определенной области частот x, где с математической точки зрения являются допустимыми ограничения рядов.

Для обеспечения относительного постоянства фазового сдвига выходного колебания относительно входного в диапазоне частот необходимо использовать два логарифмических четырехполюсника.

Структура такого фазового звена приведена на рис. 4. Это двухканальное устройство, в котором первый канал базируется на первом базовом четырехполюснике, а второй канал – на втором базовом четырехполюснике.

Второй канал имеет передаточную функцию однотипную первому (7):

$$W_2(p)=(1-4a_2)\cdot\frac{p^2-\frac{b_2}{\tau}p+\left(\frac{1}{\tau}\right)^2}{p^2+\frac{b_2}{\tau}p+\left(\frac{1}{\tau}\right)^2},$$

где $a_2=\frac{C_2^{'}}{C_1^{'}}$, $R_2^{'}=\frac{R_1^{'}}{a_2}$,

$$R_3^{'}=\frac{1-4a_2}{4a_2}\cdot R_2^{'},\ C_3^{'}=\frac{4a_2}{1-4a_2}\cdot C_2^{'},\ b_2=\frac{1-2a_2}{a_2},$$

$$\tau=R_1^{'}C_1^{'}=R_2^{'}C_2^{'}=R_3^{'}C_3^{'}=R_1C_1=R_2C_2=R_3C_3.$$

Фазочастотная характеристика каждого из каналов определяется следующими соотношениями (рис. 5):

$$\varphi_1(\omega)=-2\cdot\operatorname{arctg}\left(\frac{b}{x-\frac{1}{x}}\right),\ \varphi_2(\omega)=-2\cdot\operatorname{arctg}\left(\frac{b_2}{x-\frac{1}{x}}\right).$$

Постоянные a и a_2 (и, соответственно, b и b_2) для каждого канала определяются исходя из условий получения требуемых фазовых сдвигов φ_1 и φ_2 гармонических выходных сигналов первого и второго каналов, относительно входного гармонического колебания.

Для подобной структуры фазовращателя можно предположить реализацию $(\varphi_1-\varphi_2)$ в диапазоне частот в виде, представленном на рис. 6.

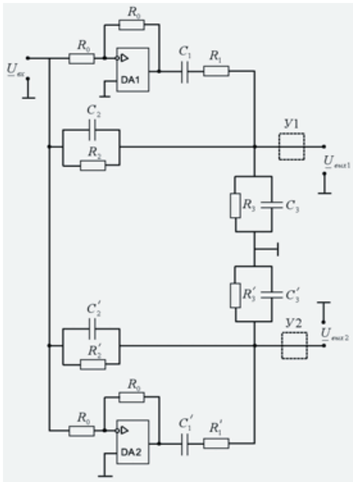

Рис. 4. Структура широкополосного фазовращателя

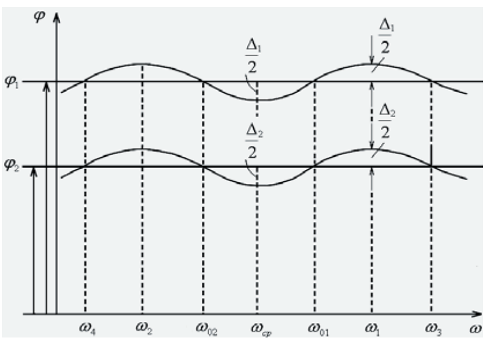

Рис. 5. Фазочастотная характеристика первого и второго каналов

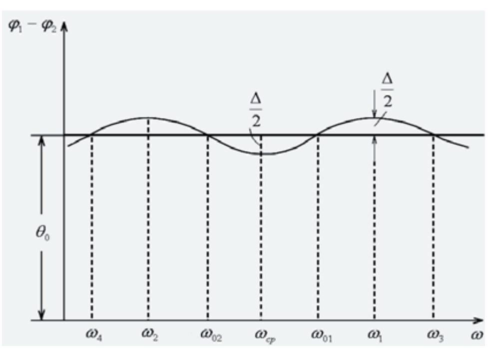

Рис. 6. Зависимость сдвига фазы от частоты

Из общих соображений (см. рис.6) следует, что для $\omega=\omega_{ср}$

$$\varphi_1-\varphi_2=\theta_0-\frac{\Delta}{2},$$

где θ_0 – требуемый фазовый сдвиг,

а $\frac{\Delta}{2}$ – максимальное допустимое отклонение фазового сдвига от требуемого значения.

Тогда на основании (12) для отдельных четырехполюсников получаем:

$$\varphi_1=-\left[\pi-\left(\frac{\theta_0}{2}-\frac{\Delta}{4}\right)\right],\ \varphi_2=-\left[\pi+\left(\frac{\theta_0}{2}-\frac{\Delta}{4}\right)\right]$$

и $\varphi_1-\varphi_2=\theta_0-\frac{\Delta}{2}$.

Для определения параметров и номиналов элементов фазосдвигающих устройств нужно найти необходимые параметрические частоты, которые на графике (рис. 6) обозначены через ω_{01} и ω_{02}.

На основание формулы (11) после введения замены $x=e^{\ln x}$ и $x-\frac{1}{x}=2\cdot\mathrm{sh}(\ln x)$ для $\omega=\omega_{ср}$ получим уравнения для фазовых сдвигов четырехполюсников. Решая их относительно ω_{01} и ω_{02}, получаем, что $\omega_{01}>\omega_{ср}>\omega_{02}$ и $\omega_{01}\cdot\omega_{02}=\omega_{ср}^2$.

Количественное определение частот ω_{01} и ω_{02} связано с параметром b и величиной $\frac{\Delta}{2}$, определяющей точность обеспечения требуемой фазовой характеристики. Однако величина b должна быть выбрана, исходя из условия наименьшего отклонения разности фаз $\varphi_1-\varphi_2$ от θ_0 в заданном диапазоне частот.

Для определения максимального отклонения фазы необходимо прежде всего определить значения частот ω_1 и ω_2 (рис. 6), соответствующие максимальному отклонению разности фаз от заданного θ_0. Получаем:

$$\left.\begin{aligned}\omega_1&=\omega_{ср}\sqrt{-\frac{\beta}{2}+\sqrt{\frac{\beta^2}{4}-1}}\\ \omega_2&=\omega_{ср}\sqrt{-\frac{\beta}{2}-\sqrt{\frac{\beta^2}{4}-1}}\end{aligned}\right\}, \qquad (13)$$

где

$$\beta=6-b^2\left[1-\mathrm{tg}^2\left(\frac{\theta_0}{4}-\frac{\Delta}{8}\right)\right].$$

Видно, что ω_1 и ω_2 также симметричны в геометрическом отношении, т.е.

$\omega_1\cdot\omega_2=\omega_{ср}^2$ (см. рис. 6).

В практических условиях для широкого диапазона частот нас интересует получение фазовой характеристики в виде двугорбой кривой типа рис.6. В этом случае выполнение неравенств $\beta<0$ и $\beta^2>4$, при которых, как следует из (13), ω_1 и ω_2 являются действительными числами, обязательно. Значения экстремальных частот ω_1 и ω_2 позволяют определить максимальное отклонение фазы от заданного θ_0. Для этой цели удобно составить выражение для половины максимального значения фазового угла, т.е. для $\frac{\theta_0}{2}+\frac{\Delta}{4}$.

После преобразований для (11) получаем:

$$\mathrm{ctg}\left(\frac{\theta_0}{2}+\frac{\Delta}{4}\right)=\frac{2}{b^2}\sqrt{b^2\left[1-\mathrm{tg}^2\left(\frac{\theta_0}{4}-\frac{\Delta}{8}\right)\right]}-4\cdot\mathrm{ctg}\left(\frac{\theta_0}{4}-\frac{\Delta}{8}\right). \qquad (14)$$

В этом выражении отражена зависимость между максимальным отклонением фазы $\frac{\Delta}{2}$ и параметром b при заданном значении θ_0. На рис. 7 приведены кривые $\frac{\Delta}{2}=f(b)$ для трех значений θ_0, рассчитанные согласно уравнению (14).

Для построения фазовой характеристики типа рис.6 могут понадобиться значения частот ω_3 и ω_4, при которых $\varphi_1-\varphi_2=\theta_0$.

Указанные частоты могут быть определены из уравнения

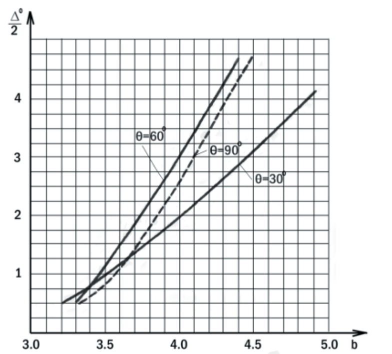

Рис. 7. Графики зависимостей $\frac{\Delta}{2} = f(b)$

$$\mathrm{tg}\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right) = \mathrm{tg}\frac{\theta_0}{2}. \qquad (15)$$

Зависимость $\frac{\omega_4}{\omega_{ср}}$ как функция от b приведена на рис. 8.

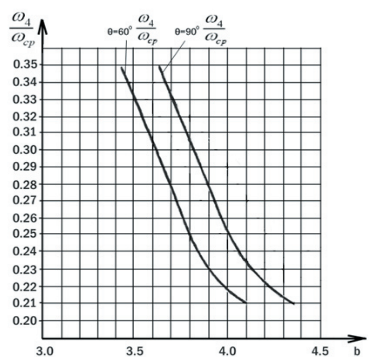

Рис. 8. Графики зависимостей $\frac{\omega_4}{\omega_{ср}}$ как функций от b

Таким образом, мы получили еще четыре опорные точки для построения фазовой характеристики: ω_3 и ω_4. Ранее мы установили три опорных значения частоты: $\omega_{ср}$, ω_1 и ω_2.

Дальше необходимо определить значения крайних частот фазовой характеристики ω_5 и ω_6, для которых $\varphi_1 - \varphi_2 = \theta_0 - \frac{\Delta}{2}$. Этим самым удается решить вопрос о диапазонных свойствах фазосдвигающей системы при заданной точности $\pm\frac{\Delta}{2}$. Уравнение, позволяющее установить значения крайних частот диапазона ω_5 и ω_6, можно записать в виде

$$\mathrm{tg}\left(\frac{\varphi_1 - \varphi_2}{2}\right)_{\omega=\omega_{5,6}} = \mathrm{tg}\left(\frac{\theta_0}{2} - \frac{\Delta}{4}\right). \qquad (16)$$

Приближенное решение уравнения (16) с учетом того, что $\omega_5 = \frac{\omega_{ср}^2}{\omega_6}$, дает зависимость

$$\frac{\omega_5}{\omega_6} = \frac{\omega_{макс}}{\omega_{мин}} \approx \frac{1}{\left[\frac{1}{2}\cdot\frac{\mathrm{ctg}\left(\frac{\theta_0}{2} - \frac{\Delta}{4}\right)}{\mathrm{ctg}\left(\frac{\theta_0}{4} - \frac{\Delta}{8}\right)}\cdot\frac{b^2}{a_0} - \sqrt{\frac{1}{4}\cdot\frac{\mathrm{ctg}^2\left(\frac{\theta_0}{2} - \frac{\Delta}{4}\right)}{\mathrm{ctg}^2\left(\frac{\theta_0}{4} - \frac{\Delta}{8}\right)}\cdot\frac{b^4}{a_0^2} - \frac{1}{a_0}}\right]^2}, \qquad (17)$$

где $a_0 = b^2\left[1 - \mathrm{tg}^2\left(\frac{\theta_0}{4} - \frac{\Delta}{8}\right)\right]$.

Формула (17) дает ответ на вопрос о полосе частот фазовращателя при заданных θ_0, $\frac{\Delta}{2}$ и b. На рис. 8 приведены графики зависимостей $\frac{\omega_4}{\omega_{ср}}$ как функций от b.

Соображения по выбору параметра a_2 (соответственно, и b_2) второго базового фазового четырехполюсника аналогичны выбору параметра a первого базового четырехполюсника.

6. Выводы

Проведенный анализ предложенной структуры широкополосного фазовращателя дает возможность по заданной (требуемой) совокупности исходных данных дать ответ на вопрос о том, в каком частотном диапазоне может быть реализована требуемая точность поддержания фазового сдвига (и наоборот). Полученные графики могут быть использованы как номограммы для автоматизации проектирования подобных фазовращателей. В частности, в телекоммуникациях часто необходимо иметь сформированные квадратурные сигналы. В этом случае проектирование фазового модуля может быть осуществлено по принципу (условию): $\varphi_1 - \varphi_2 = \frac{\pi}{2}$.

Так как фазовые каналы выбраны одинаковыми по структуре, можно ожидать повышения точности устройства в более широком диапазоне частот из-за того, что φ_1 и φ_2 могут претерпевать однохарактерные и равновеликие в диапазоне частот (разность фаз – относительный параметр). Так как разные базовые фазовые четырехполюсники на своих выходах реализуют различные фазовые сдвиги φ_1 и φ_2 относительно входного гармонического колебания, то АЧХ этих базовых четырехполюсников, определяющиеся в соответствии с (12), будет иметь различный уровень, т.к. $\varphi_1 \neq \varphi_2$, $a \neq a_2$. Поэтому для выравнивания сигналов на выходах базовых четырехполюсников необходимо поставить регулируемые неинвертирующие масштабирующие усилители (на рис. 4 они представлены элементами У1 и У2, которые обозначены пунктирными линиями).

Литература

1. Системные аспекты параметрического синтеза технологических моделей частотно-избирательных устройств. Костромицкий А.И., Чуев И.А., Бондарь Д.В., Зеленин А.Н. // Радиотехника. Всеукр. межвед. науч.-техн. сб. 2004. Вып.137. с.177–184.
2. Зеленин А.Н. Схемотехника радиоэлектронных устройств на ИС. – Х.: Телетех, 2003, – 291с.
3. Б.Б. Штейн, Н.А. Черняк. Однополосная модуляция с помощью фазовых схем. – М.: Связьиздат,1959. – 164с.
4. А. Анго. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: «Наука», 1965. – 779с.