

Ларин В. Ю.,
Синицкий О. П.,
Щербань А. П.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОРРЕКЦИИ АДДИТИВНОЙ ПОГРЕШНОСТИ В ДВУХТАКТНЫХ ВАТТМЕТРАХ

В статье рассмотрены зависимости для коэффициентов подавления аддитивной помехи двух-, трех-, и четырехтактных интегрирующих ваттметров с учетом эффективности интегрирования и учетом влияния низких и высоких частот, установлено влияние фазы входных величин по отношению к помехам. Показано, что при переменном характере спектра помехи дисперсия показаний прибора от влияния аддитивной погрешности будет больше, чем для приборов, функционирующих за меньшее количество тактов.

Ключевые слова: многотактный ваттметр, аддитивная погрешность, влияние помехи, период интегрирования, фаза сигнала.

1. Введение

Данная статья относится к вопросам метрологического обеспечения, а также методам и приборам измерения электрических и магнитных величин. Вопросы точного определения мощности, потребляемой различными приемниками электрической энергии на сегодняшний день являются актуальными, поскольку с появлением и широким внедрением импульсных источников вторичного питания, которые используются во многих электрических устройствах, возникает проблема увеличения различных видов погрешностей электроизмерительных приборов.

2. Постановка проблемы

При создании точных и высокочувствительных ваттметров, одной из основных проблем, является проблема борьбы с аддитивной погрешностью, причиной которой являются электромагнитные наводки, термоэлектродвижущие силы, внутренние шумы резисторов, полупроводниковых и других элементов [1]. Поэтому большой интерес представляет эффективность подавления помех в цифровых интегрирующих приборах. Для однократных приборов этот вопрос достаточно хорошо изучен [2–6]. Необходимо оценить эффективность коррекции аддитивной погрешности в приборах, работающих в два такта и более.

Целью статьи является определение коэффициентов подавления помехи для двух-, трех-, четырехтактных ваттметров.

3. Анализ литературных источников

Эффективность цифровой коррекции аддитивной погрешности следует оценивать при помощи коэффициента подавления помехи, который равен отношению значения помехи на выходе прибора при одноактной работе к значению помехи, остающейся в памяти МП к концу измерения при двухтактной и более работе прибора:

$$\eta = \frac{\bar{x}_{1n}}{\bar{x}_n}, \quad (1)$$

где \bar{x}_{1n} , \bar{x}_n — интегральные значения напряжения помехи на выходе прибора при одноактной и двухтактной и более работе прибора соответственно [7].

Если помеха на входе интегратора прибора имеет вид:

$$X = x_0 + x_m \cdot \sin \omega t. \quad (2)$$

То для двухтактных приборов, выполняющих операцию:

$$x = \bar{X}_1 - \bar{X}_2, \quad (3)$$

где x — результат измерения; \bar{X}_1 , \bar{X}_2 — интегральные значения входных величин в первом и втором такте соответственно, коэффициент подавления помехи будет равен [8]:

$$\eta_2 = \frac{1}{\sin \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t_1}{T} + \frac{2 \cdot \delta \cdot t}{T} \right) - \frac{\sin \frac{2 \cdot \pi \cdot t_1}{T}}{1}} \quad (4)$$

где $\delta t = t_2 - t_1$; t_1 , t_2 — середина интервала интегрирования в первом и втором тактах соответственно; T — период помехи.

Если учесть и эффективность интегрирования, то подавление помехи двухтактным интегрирующим прибором будет [9, 10]:

$$\eta_{2и} = \frac{\frac{\omega \cdot \Delta t}{\sin \omega \cdot \Delta t}}{\sin \left(\frac{2 \cdot \pi \cdot t_1}{T} + \frac{2 \cdot \delta \cdot t}{T} \right) - \frac{\sin \frac{2 \cdot \pi \cdot t_1}{T}}{1}} \quad (4)$$

где $2 \cdot \Delta t$ — интервал интегрирования.

4. Определение коэффициентов подавления помехи для многотактных ваттметров

Выполним детальный анализ влияния периода помехи, периода интегрирования, времени между тактами

и фазы помехи по отношению к началу интегрирования на η_2 и $\eta_{2И}$.

График зависимости $\eta_{2И}$ от отношения периода интегрирования к периоду помехи при $2 \cdot \pi \cdot t_1/T = \pi/2$, $2 \cdot \Delta t = \delta t$ показан на рис. 1.

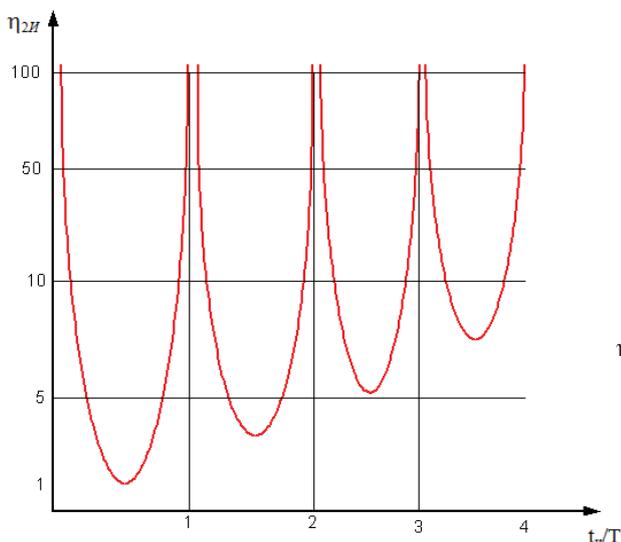


Рис. 1. График зависимости $\eta_{2И}$ от отношения периода интегрирования к периоду помехи $t_{И}/T$

Из приведенного графика видно, что постоянная составляющая дрейфа и помехи с частотами, кратными частоте коммутации не входят в результат измерения, так как для них $\eta_{2И} = \infty$. Кроме того, при увеличении времени интегрирования и уменьшении периода помехи $\eta_{2И} \rightarrow \infty$.

Выражение для коэффициента подавления помехи для трехтактных приборов с равным временем измерения в каждом такте будет иметь вид [10, 11]:

$$\eta_3 = \frac{1}{1 - \left(\cos 2 \cdot \pi \cdot \frac{\delta t}{T} + \cos 4 \cdot \pi \cdot \frac{\delta t}{T} \right)} \quad (5)$$

График зависимости η_3 от отношения времени между тактами к периоду помехи показан на рис. 2, из которого видно, что приборы, работающие в три такта, уступают двухтактным приборам в отношении подавления помехи, так как постоянная составляющая дрейфа входит в результат измерения, а подавление помехи происходит на участках оси $\delta t/T$, которые составляют только 1/3 ее длины.

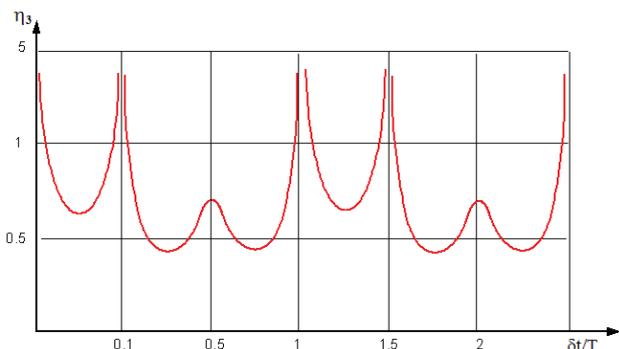


Рис. 2. График зависимости η_3 от отношения времени между тактами к периоду помехи $\delta t/T$

Выражение для коэффициента подавления помехи для трехтактных приборов с разным временем преобразования в каждом такте, при увеличении времени измерения в первом такте в два раза, когда происходит суммирование, для подавления постоянной составляющей дрейфа, коэффициент подавления помехи будет равен:

$$\eta'_3 = \frac{1}{1 - \frac{\sin \omega \cdot (t_1 + \delta t) + \sin \omega \cdot (t_1 + 2 \cdot \delta t)}{2 \cdot \sin \omega \cdot t_1 \cdot \cos \omega \cdot \Delta t}} \quad (6)$$

Отличительной особенностью является то, что его назначение зависит от времени интегрирования.

Для приборов, работающих в четыре такта выражение для коэффициента подавления помехи имеет следующий вид:

$$\eta_4 = \frac{1}{2 \cdot \sin^2 \omega \delta t \cdot [1 - 2 \cdot \cos \omega \cdot t + \text{ctg} \omega \cdot t_1 \cdot (\text{csc} \omega \cdot \delta t - \text{ctg} \omega \cdot \delta t)]} \quad (7)$$

При четырехтактном режиме работы прибора постоянная составляющая дрейфа не входит в показания прибора. Коэффициент подавления помехи превышает единицу при большем количестве значений $\delta t/T$ по сравнению с трехтактным режимом работы, поэтому при равномерном спектре помехи аддитивная погрешность будет меньше. Недостатком четырехтактного режима работы является то, что значение η_4 доходит до 0,33, в то время, как при трехтактной работе η_3 не опускается ниже 0,47, а при двухтактной работе ниже 0,5. Поэтому при переменном спектре помехи дисперсия показаний прибора от влияния аддитивной погрешности при четырехтактном режиме работы будет больше, чем при меньшем количестве тактов.

Если помеха имеет вид $x_{1m} \cdot \sin \omega_1 t$ и совпадает в начальный момент времени по фазе в первом такте со входной величиной $x_{2m} \cdot \sin \omega_2 t$, а во втором такте входная величина $x_{3m} \cdot \sin \omega_2 t$, то выражение коэффициента подавления помехи для двухтактных приборов переменного тока, имеющих квадратичный преобразователь будет иметь вид:

$$\eta_{II} = \frac{1}{1 - \frac{\bar{x}_{2n}^2}{\bar{x}_{1n}^2}} \quad (8)$$

где

$$\begin{aligned} \bar{x}_{2n}^2 &= \frac{x_{1m}^2}{2} \cdot \left(1 - \cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_2 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t} \right) \cdot x_{1m} \times \\ &\times x_{2m} \cdot \left[\cos(\omega_1 - \omega_2) \cdot t_2 \cdot \frac{\sin(\omega_1 - \omega_2) \cdot \Delta t}{(\omega_1 - \omega_2) \cdot \Delta t} - \right. \\ &\left. - \cos(\omega_1 + \omega_2) \cdot t_2 \cdot \frac{\sin(\omega_1 + \omega_2) \cdot \Delta t}{(\omega_1 + \omega_2) \cdot \Delta t} \right], \quad (9) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \bar{x}_{1n}^2 &= \frac{x_{1m}^2}{2} \cdot \left(1 - \cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_2 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t} \right) + \\ &+ x_{1m} \cdot x_{2m} \cdot \left[\cos(\omega_1 - \omega_2) \cdot t_1 \cdot \frac{\sin(\omega_1 - \omega_2) \cdot \Delta t}{(\omega_1 - \omega_2) \cdot \Delta t} - \right. \\ &\left. - \cos(\omega_1 + \omega_2) \cdot t_1 \cdot \frac{\sin(\omega_1 + \omega_2) \cdot \Delta t}{(\omega_1 + \omega_2) \cdot \Delta t} \right]. \quad (10) \end{aligned}$$

Для больших частот помехи, но не равных и не близких частоте входной величины, η_{II} стремится к бесконечности, а для частот равных или близких частоте входной величины:

$$\eta'_{II} \approx \frac{1}{2} \cdot \frac{x_{1m}^2 + x_{1m} \cdot x_{2m}}{x_{1m} \cdot x_{2m} + x_{1m} \cdot x_{3m}}, \quad (11)$$

то есть будет стремиться к бесконечности при одинаковых значениях входных величин в первом и втором тактах, и будет уменьшаться с увеличением разницы между измерениями в первом и втором тактах. Здесь следует заметить, что у малокосинусных ваттметров разница между первым и вторым тактом, при реализации зависимости $xy = (x + y)^2 - (x - y)^2$, небольшая и это соответствует уменьшению аддитивной погрешности.

Для низких частот помехи получено:

$$\eta''_{II} = \frac{2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t}{\sin 2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t} - \frac{\cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_1}{\cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_2 - \cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_1}, \quad (12)$$

откуда видно, что в данном случае, η'' в большей степени зависит от времени интегрирования, а также от фазы помехи.

Влияние фазы входных величин φ_1 и φ_2 по отношению к помехе и началу измерения в первом и втором тактах соответственно, будет сказываться, как на погрешности от конечной длительности интегрирования:

$$\begin{aligned} \delta_{II} = & \frac{x_{3m}^2}{2} \cdot \left(\cos 2 \cdot \varphi_2 \cdot \cos 2 \cdot \omega_2 \cdot t_2 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t} + \right. \\ & \left. + \sin 2 \cdot \varphi_2 \sin 2 \cdot \omega_2 \cdot t_2 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t} \right) - \\ & - \frac{x_{2m}^2}{2} \cdot \left(\cos 2 \cdot \varphi_1 \cdot \cos 2 \cdot \omega_2 \cdot t_1 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t} + \right. \\ & \left. + \sin 2 \cdot \varphi_1 \sin 2 \cdot \omega_2 \cdot t_1 \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_2 \cdot \Delta t} \right), \quad (13) \end{aligned}$$

так и на погрешность от наличия шумов:

$$\begin{aligned} \delta_{III} = & \frac{x_{1m}^2}{2} \cdot \frac{\sin 2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t}{2 \cdot \omega_1 \cdot \Delta t} \cdot (\cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_2 - \cos 2 \cdot \omega_1 \cdot t_1) + \\ & + x_{1m} \cdot x_{2m} \cdot \cos \varphi_1 \cdot [f(\Delta \omega_1 \cdot \Delta t) \cdot \cos \Delta \omega_1 \cdot t_1 - \\ & - f(\Delta \omega_2 \cdot \Delta t) \cdot \cos \Delta \omega_2 \cdot t_1] + x_{1m} \cdot x_{2m} \cdot \sin \varphi_1 \times \\ & \times [f(\Delta \omega_1 \cdot \Delta t) \cdot \sin \Delta \omega_1 \cdot t_1 - f(\Delta \omega_2 \cdot \Delta t) \cdot \sin \Delta \omega_2 \cdot t_1] - \\ & - x_{1m} \cdot x_{3m} \cdot \cos \varphi_2 \cdot [f(\Delta \omega_1 \cdot \Delta t) \cdot \cos \Delta \omega_1 \cdot t_2 - \\ & - f(\Delta \omega_2 \cdot \Delta t) \cdot \cos \Delta \omega_2 \cdot t_2] - x_{1m} \cdot x_{3m} \cdot \sin \varphi_2 \times \\ & \times [f(\Delta \omega_1 \cdot \Delta t) \cdot \sin \Delta \omega_1 \cdot t_2 - f(\Delta \omega_2 \cdot \Delta t) \cdot \sin \Delta \omega_2 \cdot t_2], \quad (14) \end{aligned}$$

где $\Delta \omega_1 = \omega_1 - \omega_2$, $\Delta \omega_2 = \omega_1 + \omega_2$, $f(\Delta \omega_n \cdot \Delta t) = \frac{\sin \Delta \omega_n \cdot \Delta t}{\Delta \omega_n \cdot \Delta t}$.

5. Апробация результатов исследований

Результаты данного исследования могут быть применены при проектировании высокоточных многотактных

цифровых ваттметров; в условиях работы предприятий, которые используют в своей производственной деятельности импульсные источники вторичного питания для работы оборудования и устройств, а также в практике работы метрологических служб при выполнении поверочных работ над электроизмерительными приборами.

6. Выводы

Таким образом, влияние фазы входных величин по отношению к помехе и началу измерения сказывается тем больше, чем меньше разница между частотами ω_1 и ω_2 , а также, чем меньше период интегрирования по сравнению с периодом помехи и входной величины. Показано, что наименьшее значение коэффициента подавления равно 0,33 имеют ваттметры, функционирующие в четыре такта, а наибольшее — двухтактные, у которых значение коэффициента подавления не снижается менее 0,5.

Литература

1. Садовский, Г. А. Теоретические основы информационно-измерительной техники [Текст] / Г. А. Садовский. — М.: Высшая школа, 2009. — 241 с.
2. Измерение мощности СВЧ-колебаний [Электронный ресурс] / Support17. — Режим доступа : \www/URL: <http://www.support17.com/component/content/817.html?task=view>. — 15.01.2014
3. Применение векторных диаграмм для анализа несимметричных режимов. Мощность в трехфазных цепях [Электронный ресурс] / Landata. — Режим доступа: \www/URL: <http://www.ups-info.ru/?link=160649>. — 14.01.2014
4. Вимірювання параметрів електричних сигналів [Текст] : навч. посіб. для студ. вищих навч. закл.; під ред. В. І. Губара. — К.: Університет «Україна», 2007. — 352 с.
5. Кондратов, В. Т. Методы измерения электрической мощности: основные понятия и определения, классификация [Текст] / В. Т. Кондратов, О. А. Богданова. — К.: Институт кибернетики им. В. М. Глушкова, 2002. — 57 с.
6. Туз, Ю. М. Структурные методы повышения точности измерительных устройств [Текст] : учеб. пособ. / Ю. М. Туз. — К.: НТУУ «КПИ», 2008. — 256 с.
7. Кондратов, В. Т. Фундаментальная теория избыточных измерений: обобщенная структура и ее особенности [Текст] / В. Т. Кондратов // Вісник Хмельницького національного університету. — 2009. — № 3. — С. 116—130.
8. Синицкий, О. П. Исследование и разработка цифровых малокосинусных ваттметров с коррекцией погрешностей [Текст] : автореф. дис. канд. техн. наук : 05.11.05 / О. П. Синицкий; Киевский политехнический институт. — К., 1973. — 38 с.
9. Синицкий, О. П. Анализ схема ваттметра с коррекцией погрешности от собственно потребления мощности входными цепями [Текст] / О. П. Синицкий, А. П. Ткач // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2010. — № 1. — С. 67—70.
10. Синицкий, О. П. Анализ цифрового ваттметра с использованием одновременного преобразования входных величин [Текст] / О. П. Синицкий, А. П. Ткач // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. — 2010. — № 2. — С. 86—89.

ЭФЕКТИВНІСТЬ КОРЕКЦІЇ АДДИТИВНОЇ ПОХИБКИ В БАГАТОТАКТНИХ ВАТТМЕТРАХ

В статті розглянуті залежності для коефіцієнтів придушення адитивної похибки дво-, трьох- та чотирьохтактних інтегруючих ваттметрів з урахуванням ефективності інтегрування і урахуванням впливу низьких та високих частот, встановлено вплив фази вхідних величин по відношенню до завод. Показано, що при змінному характері спектру завади дисперсія показань приладу від впливу адитивної похибки буде більшою, чим для приладів, які функціонують за меншу кількість тактів.

Ключові слова: багатотактний ватметр, адитивна похибка, вплив завади, період інтегрування, фаза сигналу.

Ларін Віталій Юрьевич, доктор технічних наук, професор, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна, e-mail: vjlarin@gmail.com.

Синицький Олег Павлович, кандидат технічних наук, доцент, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Щербань Анастасія Павлівна, аспірант, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Ларін Віталій Юрійович, доктор технічних наук, професор, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний

технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Синицький Олег Павлович, кандидат технічних наук, доцент, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Щербань Анастасія Павлівна, аспірант, кафедра інформаційно-виміральної техніки, Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут», Україна.

Larin Vitaliy, National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Ukraine, e-mail: vjlarin@gmail.com.

Sinitskiy Oleh, National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Ukraine.

Shcherban Anastasia, National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute», Ukraine

УДК 543.272.082.5(088.8)

**Безрук З. Д.,
Порєв В. А.,
Приміський В. П.**

МОДЕЛІ ДІАГНОСТУВАННЯ І ПІДВИЩЕННЯ НАДІЙНОСТІ ГАЗОАНАЛІТИЧНИХ СИСТЕМ

Розглянуто методологію діагностування багатоканальних газоаналітичних систем і визначена ефективність їх роботи. Проаналізовані причини втрат виміральної інформації. Запропонована методологія визначення часу відновлення роботи газоаналітичної системи. Наведені залежності дії тестового сигналу на вихідний сигнал газоаналізатора. Проведено порівняння тестового і функціонального діагностування, визначено середні часові характеристики роботи і відновлення систем.

Ключові слова: методологія діагностування, багатоканальні газоаналітичні системи, вимірально-інформаційна, мікропроцесорні системи (МПС).

1. Вступ

Підвищення екологічних вимог до промислових і енергетичних підприємств, що викидають в атмосферу значні обсяги димових (відпрацьованих) газів вимагає застосування відповідних інструментальних засобів контролю складу і концентрацій газів — автоматизованих багатоканальних газоаналітичних систем (ГАС). Для обґрунтування застосування ГАС в конкретному технологічному процесі необхідно визначити її ефективність і надійність.

2. Постановка задачі

Ефективність ГАС, як інформаційно-виміральної системи (ІВС) залежить від втрат виміральної інформації, обумовлених її обмеженою точністю, надійністю, швидкодією. Показники ефективності, які враховують згадані фактори, являються інтегральною мірою якості — $W(t)$ ГАС [1]. Для лінійної стаціонарної не відновлюваної ГАС при нормальному розподілі вхідного сигналу x в білому Гаусовому шумі при $\sigma_x^2 \gg \sigma_\varepsilon^2$:

$$W(t) = \frac{J_X(t) - \Delta J(t)}{J_X(t)} = \frac{FW_H(t)}{2\Omega} \left(1 - \frac{\ln \sigma_\varepsilon \sqrt{2\pi l}}{\ln \sigma_x \sqrt{2\pi l}} \right), \quad (1)$$

де $J_X(t)$ — кількість інформації на вході ГАС за час роботи t ; $J_Y(t)$ — кількість інформації на виході ГАС за час роботи t ; $\Delta J = J_X(t) - J_Y(t)$ — сумарні втрати інформації ГАС за час t із-за обмеженої точності і надійності ГАС; F — полоса пропускання ГАС; Ω — максимальна частота спектра змін параметрів джерела вхідної інформації; σ_x^2 — дисперсія шуму; σ_ε^2 — дисперсія вхідного сигналу; $W_H(t) = t_1/t$ — показник ефективності, що враховує надійність ГАС; t_1 — час роботи ГАС до відмови.

Ціллю статті є довести, що самодіагностика ГАС з використанням МПП дозволяє реалізувати оптимальні для конкретної ГАС алгоритми пошуку дефектів як по жорсткій або гнучкій послідовній програмі, так і комбінованій. Таким чином, для організації самодіагностики ГАС і підвищення значення $W(t)$ необхідно розглянути наступні задачі.

3. Аналіз літератури

Газоаналітичні системи є складними багатоканальними інформаційно-вимірвальними системами. Системи можуть будуватись по паралельній, послідовній і паралельно-послідовній структурі вимірвальних каналів.

В таких системах відмова одного з елементів, приладів системи приводить до лавиноподібного наростання