На основе полученных классифицирующих функций написана программа на языке Pascal, позволяющая по результатам обследования человека с помощью АПК «АМСАТ-КОВЕРТ» быстро, неинвазивно и достаточно точно выявить наличие у человека психического расстройства.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Першин И. М. Анализ и синтез систем с распределенными параметрами. Пятигорск: Рекламно-информационное агентство на КМВ, 2007.
2. Уткин В. А. Статистические технологии в медицинских исследованиях / ГНИИК. Пятигорск, 2002.

T. V. Kukharova

ENSURING TECHNOLOGICAL SAFETY OF COMPLEX PRODUCTION PROCESSES

Operator's mental state exerts considerable influence at the technological safety. The method of determination the presence of mental disorder by analysis parameters of skin conductance has proposed, which allows constructing the observer of mental state.

Technological safety, mental state, phase space of human organism, parameters of skin conductance, discriminant analysis, classing functions

УДК 621.396.6.011; 621.37

А. И. Гулин, Ж. А. Сухинец, А. А. Абдулраб

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМОВ АНАЛИЗА ЧАСТОТНЫХ СВОЙСТВ ЦЕПНЫХ *RC*- СТРУКТУР

Рассмотрено применение метода функций преобразования для разработки алгоритмов и анализа RC-структур. Метод позволяет исследовать в общем виде амплитудно-частотные и фазо частотные характеристики по заданным значениям числа плеч, сопротивления, емкости и диапазона изменения частоты.

Цепная структура, функция преобразования, *RC*- структура, фаза, частота, амплитуда, резонанс

Ряд задач теории и практики связан с необходимостью исследований многозвенных измерительных преобразователей (ИП) цепной трехполюсной структуры (ЦТС). Анализ подобных структур при числе плеч $n > 8$ ручными средствами практически не рационален. Необходимо отметить, что к настоящему времени не разработаны методы расчета ЦТС [1], [2] с применением ПЭВМ, во всяком случае, достаточно общих. Так, например, численное решение систем линейных алгебраических уравнений ограничивается рассмотрением частных случаев, применение цепных дробей неудобно из-за сложного алгоритма их преобразования. Матричные методы легко реализуются, но длительность подготовительных работ велика по отношению к машинному времени. Кроме того, матрица содержит большую избыточную информацию. В топологических методах эти затруднения преодолены, но разработанные алгоритмы поиска деревьев графа сложны и состоят из многих операций, что затрудняет процедуру программирования.

Несмотря на широкий интерес специалистов радиоэлектроники в области интегральной схемотехники к использованию наиболее распространенных *RC*-структур, теория таких цепей [3]–[5] с требуемой для практики полнотой не разработана.

Применение метода функций преобразования (ФП) для анализа ЦТС дает возможность составить простые эффективные алгоритмы расчета их на ПЭВМ с выполнением большого количества операций с помощью небольшого числа команд.

Так как в большинстве случаев основной характеристикой ИП является его ФП K_n, определяемая отношением входной активной величины E_0 к выходной U_n в *n*-плече, то рассмотрим возможность исследования ФП на ПЭВМ. Из [6] известна формула

$$K_n = T_n K_{n-1} + K_{n-2},$$

частные решения которой могут быть представлены в составляющих действительной и мнимой части ФП. Тогда это выражение запишется в виде

$$\mathrm{Re}\,K_n + \mathrm{Im}\,K_n = T_n\ \mathrm{Re}\,K_{n-1} + \mathrm{Im}\,K_{n-1}\ + \mathrm{Re}\,K_{n-2} + \mathrm{Im}\,K_{n-2}, \qquad (1)$$

где иммитанс T_n – либо Re T_n, либо Im T_n , либо их сумма.

Например, для однородных ИП *U/U*, представляющих собой *RC*-схемы, все нечетные T_i будут сопротивлениями Re *R* и не содержат мнимой составляющей, а все четные T_i – проводимостями Im ωC без действительной составляющей.

Одно из основных преимуществ ФП – ее дуальность, т. е. возможность записи формул в двух вариантах для измерительных преобразователей вида ИП *E/U*, ИП *E/I* и для вида ИП *J/I*, ИП *J/U*. Для структур дуальных ИП *I/U* и ИП *I/I*, рассмотренных ранее, все нечетные иммитансы будут проводимостями, а четные – сопротивлениями.

Блок-схема (рис. 1) программы исследования ФП *RC*-преобразователя в зависимости от изменения числа плеч *n*, частоты ω и значений *R* и *C* построена на развернутой формуле (1). На ней цифрами обозначены блоки:

1. Ввод исходных данных. Число плеч *n*, значения элементов *R* и *C*, их границы и шаг изменения емкости, максимальная круговая частота ω.

2. Шаг по *R*.

3. Значение $\mathrm{Re}\,T = \mathrm{Re}\,K_{i-1} = R$ и минимальное ω.

4. Шаг по ω.

5. Начальное значение емкости *C*.

6. Определение проводимости $\mathrm{Im}T = \omega C$ и присвоение ФП отличительного признака $K = -1$.

7. Определение ФП начинать с числа плеч $i = 2$.

8. Выработка признака $K = -1 \cdot K$ для дальнейшей проверки ФП на четность.

9. Проверка на четность.

10. Определение ФП при четном числе плеч:

$$\mathrm{Re}\,K_i = -\mathrm{Im}T\ \mathrm{Im}\,K_{i-1} + \mathrm{Re}\,K_{i-2};$$
$$\mathrm{Im}\,K_i = \mathrm{Im}T\ \mathrm{Re}\,K_{i-1} + \mathrm{Im}\,K_{i-2}.$$

11. Определение ФП при нечетном числе плеч:

$$\mathrm{Re}\,K_i = \mathrm{Re}T\ \mathrm{Re}\,K_{i-1} + \mathrm{Re}\,K_{i-2};$$
$$\mathrm{Im}\,K_i = \mathrm{Re}T\ \mathrm{Im}\,K_{i-1} + \mathrm{Im}\,K_{i-2}.$$

12. Печать результатов вычисления ФП и числа плеч.

13. Переприсвоение индексов по закону:

$$\mathrm{Re}\,K_{i-2} = \mathrm{Re}\,K_{i-1};\quad \mathrm{Re}\,K_{i-1} = \mathrm{Re}\,K_i;$$
$$\mathrm{Im}\,K_{i-2} = \mathrm{Im}\,K_{i-1};\quad \mathrm{Im}\,K_{i-1} = \mathrm{Im}\,K_i.$$

14. Шаг по $I = I + 1$.

15. Блоки 15, 20, 22 и 24 – проверка перебора всех значений: числа плеч; $i \le n$; емкости $C \le C_{\max}$; частоты $\omega \le \omega_{\max}$ и сопротивления $R \le R_{\max}$ соответственно.

16. Блоки 16, 21 и 23 для печати значений C, ω и R соответственно.

17. Блоки 17 и 19 – восстановление начальных значений в каждом цикле:

$$\mathrm{Re}\,K_{i-1} = R;\ \mathrm{Re}\,K_{i-2} = 1;$$
$$\mathrm{Im}\,K_{i-1} = 0;\ \mathrm{Im}\,K_{i-2} = 0.$$

18. Шаг изменения емкости $C = C + C_{\text{ш}}$.

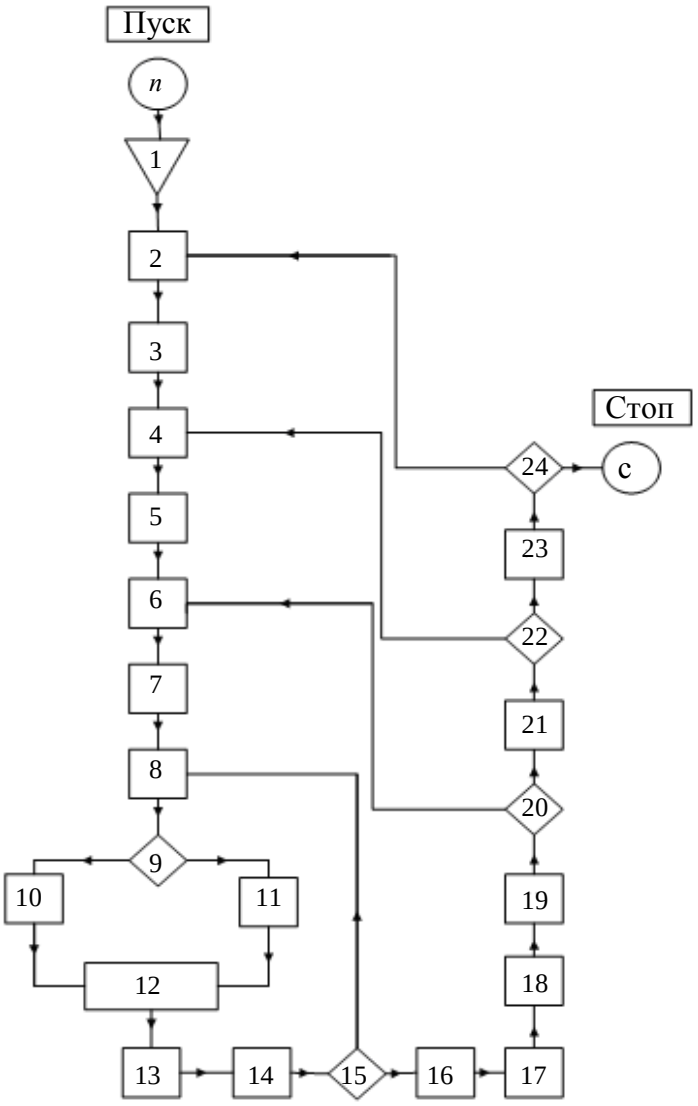

Рис. 1

Для удобства контроля используемым данным можно присвоить произвольные сокращенные названия – идентификаторы, что одновременно уменьшит число используемых ячеек памяти ПЭВМ.

Примеры результатов исследований *RC*-схем с числом плеч $n = 20$ приведены на рис. 2 (при $R = 100$ кОм, $C = 30$ пФ и изменении частоты ω от 1 кГц до 1МГц) и на рис. 3 (при $\omega = 1$МГц, $R = 100$ кОм и изменении емкости C от 30 до 90 пФ).

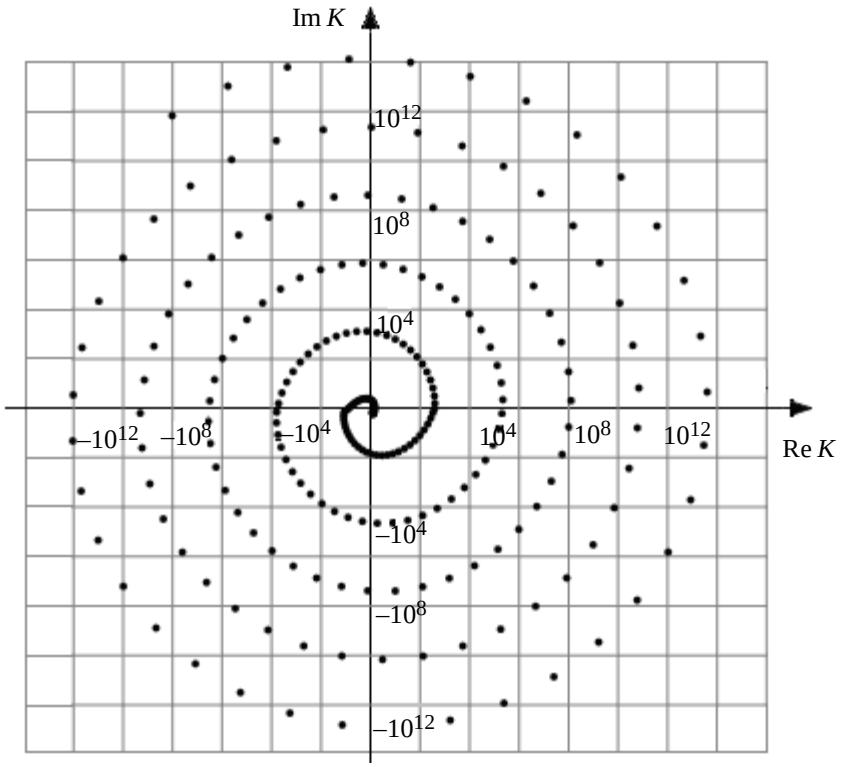

Рис. 2

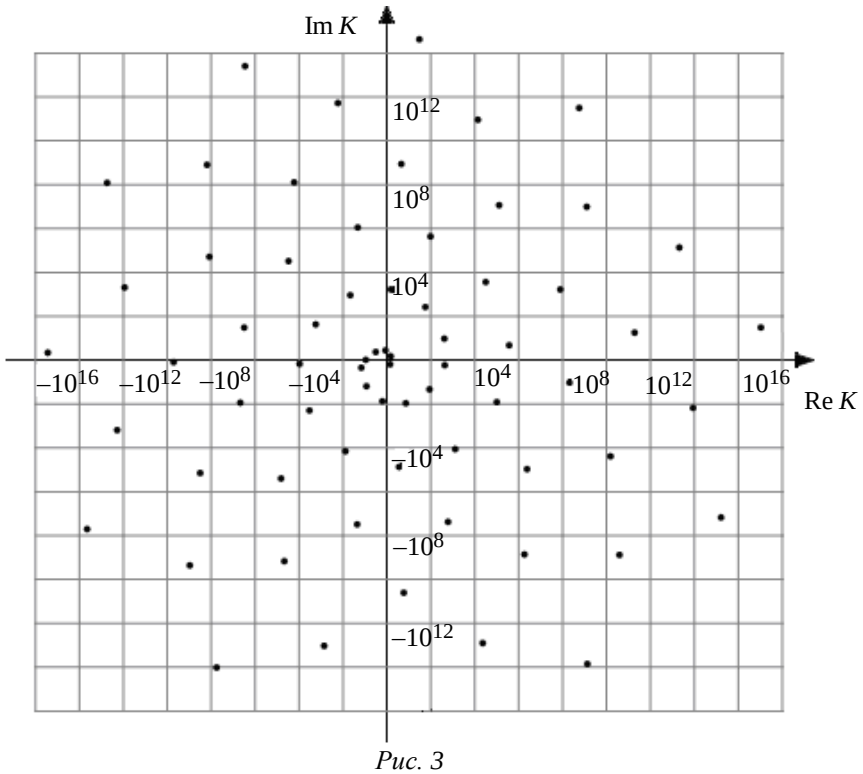

Рис. 3

Разработанные алгоритмы [7], [8] и блок-схема, реализующая их на ПЭВМ, полезны для исследования преобразователей как с нелинейными элементами, так и с распределенными параметрами.

Одним из перспективных направлений развития электроники является использование нелинейных радиотехнических приборов, позволяющих разрабатывать схемы и устройства, основанные на эффектах, обеспечивающих получение принципиально новых способов управления их характеристиками. Например, использование варикапов в качестве управляемых напряжением безынерционных емкостей в фазовращателях ЦС типа *RC* (рис. 4) позволяет получить качественно и количественно новые характеристики, не достигаемые в подобных схемах с линейными элементами, например увеличение диапазонов регулирования в системах автоматической подстройки частоты и фазы. Емкость *C* *p*–*n*-перехода при изменении обратного смещения выражается [9]

$$C = C_{\text{в}}\left(\frac{U_{\text{упр}} + \varphi_k}{U_{\text{в}}}\right)^{-b},$$

где $C_{\text{в}}$, $U_{\text{в}}$ – емкость и напряжение смещения варикапа, соответствующие верхней частоте перестройки; $U_{\text{упр}}$ – напряжение управления смещением на варикапы; φ_k – контактная разность потенциалов *p*–*n*-перехода, лежащая в пределах 0,4…0,7 В; *b* – коэффициент, зависящий от распределения примесей в переходе, равный 0,5 для варикапов с резким *p*–*n*-переходом.

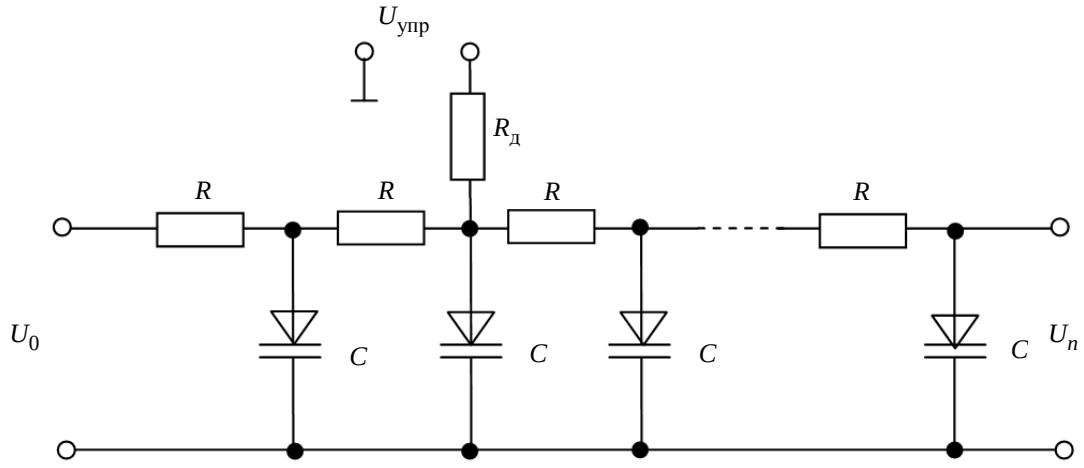

Рис. 4

Характер изменения зависимости $C = f(U)$ определяется конструктивными размерами и технологическими особенностями полупроводника. Если поддерживать значение напряжения управления (смещения) на емкости в 4…5 раз большим амплитуды высокочастотных колебаний, то можно считать, что емкость в основном будет определяться лишь значениями напряжения смещения. А поскольку обратное сопротивление перехода более 1 МОм, то практически напряжение смещения на всех варикапах одинаково ввиду ничтожно малого токораспределения по вертикальным плечам – проводимостям. Высокоомное сопротивление $R_{\text{д}}$ необходимо для предотвращения шунтирования входного сигнала источником управляющего напряжения.

В высокоскоростных системах передачи с временным разделением каналов и системах обработки информации особо важно согласование задержек сигналов и их фазировка.

В связи с этим исследование *RC*-цепей (оценка задержек, сдвиг фазы, частота квазирезонанса) не теряет актуальности до сих пор.

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

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

Коэффициент k_n зависит от числа плеч n и определяется из уравнения [10]

$$\sum_{i=0,1...}^{p} (-1)^i k_n^{2i+1} C_{0,5n+1+2i}^{2+4i} = 0, \qquad (3)$$

где $p = 0{,}25n - 1$ – для четных $0{,}5n$; $p = 0{,}25(n+2) - 1$ – для нечетных $0{,}5n$ ЦТС.

Например, для десятиплечего (пятизвенного) фазовращателя уравнение (3) будет следующее:

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

Уравнения высоких степеней решаются на ПЭВМ по стандартной программе. Из всех вещественных положительных значений корней уравнения (3) выбирают те, которые не больше $\sqrt{6}$, соответствующего шестиплечему (трехзвенному) фазовращателю, так как использование других значений, удовлетворяющих (3), для определения значений R и C при изготовлении фазовращателя приведет к сдвигу фаз на 2π радиан и более.

Подставляя в (2) значение емкости варикапа из [9], получим выражение

$$f_0 = \frac{(U_{\text{упр}} + \varphi_k)^b k_n}{2\pi RA},$$

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

Если частота f входного напряжения U_0 не равна f_0, то угол сдвига фаз

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

Для бесконтактного фазовращателя (рис. 4), выходная фаза которого меняется за счет изменения емкости варикапов C напряжением смещения $U_{\text{упр}}$, а следовательно, и значения f_0, выражение для угла сдвига фаз будет:

$$\varphi = \pi\sqrt{\frac{2\pi RAf}{(U_{\text{упр}} + \varphi_k)^b k_n}}. \qquad (4)$$

В случае интегрального исполнения *RC*-фазовращателя (рис. 5) зависимость угла сдвига фазы получим, подставляя в формулу (4) выражение из [10] $RC = k_n \frac{R_{\text{л}} C_{\text{л}}}{2\pi^2}$:

$$\varphi = \sqrt{\pi f R_{\text{л}} C_{\text{л}}},$$

где $R_{\text{л}}, C_{\text{л}}$ – полные сопротивление и емкость интегрального элемента соответственно.

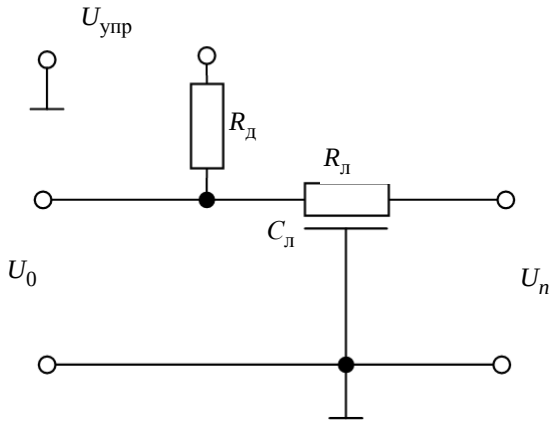

Рис. 5

Полученные результаты исследований представляют интерес для построения бесконтактных фазовращателей, управляемых линий задержек, фазирующих цепочек, фазированных антенных решеток, моделирования линий связи в интегральной схемотехнике и т. д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Белоглазов В. В., Бирюк Н. Д., Юргелас В. В. Непрерывные дроби в анализе параметрических радиоцепей // Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2010. № 6. С. 22–30.

2. Миронов В. Г. Синтез электрических и электронных цепей: состояние и проблемы // Электричество. 2000. № 7. С. 45–50.

3. Конников И. А. Моделирование распределенных *RLC*-структур // Изв. вузов. Приборостроение. 2006. Т. 49, № 12. С. 38–44.

4. Chunhai Hou, Furong Gao, Jixin Qian. Improved Delay Time Estimation of RC Ladder Networks ieee transactions on circuits and systems // Fundamental theory and applications. 2000. Vol. 47, No. 2. P. 242–246.

5. Yu Qingjian, Kuh Ernest S. Moment computation of lumped and distributed coupled RC trees with application to delay and crosstalk estimation // IEEE. 2001. № 5. P. 772–788.

6. Гулин А. И. Диагностика измерительных преобразователей и устройств связи с неоднородной цепной структурой //Контроль. Диагностика. 2010. № 11. С. 69–72.

7. Гулин А. И. Анализ амплитудно-фазочастотных критериев резонансов неоднородных цепных структур // Вестник УГАТУ. 2011. Т. 15, № 1 (41). С. 123–125.

8. Гулин А. И., Сухинец Ж. А., Хасанов Р. Х. Исследование частотных характеристик многозвенных цепных *RC*-схем // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2011616985/ 08. 09. 2011. Роспатент. М., 2011.

9. Берман Л. С. Введение в физику варикапов. Л. : Наука, 1968.

10. Гулин А. И., Мударисов Д. Ф., Сухинец Ж. А. Программа расчета преобразователей цепной структуры // Информационный бюллетень ВНТИЦ, Рег. № 50200200246 : Алгоритмы и программы 2003. № 2. РТО 11 с. ISSN 0320-0884.

A. I. Gulin, Zh. A. Sukhinets, A. A. Abdulrab

DEVELOPMENT FOR ALGORITHMES AND ANALYZE OF RC-STRUCTURES FREQUENCY BEHAVIOUR

Transform function method application for development of RC-structures algorithms and analyze is considered. The method allows studying amplitude-frequency and phase-frequency characteristics in general with respect to specified value of number of immittance, resistance, conductivity and frequency range.

Ladder structure, transform function, *RC*-structure, phase, frequency, amplitude, resonance