

УДК 621.317.08

СИНТЕЗ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ СДВИГА ФАЗ ДЛЯ СИСТЕМ АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ

Сапельников В.М.

ФГБОУ ВПО Уфимский государственный нефтяной технический университет,
г. Уфа

e-mail: sapelnikovvm@mail.ru

Сухинец Ж.А., Гулин А.И.

ФГБОУ ВПО Уфимский государственный авиационный технический
университет, г. Уфа

e-mail: gulin_tks@ugatu.ac.ru

Аннотация. Рассмотрен метод синтеза дискретных фазовращателей в виде искусственных LC - и RC -линий без методической погрешности. Исследованы и оценены методические погрешности моделирования длинных линий, возникающие при использовании традиционных методов создания подобных фазовращателей.

Ключевые слова: цепная трехполюсная структура, искусственная линия, фазовращатель, частота, варикап, функция преобразования

Внедрение систем автоматизированного управления (САУ) во все сферы жизнедеятельности требует решения задач, связанных с расчетом и проектированием сложных устройств. Это вызывает необходимость дальнейшего развития методов логического перехода от заданной характеристики устройства к самой электрической схеме. Совокупность таких методов составляет теорию синтеза, важнейшим разделом в котором является синтез устройств цепной трехполюсной структуры (ЦТС). Вопросы синтеза таких цепей имеют, кроме того, и большое прикладное значение, поскольку электрическая цепь может служить моделью и схемой замещения [1, 2] многих явлений и процессов. Имеется и ряд других причин, к числу которых, несомненно, относится резкое увеличение количества устройств САУ, составленных из большого числа каскадного соединения элементов преобразователей. Использование в этих целях частотных датчиков, преобразующих измеряемую величину в пропорциональную ей частоту или фазу, совмещает простоту и универсальность, свойственную аналоговым устройствам, с точностью и помехоустойчивостью, характерными для датчиков с кодовым выходом. В настоящее время разработаны частотные датчики, пригодные для измерения почти всех известных физических величин.

Кроме того, с энергетической точки зрения самым тяжелым участком измерительного канала [3, 4] является участок от выхода датчика до входа усилительно-преобразующей аппаратуры. Мощность же даже низкочастотных RC -датчиков с частотным выходом на три – четыре порядка превышает мощности реостатных, индуктивных, тензорезистивных, пьезоэлектрических амплитудных преобразователей. Подобные схемы в виде искусственных RC или LC линий используются также для регулирования фазы в САУ и полярно-координатных компенсаторах [5, 6], позволяющие регулировать фазу и частоту в широких пределах. Основное преимущество их применения – простота изготовления, использование лишь двух номиналов элементов, возможности интегрального исполнения и бесконтактных способов регулирования параметров.

При измерениях параметров сыпучих материалов: уровня, влажности, концентрации веществ и т.п. применяют преобразователи с распределенными параметрами (ПРП) и длинные линии [7], схемы замещения которых представляют ЦТС. Таким образом, исследование и проектирование преобразователей с ЦТС не потеряло актуальности и в настоящее время.

Искусственная линия, работающая как фазовращатель на π радиан, содержит конечное число $n/2$ RC -звеньев (рисунок 1), каждое из которых считается двуплечим. Изменение угла сдвига фаз в этом фазовращателе достигается с помощью переключателя S .

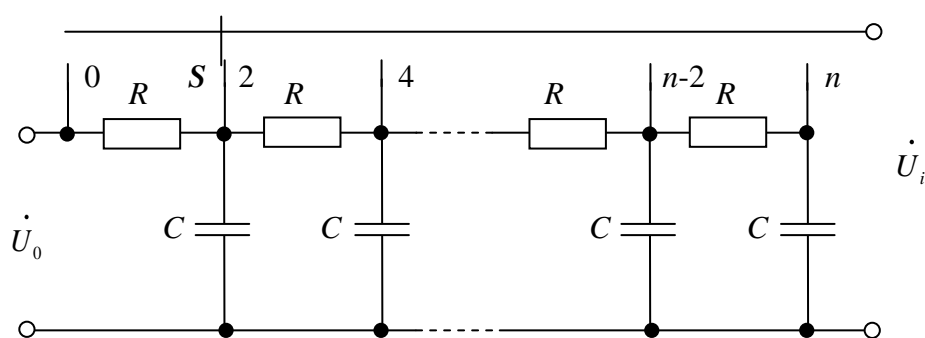


Рисунок 1. RC -фазовращатель

Во многих работах, например [5], каждый из однородных параметров плеча T (R или C) предлагается определять из полного T_p (R_p или C_p), делением последнего на число звеньев n , что приводит к методической погрешности в значениях фазы, резко возрастающей с уменьшением числа звеньев.

$$T = \frac{T_p}{n/2},$$

Рассмотрим методику синтеза искусственной линии в качестве фазовращателя с устранением этой методической погрешности. Предположим, необходимо получить фазовый сдвиг между напряжениями на входе U_0 и выходе

U_n , равным π радиан. Тогда функция преобразования (ФП) K_n , согласно [8], будет равна

$$K_n = \operatorname{ch}\beta l,$$

где β – постоянная сдвига фазы,
 l – полная длина линии;

$$\beta = \sqrt{\frac{\omega \cdot C_0 \cdot R_0}{2}},$$

где ω – угловая частота;
 R_0 и C_0 – первичные параметры линии.
 Так как в данном случае

$$\beta l = \pi, \quad (1)$$

то ФП искусственной линии равна $K_n = -11,6$

Знак минус показывает, что напряжение в конце линии U_n сдвинуто по отношению к напряжению на входе U_0 на 180° , а модуль его будет в 11,6 раз меньше модуля U_0 .

Подставив в (1) значение β , получим выражение для угловой частоты ω_0 напряжения U_0 , которое необходимо подать, чтобы получить фазовый сдвиг напряжения U_n в конце линии на 180° .

$$\omega_0 = \frac{2\pi^2}{R_n C_n}, \quad (2)$$

где $R_n = R_0 l$ и $C_n = C_0 l$ – полное сопротивление и емкость линии соответственно.

На практике при изготовлении дискретного фазовращателя с конечным числом звеньев представляет интерес определения значений элементов R и C в плечах соответственно. Исследования в этом направлении позволили **впервые** получить следующую их взаимосвязь с полными параметрами

$$RC = k_n \frac{R_n C_n}{2\pi^2},$$

где коэффициента k_n , зависящий от числа плеч n , определяется из выражения [9]

$$\sum_{i=0,1,\dots}^p (-1)^i k_n^{2i+1} C_{0,5n+1+2i}^{2+4i} = 0, \quad (4)$$

где $C_{0,5n+1+2i}^{2+4i}$ – сочетания из $2+4i$ элементов по $0,5n+1+2i$ элемента;
 $p = 0,25n - 1$ – для четных $0,5n$;

$p = 0,25(n + 2) - 1$ – для нечетных $0,5n$, зависящий от числа плеч n ЦТС.

Например, для десятиплечевого (пятизвенного) фазовращателя уравнение (4) будет следующее

$$15k - 28k^3 + k^5 = 0.$$

Уравнения высоких степеней решаются на ПЭВМ по стандартной программе. Из всех вещественных положительных значений корней уравнения (4) выбирают те, которые не больше $\sqrt{6}$, соответствующего шестиплечему (трехзвенному) фазовращателю, т. к. использование других значений удовлетворяющих (4), для определения величин R и C при изготовлении фазовращателя, приведет к сдвигу фаз на 2π радиан и более.

Такой подход полностью исключает расхождение между расчетными и экспериментальными данными при построении дискретного фазовращателя с любым числом звеньев, не менее трех, что имеет место в работе [5].

Шаг дискретности отсчета фазы зависит от числа звеньев $n/2$ и на частоте ω_0 равен $\Delta\varphi = \frac{360^\circ}{n}$.

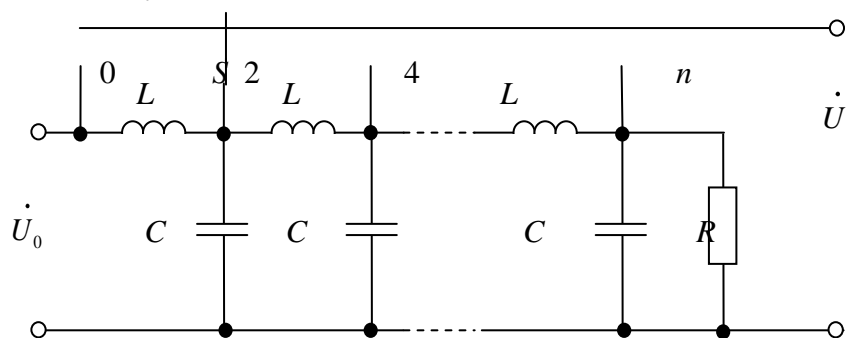


Рисунок 2. LC-фазовращатель

Весьма удобным для построения дискретных фазовращателей является использование свойств ЦТС с распределенными L и C параметрами замкнутыми на волновое сопротивление Z_c , в которых устанавливаются бегущие волны [5], позволяющие получать дискретные величины фазового сдвига от звена к звену (рисунок 2).

Пользуясь выражением для β [5] находим, что в нашем случае

$$\beta = \omega\sqrt{L_0 C_0}.$$

Для всей линии в целом имеем $L_{\pi} = L_0 l$ и $C_{\pi} = C_0 l$, тогда

$$\beta l = \omega\sqrt{L_{\pi} C_{\pi}}. \quad (5)$$

Из (5) находим частоту ω_0 , при которой напряжения на входе и выходе линии сдвинуты на 180° , т.е. $\beta l = \pi$

$$\omega_0 = \frac{\pi}{\sqrt{L_n C_n}}. \quad (6)$$

В [8] также **впервые** установлено, что частота, при которой происходит сдвиг фазы на π радиан в n -плечей ЦТС с сосредоточенными L и C параметрами, определяется из выражения

$$\omega_0 = \frac{h_n}{\sqrt{LC}}, \quad (7)$$

где h_n – зависит от числа плеч n и определяется из выражения

$$\sum_{i=0,1,\dots}^{0,5n-1} (-1)^i h_n^{n-2-2i} C_{n-i-1}^{n-2i-1} = 0, \quad (8)$$

где C_{n-i-1}^{n-2i-1} – число сочетаний из $n-i-1$ элементов по $n-2i-1$ элемента.

Так для трехзвенного (шестиплечевого) фазовращателя уравнение (8) будет

$$3 - 4h_6^2 + h_6^4 = 0,$$

откуда $h_n = h_6 = 1$.

Из всех значений h_n имеют физический смысл лишь те, которые не более $\sqrt{2}$, соответствующие двухзвенному (четырёхплечему) фазовращателю. Другие значения h_n не удовлетворяют свойствам ЦТС, в которых устанавливаются бегущие волны (возникают затухания и $\varphi \neq 180^\circ$). При построении точных многозвенных дискретных фазовращателей ($n > 14$) уравнения для определения h_n имеют высокие степени, решаемые на ПЭВМ по стандартной программе. Приравняв выражения (6) и (7) находим взаимосвязь между распределенными параметрами ЦТС и сосредоточенными, используемыми в качестве дискретного фазовращателя на $n/2$ положений, т.е.

$$LC = h_n^2 \frac{L_n C_n}{\pi^2}.$$

Такие фазовращатели дают возможность получать фазовый сдвиг на частоте ω_0 в пределах от 0 до 180° с шагом дискретности, определяемым числом звеньев $n/2$, т.е. $\Delta\varphi = 360^\circ / n$.

Сдвиг фазы на i -том звене равен

$$\varphi = \pi \frac{i}{n}.$$

При подаче на вход произвольной частоты ω получим фазовый сдвиг $\psi \neq \pi$

$$\psi = \omega \sqrt{L_n C_n} \quad (9)$$

Из выражений (6) и (9) находим влияние частоты переменного напряжения f , приложенного к входу фазовращателя, на пределы изменения сдвига фаз и шаг дискретности

$$\psi = \pi f / f_0. \quad (10)$$

Из выражения (10) легко определить необходимое изменение частоты входного напряжения, чтобы получить фазовращатель на требуемый диапазон действия, что особенно важно при построении преобразователей номинальной частоты в код для датчиков с частотным выходом.

Распространенные фазовращатели на базе ЦТС, например в [10] с подвижными контактами имеют недостаточно высокую надежность и низкое быстродействие. В настоящее время становится актуальной задача реализации измерительных фазовращателей без подвижных частей, особенно для САУ. В работе [11] рассмотрены бесконтактные фазовращатели на длинных линиях со звеньями типа LC , где плавное регулирование фазы (рисунок 3) достигается изменением значений индуктивностей за счет изменения постоянного тока, протекающего через последовательно соединенные обмотки подмагничивания, которые расположены на одних и тех же сердечниках, что и индуктивности длинной линии. Недостатками таких фазовращателей являются трудоемкость изготовления двухобмоточных индуктивностей, большие габариты и ограниченное быстродействие, зависящее от времени перемещения сердечников в LC звеньях.

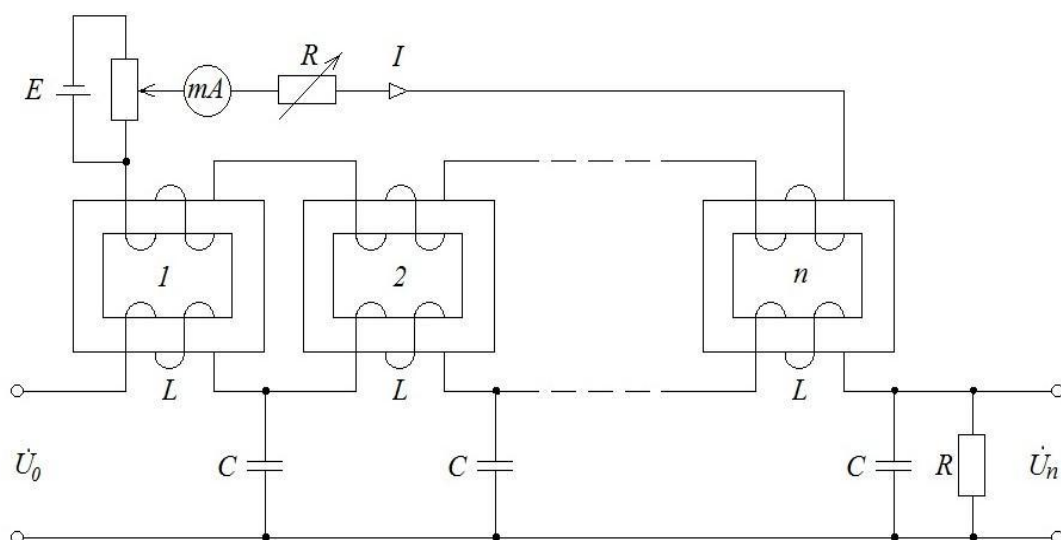


Рисунок 3. Бесконтактный фазовращатель LC- фазовращатель

Одним из перспективных направлений развития измерительной техники является использование новых, преимущественно нелинейных, радиотехнических приборов. Например, использование варикапов в качестве управляемых напряжением безынерционных емкостей в фазовращателях ЦТС типа RC (рисунок 4) позволяет получить качественно и количественно новые характеристики управления, не достигаемые в подобных схемах с линейными элементами, а именно, увеличение диапазонов регулирования, а с применением функциональных ЦАП [12], и цифрового управления фазой.

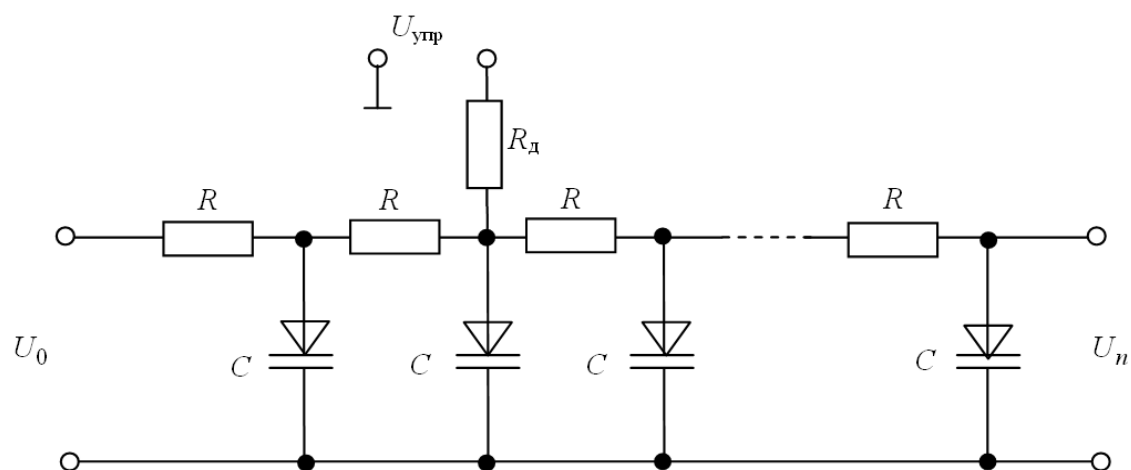


Рисунок 4. Бесконтактный фазовращатель, управляемый напряжением

Емкость C p - n перехода при изменении величины обратного смещения выражается [13]

$$C = \frac{A}{(U + \varphi_K)^b},$$

где A – коэффициент пропорциональности, зависящий от концентрации примесей и площади p - n перехода;

φ_K – контактная разность потенциалов p - n перехода, лежащая в пределах $0,4 \div 0,7$ В;

U – напряжение смещения, приложенное к p - n переходу;

b – коэффициент, зависящий от распределения примесей в переходе.

Характер изменения зависимости $C=f(U)$ определяется конструктивными размерами и технологическими особенностями полупроводника.

Если поддерживать значение напряжения смещения на емкости в $4 \div 5$ раз больше амплитуды высокочастотных колебаний, то можно считать, что емкость в основном будет определяться лишь значениями напряжения смещения. А так как обратное сопротивление перехода более одного мегома, то практически напряжение смещения на всех варикапах одинаково в виду ничтожно малого токораспределения по вертикальным ветвям-проводимостям.

Для фазовращателя со звеньями типа RC , которому соответствует схема, изображенная на рис. 4, угол сдвига фаз φ_0 между напряжением U_0 и U_n , равный 180° , получается при частоте входного напряжения

$$f_0 = \frac{k_n}{2\pi RC}. \quad (11)$$

Подставляя в (11) значение емкости варикапа, получим выражение

$$f_0 = \frac{(U + \varphi_K)^b k_n}{2\pi RA}.$$

Если частота f входного напряжения U_0 не равна f_0 , то из [11] имеем

$$\varphi = \pi \sqrt{f / f_0}.$$

Для бесконтактного фазовращателя (см. рис. 4), у которого изменение фазы на выходе достигается за счет изменения величины емкости варикапов C напряжением смещения U , а следовательно за счет изменения значения f_0 , выражение для угла сдвига фаз будет

$$\varphi = \pi \sqrt{\frac{2\pi R A f}{(U + \varphi_K)^b k_n}}. \quad (12)$$

В случае интегрального исполнения RC - фазовращателя (рисунок 5) зависимость угла сдвига фазы получим, подставляя выражение (2) в формулу (12)

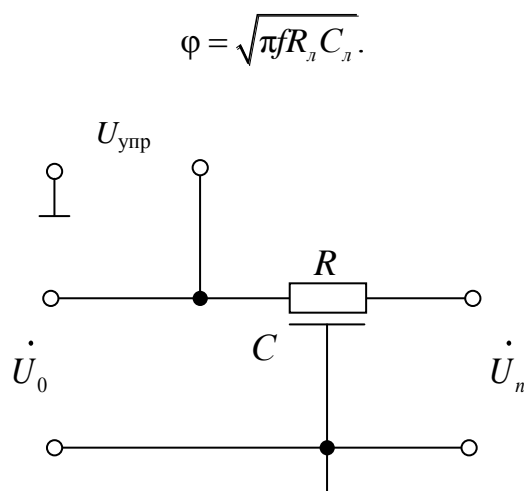


Рисунок 5. RC - фазовращатель в интегральном исполнении

В заключение необходимо подчеркнуть еще одно немаловажное достоинство фазовращателей ЦТС - это возможность одновременного получения сетки выходных напряжений с различными фазовыми сдвигами по отношению к входному напряжению, что бывает необходимо для построения различных автоматических устройств в САУ и фазорасщепителей. Для этих целей наиболее благоприятно использовать LC - фазовращатели, т.к. в них отсутствует затухание амплитуды входного напряжения.

Исследуем методическую погрешность ФП n -плечих схем замещения избирательных схем в виде искусственных LC и RC -линий, используемых для построения дискретных фазовращателей. В настоящее время при проектировании фазовращателей ЦТС с числом плеч $n > 10$ и схем замещения длинных линий используют традиционные формулы [5, 11], в результате чего частота квазирезонанса n -плечих схем замещения RC -линий описывается через элементы плеч следующим соотношением

$$\omega_0 = \frac{2\pi^2}{n^2 RC} = \frac{k'_n}{RC},$$

а для LC -линий

$$\omega_0 = \frac{\pi}{n\sqrt{LC}} = \frac{h'_n}{\sqrt{LC}}.$$

В действительности же частоты квазирезонанса подобных схем замещения описываются, как это было установлено в [8, 9], формулами

$$\omega_0 = \frac{k_n}{RC} \quad \text{и} \quad \omega_0 = \frac{h_n}{\sqrt{LC}},$$

где коэффициенты k_n и h_n зависят от числа плеч схемы замещения и определяются из уравнений (4) и (8) соответственно. Разница между коэффициентами k_n и k'_n представляет собой абсолютную методическую погрешность RC – схем замещения [14]

$$\Delta k = k_n - k'_n,$$

а разница между коэффициентами h_n и h'_n - для LC - схем замещения [15],

$$\Delta h = h_n - h'_n.$$

Численные значения погрешностей приведены в таблице 1.

Таблица 1. Абсолютные Δ и относительные γ , методические погрешности коэффициентов k'_n, h'_n

n	6	8	10	12	16	18	22	24	26
Δh_n	0,46	0,02	0,01	0,006	0,003	0,002	0,001	0,0002	0,0015
γ_{hn}	4,6	2,6	1,62	1,13	0,77	0,58	0,24	0,15	0,05
Δk_n	-0,257	-0,037	0,05	0,04	0,022	0,017	0,007	0,005	0,002
γ_{kn}	10,5	3,1	6,7	8	7,7	7,5	6	5,2	3,6

Из таблицы 1 видно, что абсолютные методические погрешности Δk_n и Δh_n уменьшаются с увеличением числа плеч преобразователя. Кроме того, абсолютная погрешность коэффициентов k'_n и меняет знак при изменении числа плеч преобразователя с шести до восьми, абсолютная погрешность Δk_n имеет максимум в окрестности точки, соответствующей числу плеч $n = 8$.

Необходимо отметить, что на практике использования искусственных линий и схем замещения интересует степень отклонения частоты или фазы от номинального значения, т.е. относительная методическая погрешность γ цепных

$$\gamma'_k = \frac{\Delta k_n}{k'_n} \quad \text{и} \quad \gamma'_h = \frac{\Delta h_n}{h'_n}$$

n – плечих LC - и RC - схем, по которым можно определить необходимое число плеч схемы замещения. В таблице также приведены относительные методические погрешности γ'_k от числа плеч n для RC - линии, из которой видно, что, несмотря на увеличение числа плеч схемы замещения с 6 до 26 и значительного

уменьшения абсолютной методической погрешности, относительная погрешность изменяется всего лишь с 10,5% до 3,6%. Кроме того, в этом диапазоне числа плеч наименьшую погрешность имеет восьмиплечая схема замещения, у которой $\gamma'_k = 3,1\%$. Относительная погрешность моделирования искусственной линии традиционным методом при изменении числа плеч от 6 до 26 уменьшается с 4,6% до 0,02%.

Выводы

Таким образом, впервые получена количественная оценка методической погрешности, возникающей при использовании традиционных методов для разработки искусственных линий в качестве фазовращателей и схем замещения ПРП и ЦТС с распределенными параметрами. Исследование методической погрешности показало, что такой подход вносит значительную погрешность при проектировании схем замещения RC -структурами, которые необходимы при моделировании устройств, выполненных по интегральной технологии. Если же допускается погрешность схемы замещения порядка 3,5%, то достаточно использовать восьмиплечую ЦТС.

Необходимо подчеркнуть, что результаты исследований, впервые позволили полностью исключить методическую погрешность в значениях частоты или фазы при любом числе плеч как для RC , так и для LC -схем замещения ЦТС с распределенными параметрами.

Литература

1. Веников В.А. Теория подобия и моделирование (применительно к задачам электроэнергетики). М.: Высшая школа, 1984. 439 с.
2. Гиллемин Э.А. Синтез пассивных цепей. Пер. с англ. М.: Связь, 1970. 448 с.
3. Барсуков Ф.И., Русанов Ю.Б. Элементы и устройства радиотелеметрических систем. М.: Энергия, 1973. 256 с.
4. Новицкий П.В., Кнорринг В.Г., Гутников В.С. Цифровые приборы с частотными датчиками. Л.: Энергия. 1970. 424 с.
5. Асеев Б.П. Фазовые соотношения в радиотехнике. М.: Связьиздат, 1959. 280 с.
6. Сапельников В.М. К расчету RC -фазорегулятора для полярно-координатного компенсатора или фазометра. // Некоторые вопросы контроля, автоматизации и телемеханизации нефтедобывающей промышленности: Уфа.: Башкирское книжное издательство, 1966. С. 65 - 72.
7. Викторов В.А. Резонансный метод измерения уровня. М.: Энергия, 1969. 192 с.

8. Гулин А.И., Сухинец Ж.А. Анализ и синтез цепных структур методом функций преобразования. ISBN: 978-3-8443-5353-2 Deutschland, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 198 с.
9. Гулин А.И. Проектирование многозвенных RC-генераторов // Известия вузов Приборостроение. 2012. Т.56, № 3. С. 14 - 18.
10. Вишенчук И.М., Котюк А.Ф., Мизюк Л.Я.: Электромеханические и электронные фазометры. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1962. 208 с.
11. Горюнов П.Н. Фазовращатель на длинных линиях с плавным изменением угла сдвига для измерительных целей: науч. тр./ ВНИИМ им. Д.И. Менделеева. М.-Л.: Стандартгиз, 1962. Вып.67, (127). С.57-64.
12. Функциональные цифроаналоговые преобразователи: принципы построения / Сапельников В.М. и др.// Датчики и системы. 2007. № 7. С. 46 – 57.
13. Берман Л.С. Введение в физику варикапов. Л.: Наука, 1968. 180 с.
14. Gulin A.I., Sukhinets Zh.A. Investigation of errors in simulation of devices with distributed parameters ///Radioelectronics and Communications Systems. 2012. Vol 55, No. 5. P. 233-237.
15. Gulin A.I., Sukhinets Zh.A. Malfunctions Modeling of Converters and Homogeneous-chain Distributed Structure Devices // Proceedings of IEEE East-West Design&Test Symposium (EWDTS 2012), 14-17 September 2012, Kharkov, Ukraine. Kharkov, 2012. P. 130-133.

SYNTHESIS OF PHASE SHIFT TRANSDUCERS FOR AUTOMATIC CONTROL SYSTEMS

V.M. Sapelnikov

Ufa state petroleum technical university, Ufa, Russia
e-mail: sapelnikovvm@mail.ru

Zh.A. Sukhinets, A.I. Gulin

Ufa state aviation technical university Ufa, Russia
e-mail: gulin_tks@ugatu.ac.ru

Abstract. The method of synthesis of discrete phase-shifters in the form of artificial LC and RC lines without methodical error is being observed. Methodical faults of long lines modeling, arising out of using of traditional methods of similar phase-shifters creation are being observed.

Keywords: ladder tripolar structure, artificial line, phase shifter, frequency, variable-capacitance diode, transform function

References

1. Brooms V.A. Similarity theory and simulation (as applied to electricity). Moscow High School, 1984. 439 s.
2. Gillemain E.A. Synthesis of passive networks / per. from English. M: Communications, 1970. 448 p.
3. Badgers F.I., Rusanov Y.B. Components and devices telemetry systems. Moscow: Energiya, 1973. 256 p.
4. Novitsky P.V., Knorring V.G., Gutnikov V.S. Digital device with frequency sensors. L.: Energy. 1970. 424.
5. Aseev B.P. Phase relations in the radio. M. Svyaz'izdat, 1959. 280.
6. Sapelnikov V.M. Calculation of RC-dephaser for poyarno-axis compensator or phase meter. // Some of the issues of control, automation and remote control of the oil industry: Ufa. Bashknigoizdat: 1966. Pp. 65 - 72.
7. Victors V.A. Resonance measurement method. Moscow: Energiya, 1969. 192 pp.
8. Gulin A.I., Suhinets J.A. Analysis and synthesis of chain structures by transformation functions. ISBN: 978-3-8443-5353-2 Deutschland, Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing. 2011. 198.
9. Gulin A.I., multilink design RC-oscillators // Izv Instrument. 2012. T.56, № 3. Pp. 14 - 18.
10. Vishenchuk I.M., Kotyukov A.F., Mizyuk L.Y.: Electromechanical and electronic phase meter. ML: Gosenergoizdat, 1962. 208 p.

11. Goryunov P.N. Shifter on long lines with a smooth change of the angle of the shift for measurement purposes: scientific. tr. / VNIIM. DI Mendeleev. ML: Standartgiz, 1962. Vyp.67, (127). С.57-64.
12. Functional digital to analog converters: principles of construction / VM Sapelnikov etc. // Sensors and Systems. 2007. Number 7. Pp. 46 - 57.
13. L. Berman Introduction to Physics varicap. Nauka, Leningrad, 1968. – 180 p.
14. Gulin A.I., Sukhinets Zh.A. Investigation of errors in simulation of devices with distributed parameters // Radioelectronics and Communications Systems. 2012. Vol 55, No. 5. P. 233-237.
15. Gulin A.I., Sukhinets Zh.A. Malfunctions Modeling of Converters and Homogeneous-chain Distributed Structure Devices // Proceedings of IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS 2012), 14-17 September 2012, Kharkov, Ukraine. Kharkov, 2012. P. 130-133.

Сведения об авторах

Сапельников В. М., д-р техн. наук, проф., кафедры «Электротехника и электрооборудование предприятий, ФГБОУ ВПО УГНТУ

V. M. Sapelnikov, dr. tech sci., department "Electronics and electrical equipment companies», FSBEI USPTU

Гулин А. И., канд. техн. наук, проф., кафедры «Телекоммуникационные системы», ФГБОУ ВПО УГАТУ

A. I. Gulin, cand. tech. sci., the department "Telecommunications systems" FSBEI USATU

Сухинец Ж. А., канд. техн. наук, доцент кафедры «Телекоммуникационные системы», ФГБОУ ВПО УГАТУ.

J. A. Suhinets, cand. tech. sci, assistant professor of "Telecommunication System" FSBEI USATU

e-mail²: gulin_tks@ugatu.ac.ru