

The paper presents the results of pilot studies of applying the weighted timepoints to increase the calculation accuracy for a point of hit in an acoustic target. Dependence is shown for the amplitude and duration of fronts of signals from acoustic sensors on spatial orientation of a piezocrystal of the sensor, the optimum coefficient of the weighed time for a subsonic acoustic target is revealed.

Keywords: acoustic target, acoustic sensor, timepoint, error.

Получено: 23.10.14

УДК 621.39.052

И. З. Климов, доктор технических наук, профессор
Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова
А. Л. Шишкин
ООО «Вторая лаборатория»

ОПТИМАЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ДИСКРЕТНЫХ СООБЩЕНИЙ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ ПО ЭЛЕКТРОСЕТЯМ

В статье представлена модель системы связи по электросетям в пространстве состояний, предложена модель оптимального приемника дискретных сообщений и приведены результаты работы модели оптимального приемника в системе передачи данных по разветвленным электросетям.

Ключевые слова: передача данных по электросетям, модель в пространстве состояний, фильтр Калмана.

Для систем передачи данных важной проблемой является повышение помехоустойчивости приема при одновременном воздействии шумов наблюдения и искажений, вводимых каналом связи. Как наиболее перспективное решение данной проблемы можно рассматривать использование цифровых адаптивных алгоритмов фильтрации сигналов, среди которых фильтр Калмана является наилучшим линейным алгоритмом оценивания в смысле минимума дисперсии ошибки [1–4]. Реализация дискретного алгоритма калмановской фильтрации предполагает, что модели сигналов, шумов и искажений канала связи представляются набором разностных уравнений состояния и наблюдения.

Модель системы передачи данных по электросетям

Всякое информационное дискретное сообщения $a(k)$ с рациональным спектром, близким к нулю на высоких частотах, в системах связи можно представить марковским случайным процессом (k – целое положительное число, указывающее на момент времени) [5–8]. В этом случае модель полезного сигнала $a_0(k)$ рассматривается как реакция формирующего фильтра с передаточной функцией $H_a(z)$ (1) на возмущение нормальным белым шумом $\xi_a(k)$ со спектральной плотностью мощности N_a (рис. 1).

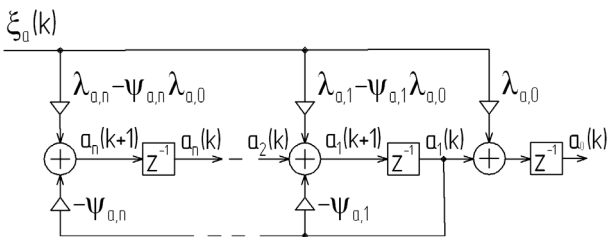


Рис. 1. Генерация дискретного случайного процесса на выходе формирующего фильтра канонического вида

$$H_a(z) = \frac{\lambda_{a,0} + \lambda_{a,1}z^{-1} + \lambda_{a,2}z^{-2} + \dots + \lambda_{a,n}z^{-n}}{1 + \psi_{a,1}z^{-1} + \psi_{a,2}z^{-2} + \dots + \psi_{a,n}z^{-n}} \quad (1)$$

Примем за переменные состояния системы, показанной на рис. 1, уровни сигналов на выходе каждого элемента задержки и запишем процесс генерации информационного сообщения в $(k + 1)T$ момент времени в виде матричного уравнения состояния (2). Порядок матриц в выражении (2) определяется степенью полинома знаменателя в выражении (1), а полезному сигналу на выходе фильтра соответствует переменное состояние $a_0(k)$ [9–11].

$$A(k + 1) = F_a \times A(k) + G_a \times \xi_a(k) \quad (2)$$

$$\text{где } A(k + 1) = \begin{pmatrix} a_0(k + 1) \\ a_1(k + 1) \\ a_2(k + 1) \\ \vdots \\ a_n(k + 1) \end{pmatrix}; \quad A(k) = \begin{pmatrix} a_0(k) \\ a_1(k) \\ a_2(k) \\ \vdots \\ a_n(k) \end{pmatrix};$$

$$F_a = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\psi_{a,1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\psi_{a,2} & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots \\ 0 & -\psi_{a,n} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad G_a = \begin{pmatrix} \lambda_{a,0} \\ \lambda_{a,1} - \psi_{a,1}\lambda_{a,0} \\ \lambda_{a,2} - \psi_{a,2}\lambda_{a,0} \\ \vdots \\ \lambda_{a,n} - \psi_{a,n}\lambda_{a,0} \end{pmatrix};$$

$\lambda_{a,i}$, $\psi_{a,i}$ – коэффициенты числителя и знаменателя соответственно передаточной функции (1).

Передаточная функция формирующего фильтра $H_a(z)$ и, соответственно, матрицы коэффициентов F_a и G_a находятся из предположения, что спектральная плотность мощности $S_a(\omega)$ информационного сообщения известна.

Сигнал, сформированный источником сообщений, далее поступает в канал связи, в котором происходят его искажения самим каналом и аддитивными шумами. Предположим, что искажения, вносимые каналом связи, имеют линейный характер и могут быть смоделированы с помощью операции линейной фильтрации:

$$r(k) = H_b B(k), \quad (3)$$

где $H_b = \|h_m, h_{m-1}, \dots, h_2, h_1, h_0\|$ – импульсная характеристика канала связи; $B(k) = \|b_m(k), b_{m-1}(k), \dots, b_1(k), b_0(k)\|^T$ – вектор-столбец, элементы которого равны значениям сигнала $a_0(k)$ на выходах элементов задержки.

Вектор-столбец $B(k)$, описывающий состояние линии задержки сигнала $a_0(k)$, в свою очередь описывается уравнением состояния (4):

$$B(k+1) = F_b \times B(k) + G_b \times a_0(k), \quad (4)$$

$$\text{где } B(k+1) = \begin{pmatrix} b_0(k+1) \\ b_1(k+1) \\ b_2(k+1) \\ \vdots \\ b_n(k+1) \end{pmatrix}; \quad B(k) = \begin{pmatrix} b_0(k) \\ b_1(k) \\ b_2(k) \\ \vdots \\ b_n(k) \end{pmatrix};$$

$$F_b = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad G_b = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix}.$$

Модель аддитивного шума $c_0(k)$ в канале связи, по аналогии с информационным сообщением $a_0(k)$, запишем в виде реакции формирующего фильтра с передаточной функцией $H_c(z)$ (5) на возмущение нормальным белым шумом $\xi_c(k)$ со спектральной плотностью мощности N_c :

$$H_c(z) = \frac{\lambda_{c,0} + \lambda_{c,1}z^{-1} + \lambda_{c,2}z^{-2} + \dots + \lambda_{c,n}z^{-n}}{1 + \psi_{c,1}z^{-1} + \psi_{c,2}z^{-2} + \dots + \psi_{c,n}z^{-n}}. \quad (5)$$

В матричном виде процесс формирования шумов в канале связи имеет вид:

$$C(k+1) = F_c \times C(k) + G_c \times \xi_c(k), \quad (6)$$

$$\text{где } C(k+1) = \begin{pmatrix} c_0(k+1) \\ c_1(k+1) \\ c_2(k+1) \\ \vdots \\ c_n(k+1) \end{pmatrix}; \quad C(k) = \begin{pmatrix} c_0(k) \\ c_1(k) \\ c_2(k) \\ \vdots \\ c_n(k) \end{pmatrix};$$

$$F_c = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\psi_{c,1} & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & -\psi_{c,2} & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & -\psi_{c,n} & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{pmatrix}; \quad G_c = \begin{pmatrix} \lambda_{c,0} \\ \lambda_{c,1} - \psi_{c,1}\lambda_{c,0} \\ \lambda_{c,2} - \psi_{c,2}\lambda_{c,0} \\ \vdots \\ \lambda_{c,n} - \psi_{c,n}\lambda_{c,0} \end{pmatrix};$$

$\lambda_{c,i}, \psi_{c,i}$ – коэффициенты числителя и знаменателя соответственно передаточной функции (5).

Чтобы завершить описание модели системы связи с помощью классических уравнений состояния и наблюдения, введем расширенный вектор состояния системы $X(k)$:

$$X(k) = \begin{pmatrix} A(k) \\ B(k) \\ C(k) \end{pmatrix}.$$

Тогда уравнения состояния и наблюдения модели системы связи примут вид:

$$\begin{aligned} X(k+1) &= F \times X(k) + G \times \xi(k); \\ y(k) &= HX(k) + n(k), \end{aligned} \quad (7)$$

$$\text{где } F = \begin{pmatrix} F_a & 0 & 0 \\ F_{ab} & F_b & 0 \\ 0 & 0 & F_c \end{pmatrix}; \quad F_{ab} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots \end{pmatrix}; \quad G = \begin{pmatrix} G_a & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & G_c \end{pmatrix};$$

$$\xi(k) = \begin{pmatrix} \xi_a(k) \\ 0 \\ \xi_c(k) \end{pmatrix}; \quad H = \|0 \quad H_b \quad H_c\|; \quad H_c = \|0 \quad 0 \quad 1\|;$$

$n(k)$ – составляющая белого шума канала связи.

Структурная схема, соответствующая системе уравнений (7), представлена на рис. 2.

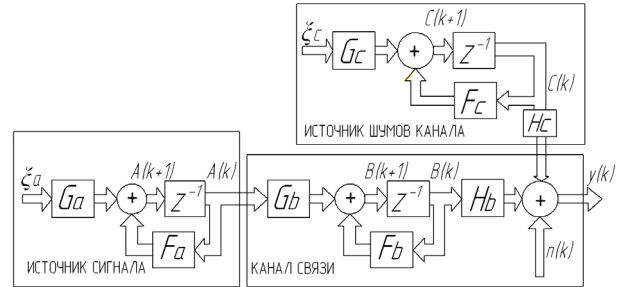


Рис. 2. Матричная структура модели связи с цветным шумом и неидеальным каналом связи в пространстве состояний

Полученная система уравнений (7) может быть применена для описания процесса передачи данных по электросетям [12, 13]. Это позволит решить проблему синтеза оптимального фильтра и применить алгоритм фильтрации Калмана для оценки полезных сигналов, передаваемых по электросетям.

Калмановская фильтрация дискретных сообщений в системе передачи данных по электросетям

Для передачи данных по электросетям было решено использовать OFDM-сигналы (ортогонально частотное разделение каналов) и две рабочие поло-

сы частот шириной по 50 кГц каждая: 40–90 кГц и 95–145 кГц [14, 15]. Из доступных 50 кГц для создания защитных интервалов будут использованы 10 кГц (по 5 кГц сверху и снизу), а для передачи полезной информации 40 кГц. С целью снижения вычислений формирование и обработку OFDM-сигналов с полосой 50 кГц будем производить на частоте дискретизации f_s 100 кГц, а для работы в требуемой полосе частот использовать операцию переноса спектра (теорема эквивалентности [16]).

Примем за информационное сообщение системы передачи данных по электросетям сигнал на выходе блока обратного преобразования Фурье передающего устройства. На приемной стороне информационным сообщением, содержащим аддитивные шумы и искажения канала связи, будет сигнал, наблюдаемый непосредственно перед выполнением операции быстрого преобразования Фурье. Предположим также, что приемник имеет возможность проводить периодические измерения параметров канала связи. Тогда модель системы связи может быть представлена при помощи уравнений состояния и наблюдения (7), а оценка OFDM-сигнала на приемной стороне произведена при помощи оптимального фильтра Калмана в режиме реального времени.

Проведем моделирование работы оптимального фильтра Калмана системы передачи данных по разветвленным электросетям подъездов жилых домов. В качестве характеристик канала связи примем данные, полученные в результате измерений параметров электросетей [17] и представленные на рис. 3.

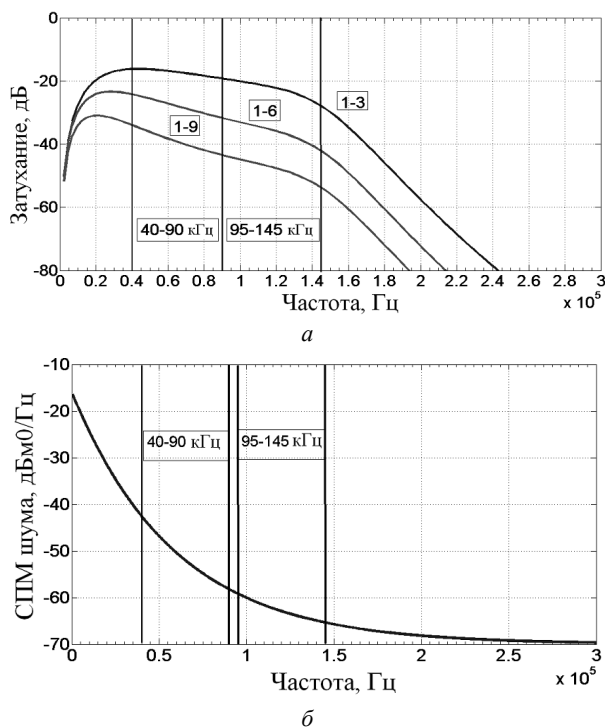


Рис. 3. Измеренные характеристики разветвленных электросетей: а – амплитудно-частотные характеристики между первым и другими этажами подъездов жилых домов; б – спектральная плотность мощности шума в электросетях

Рассмотрим случай, когда информационное сообщение передается с первого этажа подъезда жилого дома на третий, шестой и девятый этажи. Спектральная плотность мощности модели информационного сообщения на выходе передатчика, на входе приемника и модели помех в электросетях представлены на рис. 4 [18].

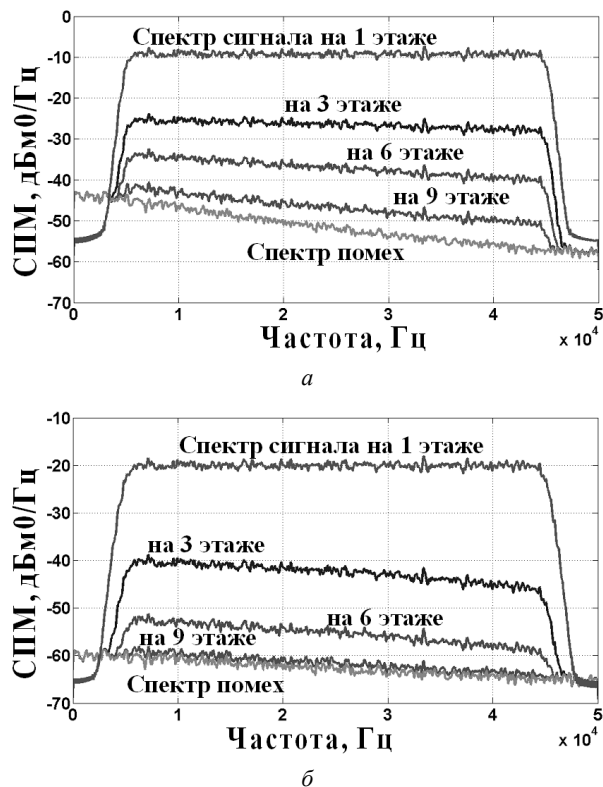
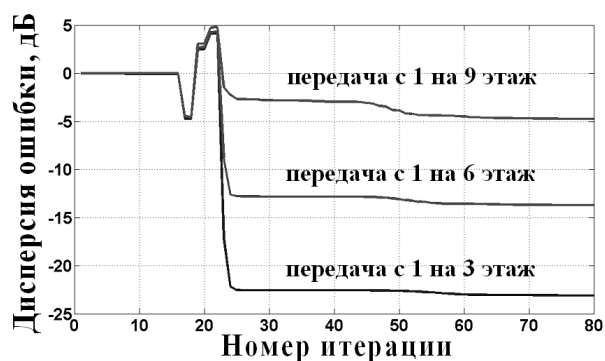
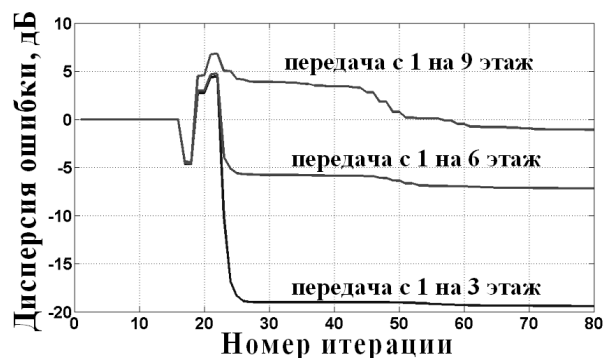


Рис. 4. Спектральная плотность мощности информационного сообщения на выходе передатчика (1-й этаж), на входе приемника (другие этажи) и шумов в электросетях: а – для полосы частот 40–90 кГц (мощность передатчика 5 Вт); б – для полосы частот 95–145 кГц (мощность передатчика 0,4 Вт)

Результат моделирования работы фильтра Калмана представлен на рис. 5 и 6. В качестве начальной дисперсии ошибки использовалась мощность информационного сообщения на выходе передатчика. В начале процесса оценивания фильтр имеет переходной процесс, длительность которого в общем случае зависит от порядка матриц в модели формирования информационного сообщения. Спустя некоторое время значение дисперсии ошибки оценивания стремится к постоянному уровню, и сигнал на выходе фильтра Калмана может быть использован для дальнейших операций. Форма спектральной плотности мощности оцененного сигнала приведена на рис. 6 и соответствует исходному информационному сообщению.



а



б

Рис. 5. Рассчитанная дисперсия ошибки калмановской фильтрации относительно мощности информационного сообщения для разных случаев удаленности передатчика и приемника: а – для полосы частот 40–90 кГц; б – для полосы частот 95–145 кГц

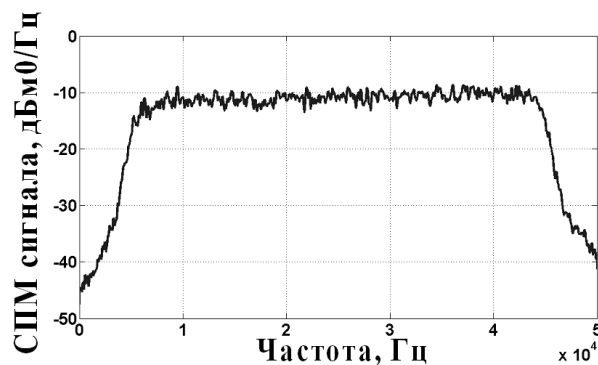
Выводы

Разработана модель в пространстве состояний системы передачи данных по электросетям. На основе данной модели получена структура оптимального приемника. Проведенное моделирование показало адекватность разработанной модели и приемника сигналов на основе фильтра Калмана для случая точных априорных знаний характеристик информационного сообщения и канала связи.

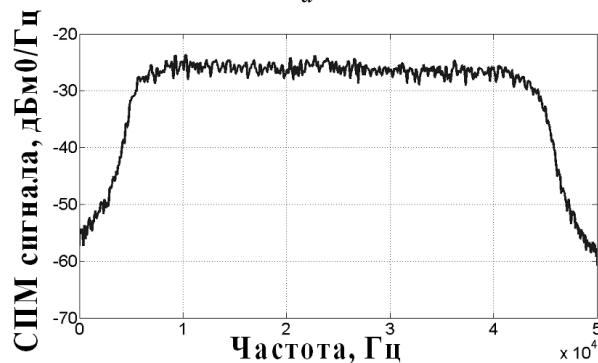
Полученная модель системы связи и структура оптимального приемника сообщений имеют важное практическое значение, т. к. дают непосредственное численное решение алгоритмов оценивания.

Библиографические ссылки

1. Снайдер Д. Метод уравнений состояния для непрерывной оценки в применении к теории связи / пер. с англ. – М. : Энергия, 1979. – 104 с.
2. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы. – М. : Наука, 1976. – 576 с.
3. Стрейц В. Метод пространства состояний в теории дискретных линейных систем управления / пер. с англ. ; под ред. Я. З. Цыпкина. – М. : Наука, 1985. – 296 с.



а



б

Рис. 6. Спектральная плотность мощности восстановленного сигнала, переданного с первого на девятый этаж (наихудший случай) и восстановленного фильтром Калмана: а – для полосы частот 40–90 кГц; б – для полосы частот 95–145 кГц

4. Сейдж Э., Мелс Дж. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении / пер. с англ. – М. : Связь, 1976. – 495 с.

5. Снайдер Д. Указ. соч.

6. Бесекерский В. А. Указ. соч.

7. Стрейц В. Указ. соч.

8. Сейдж Э., Мелс Дж. Указ. соч.

9. Снайдер Д. Указ. соч.

10. Стрейц В. Указ. соч.

11. Сейдж Э., Мелс Дж. Указ. соч.

12. Шишкина А. Л. Измерение параметров сетей общего назначения переменного тока напряжением до 0,4 кВ // Обработка и передача измерительной информации // 12-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение»: материалы докладов. – Т. 2. – М. : Инсвязьиздат, 2010. – С. 195–197.

13. Климов И. З., Шишкин А. Л. Оценка пропускной способности электросети в диапазоне частот 9...148,5 кГц // Интеллектуальные системы в производстве. – 2011. – № 2. – С. 279–286.

14. Шишкина А. Л. Указ. соч.

15. Климов И. З., Шишкин А. Л. Указ. соч.

16. Скляр Б. Цифровая связь / пер. с англ. ; под ред. А. В. Назаренко. – 2-е изд. – М. : Вильямс, 2003. – 1104 с.

17. Шишкина А. Л. Указ. соч.

18. Климов И. З., Шишкин А. Л. Указ. соч.

I. Z. Klimov, DSc in Engineering, Professor, Kalashnikov Izhevsk State Technical University
A. L. Shishkin, "The second laboratory" Ltd

Optimum filtering of discrete signals in power line communication

This paper describes a design of the power line communication model and the model of optimal discrete receiver in the state space. Simulation results of designed models performance are presented for case of data transmission through branched power line.

Keywords: power line communication, state space model, Kalman filter.

Получено: 30.11.14

УДК 620.17:658.56

В. А. Кузнецова, аспирант

В. В. Муравьев, доктор технических наук, профессор

Ижевский государственный технический университет имени М. Т. Калашникова

ВЛИЯНИЕ КАЧЕСТВА КОРПУСА ОКСИДНО-ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ТАНТАЛОВЫХ ЧИП-КОНДЕНСАТОРОВ НА ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ПАРАМЕТРЫ*

Проведено исследование в производственных условиях влияния качества корпуса оксидно-полупроводниковых танталовых чип-конденсаторов на эксплуатационные параметры: емкость, тангенс угла диэлектрических потерь, ток утечки, полное сопротивление.

Ключевые слова: танталовые оксидно-полупроводниковые чип-конденсаторы, корпус, электрические характеристики.

Введение

Появившиеся более полувека назад танталовые оксидные конденсаторы прочно вошли в номенклатуру современных емкостных элементов для радиоэлектронной аппаратуры. Благодаря своим габаритным размерам и диапазонам емкостей, танталовые конденсаторы широко используются при массовом производстве электронной техники.

Надежность танталовых оксидно-полупроводниковых чип-конденсаторов обеспечивают безотказность в течение наработки, долговечность с назначенным сроком службы, сохраняемость после хранения и транспортирования, рассмотренные в [1–2]. При производстве высокий процент выхода годных зависит от качества исходных материалов и выверенного технологического процесса [3–7].

Одним из важных моментов в создании танталовых оксидно-полупроводниковых чип-конденсаторов является изготовление качественного корпуса конденсатора, который защищает конденсатор от негативных воздействий, таких как повышенная или пониженная рабочая температура среды, изменения температуры среды, повышенная влажность воздуха и т. п. Качество корпуса, наличие дефектов в нем могут оказывать влияние на эксплуатационные параметры и выход годных танталовых оксидно-полупроводниковых чип-конденсаторов.

Цель настоящей работы – исследовать в процессе производства танталовых оксидно-полупроводниковых чип-конденсаторов влияние качества корпуса на эксплуатационные параметры: емкость, тангенс угла диэлектрических потерь, ток утечки, полное сопротивление и выход годных.

Исходные требования и методика эксперимента

На рис. 1 показан корпус танталового оксидно-полупроводникового чип-конденсатора.

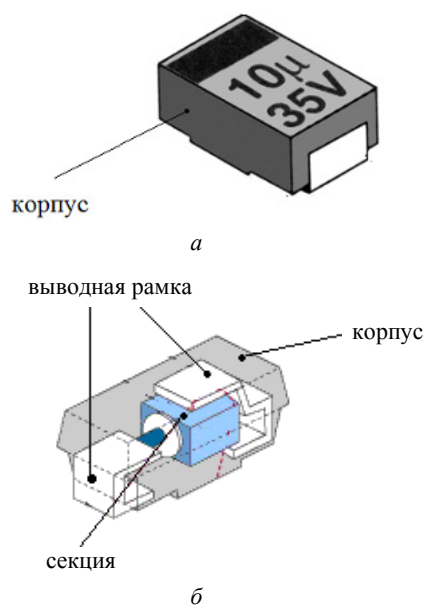


Рис. 1. Оксидно-полупроводниковый чип-конденсатор: а – внешний вид; б – конденсатор в разрезе

Корпус создается путем опрессовки выводных рамок с посаженными секциями с использованием таблеток в форме цилиндра (рис. 2) из пресс-материала на установке опрессовки. Пресс-материал представляет собой твердый терморезистивный полимерный материал, содержащий эпоксидную смолу.



Рис. 2. Таблетка из пресс-материала