

Если число датчиков порядка сотен, то все преимущества достигаются без больших экономических затрат.

Так как применение бесконтактных переключателей связано с требованием повышения частоты опроса и поэтому даже при большом числе датчиков время, в течение которого должно быть обеспечено стабильное запоминание, значительно меньше одной секунды, то блок запоминания не будет вносить дополнительной погрешности и может быть построен по известным схемам.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Л. А. Жук, Б. Н. Малиновский. Построение многоканальных электронных переключающих схем.— Автоматика и приборостроение (Киев), 1963, № 1.
2. Г. П. Аксенова. Вопросы построения универсальных бесконтактных коммутаторов.— В сб. «Техническая кибернетика». М., «Наука», 1965.
3. Б. В. Карпюк. Некоторые вопросы анализа работы бесконтактных переключателей, применяемых в электроизмерительной технике.— Электрические методы автоматического контроля (Труды ИАЭ СО АН СССР), вып. 3. Новосибирск, Изд-во СО АН СССР, 1962.
4. Л. А. Бессонов. Теоретические основы электротехники. М., «Высшая школа», 1964.

Поступило в редакцию  
20 июня 1966 г.,  
окончательный вариант —  
4 октября 1966 г.

УДК 621.317.733.025

А. М. МАРГОЛИН  
(Ленинград)

#### АНАЛИЗ ДИНАМИКИ КОНДЕНСАТОРНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЧАСТОТА — НАПРЯЖЕНИЕ

В связи с развитием частотно-цифровых измерительных и телеизмерительных устройств конденсаторные частотомеры (КЧ) нашли применение в качестве преобразователей частота — напряжение, являясь элементами замкнутых следящих систем. Указанное обстоятельство и обуславливает интерес к динамике работы КЧ [1].

Исследование динамических свойств КЧ удобно проводить на расчетной схеме, получающейся из представления их импульсными системами со скачкообразно изменяющимися параметрами.

Рассмотрим реакцию цепи при включении на ее вход сигнала постоянной частоты. Наиболее распространенные цепи КЧ с их расчетными схемами показаны на рис. 1, а, б, и рис. 2, а, б. Предполагается, что на вход цепи поступают прямоугольные импульсы заданной длительности.

Закон установления выходного напряжения для схем рис. 2 может быть найден методом припасовывания с применением  $D$ -преобразования, позволяющего значительно упростить промежуточные вычисления [1].

Для схемы рис. 2, б введем обозначения:  $T$  — период следования входных импульсов;  $\gamma T$  — длительность импульса;  $T_1 = R_1 C_1$ ;  $T_2 = R_2 C_2$ ;  $T_3 = R_2 C_1$ ;  
 $R_1 = \frac{R_0 R_3}{R_0 + R_3}$ ;  $R_3$  — сопротивление триода в проводящем состоянии.

Предположим, что к моменту прихода  $n$ -го импульса емкость  $C_1$  заряжена до напряжения  $E$ , а напряжение на емкости  $C_2$  составляет  $u(n)$ .

С учетом введенных обозначений и допущений закон изменения напряжения в операторной форме на  $C_2$  в течение времени  $\gamma T$  действия импульса имеет вид

$$u_1(p) = \frac{T_3 E + T_2 u(n) + T_1 T_2 p u(n)}{T_1 T_2 p^2 + (T_1 + T_2 + T_3) p + 1} \quad (1)$$

где  $\beta_i = \frac{I}{T_i}$  ( $i=1, 2, 3$ );

$\alpha_{1,2}$  — корни характеристического уравнения

$$q^2 + q \frac{\beta_1 + \beta_2 + \beta_3}{\beta_3} + \beta_1 \beta_2 = 0.$$

Переходя к оригиналам в (2), получим

$$u_1(\bar{t}) = \frac{E \beta_1 \beta_2 + u(n) \beta_1 \beta_3}{\beta_3} \frac{e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} - e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}}{\alpha_1 - \alpha_2} + \frac{u(n)}{\alpha_1 - \alpha_2} (\alpha_1 e^{\alpha_1(\bar{t}-n)} - \alpha_2 e^{\alpha_2(\bar{t}-n)}); \quad n \leq \bar{t} < n + \gamma. \quad (3)$$

В интервалах между импульсами, т. е. при  $n + \gamma \leq \bar{t} < n + 1$ , происходит разряд емкости  $C_2$  на сопротивление  $R_2$ , причем к началу разряда напряжение на ней равно  $u_1(\bar{t})$  из (3) при  $\bar{t} = n + \gamma$ :

$$u_2(\bar{t}) = \left[ \frac{E \beta_1 \beta_2 + u(n) \beta_1 \beta_3}{\beta_3} \frac{e^{\alpha_1 \gamma} - e^{\alpha_2 \gamma}}{\alpha_1 - \alpha_2} + \frac{u(n)}{\alpha_1 - \alpha_2} (\alpha_1 e^{\alpha_1 \gamma} - \alpha_2 e^{\alpha_2 \gamma}) \right] e^{-(\bar{t}-n-\gamma)\beta_2}; \quad n + \gamma \leq \bar{t} < n + 1. \quad (4)$$

Полагая в (4)  $\bar{t} = n + 1$  и вводя обозначения решетчатой функции  $u[n] = u(n)$ , получим разностное уравнение первого порядка с постоянными коэффициентами

$$u[n+1] - Au[n] = B,$$

где

$$A = \frac{\beta_1 (e^{\alpha_1 \gamma} - e^{\alpha_2 \gamma}) + (\alpha_1 e^{\alpha_1 \gamma} - \alpha_2 e^{\alpha_2 \gamma})}{\alpha_1 - \alpha_2} e^{-(1-\gamma)\beta_2}, \quad (5)$$

$$B = E \beta_1 \beta_2 \frac{e^{\alpha_1 \gamma} - e^{\alpha_2 \gamma}}{\beta_3 (\alpha_1 - \alpha_2)} e^{-(1-\gamma)\beta_2}.$$

Выполнив  $D$ -преобразование и используя теорему сдвига, определим

$$u^*(q) = \frac{B e^q}{(e^q - A)(e^q - 1)}. \quad (6)$$

где

$$u^*(q) = D\{u[n]\}.$$

Переходя к оригиналам, получим

$$u[n] = B \frac{A^n - 1}{A - 1}. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (3) и (4), находим:

$$u_1(\bar{t}) = B \frac{A^n - 1}{A - 1} \beta_1 (e^{\alpha_1(\bar{t} - n)} - e^{\alpha_2(\bar{t} - n)}) + (\alpha_1 e^{\alpha_1(\bar{t} - n)} - \alpha_2 e^{\alpha_2(\bar{t} - n)}) + \\ + \frac{F \beta_1 \beta_2}{\beta_3} \frac{e^{\alpha_1(\bar{t} - n)} - e^{\alpha_2(\bar{t} - n)}}{\alpha_1 - \alpha_2}; \quad n < \bar{t} \leq n + \gamma; \quad (8)$$

$$u_2(\bar{t}) = u_1(\bar{t} = n + \gamma) e^{-(\bar{t} - n - \gamma) \beta_2}; \quad n + \gamma \leq \bar{t} \leq n + 1. \quad (9)$$

Для определения значения выходного напряжения в любой момент времени выразим (8) и (9) через смещенные решетчатые функции, приняв  $\bar{t} = n + \varepsilon$  ( $\varepsilon < 1$ ):

$$u_1[n + \varepsilon] = B \frac{A^n - 1}{A - 1} A_1(\varepsilon) + B_1(\varepsilon); \quad 0 \leq \varepsilon < \gamma; \quad (10)$$

$$u_2[n + \varepsilon] = u_1[n + \gamma] e^{-(\varepsilon - \gamma) \beta_2}; \quad \gamma < \varepsilon \leq 1, \quad (11)$$

где

$$A_1(\varepsilon) = \frac{\beta_1 (e^{\alpha_1 \varepsilon} - e^{\alpha_2 \varepsilon}) + (\alpha_1 e^{\alpha_1 \varepsilon} - \alpha_2 e^{\alpha_2 \varepsilon})}{\alpha_1 - \alpha_2};$$

$$B_1(\varepsilon) = \frac{E \beta_1 \beta_2}{\beta_3} \frac{e^{\alpha_1 \varepsilon} - e^{\alpha_2 \varepsilon}}{\alpha_1 - \alpha_2};$$

$$A = A_1(\varepsilon = \gamma) e^{-(1 - \gamma) \beta_2}; \quad B = B_1(\varepsilon = \gamma) e^{-(1 - \gamma) \beta_2}.$$

Полагая в (10) и (11)  $n \rightarrow \infty$ , найдем выражения для текущих значений напряжений в установившемся режиме:

$$u_1(\varepsilon) = \frac{B}{1 - A} A_1(\varepsilon) + B_1(\varepsilon); \quad 0 \leq \varepsilon \leq \gamma; \quad (12)$$

$$u_2(\varepsilon) = u_1(\varepsilon = \gamma) e^{-(\varepsilon - \gamma) \beta_2}; \quad \gamma \leq \varepsilon < 1. \quad (13)$$

Максимальное и минимальное значения выходного напряжения в установившемся режиме получим из (12) при  $\varepsilon = 0$  и  $\varepsilon = \gamma$  соответственно:

$$u_{\max} = \frac{B}{1 - A} e^{(1 - \gamma) \beta_2}; \quad (14)$$

$$u_{\min} = \frac{B}{1 - A}. \quad (15)$$

Значения огибающих  $u_1[n]$  и  $u_2[n]$  в любые дискретные моменты времени можно получить из (10) при  $\varepsilon = 0$  и  $\varepsilon = \gamma$ :

$$u_1[n] = B \left[ \frac{A^n - 1}{A - 1} A + 1 \right] e^{(1 - \gamma) \beta_2}; \quad (16)$$

$$u_2[n] = B \frac{A^n - 1}{A - 1}. \quad (17)$$

Длительность переходного процесса, определяемая как число периодов входной частоты, по прошествии которого текущее значение выходного напряжения отличается от своего установившегося значения не более чем на  $\delta\%$ , составляет

$$n \geq \frac{\ln \delta - \ln 100}{\ln A}.$$

Колебания выходного напряжения в установившемся режиме можно оценить по отношению

$$\frac{u_{\max}}{u_{\min}} = e^{(1-\gamma)\beta_2}$$

Результаты вычислений для схемы рис. 2, а могут быть получены из приведенных выше, если в последних заменить  $B$  на  $-B$ .

Таким образом, приведенные расчеты дают возможность точно определить характер и длительность переходного процесса. Кроме того, из уравнений (16) и (17) следует, что при грубых оценках поведения систем с преобразователями такого типа последние могут быть представлены апериодическим звеном первого порядка с постоянной времени, равной  $\frac{1}{\ln A}$ .

Это позволяет упростить инженерный анализ проектируемых измерительных систем с КЧ. Отметим также, что в установившемся режиме выходное напряжение имеет периодический пилообразный характер.

Значения статического коэффициента передачи преобразователя и нелинейность функции преобразования, приемлемые в инженерной практике, наиболее просто могут быть получены способом, представленным в [2, 3], и составляют соответственно:

$$K = \frac{u_{c2}}{f} = \frac{T_3 E}{1 + T_3 f};$$

$$\rho = \frac{T_3 f (f_{\max} - f)}{f_{\max} (1 + T_3 f)} \cdot 100 \%,$$

где  $f = \frac{1}{T}$ ;  $f$  — максимальное значение преобразуемой частоты.

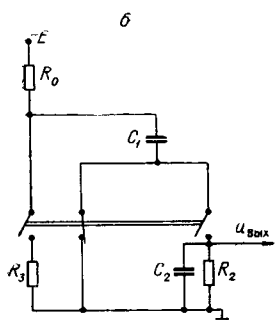
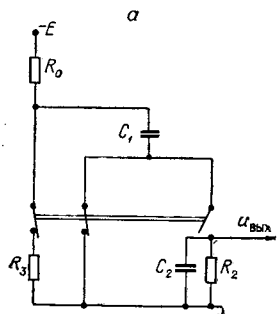


Рис. 1.

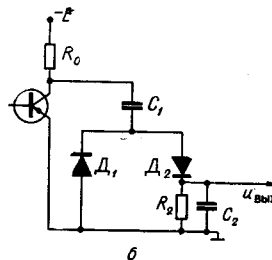
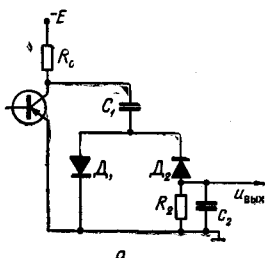


Рис. 2.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Я. З. Цыпкин. Теория линейных импульсных систем. М., Физматгиз, 1963.
2. А. А. Санин. Электронные приборы ядерной физики. М., «Наука», 1964.
3. И. Н. Иванов, В. И. Дмитриев, В. Н. Комиссарова. К расчету конденсаторных преобразователей частоты в постоянный ток.— Труды НИИТеплоприбор, сб. 4. М., ОНТИ, 1964.

Поступило в редакцию  
23 ноября 1965 г.,  
окончательный вариант —  
22 августа 1966 г.