

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АНАЛИЗ ВЛИЯНИЯ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ЭЛЕМЕНТОВ СХЕМЫ КОРРЕКТИРУЮЩЕГО КАНАЛА НА ВЫХОДНОЙ СИГНАЛ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

В статье предлагается математическая модель и методика анализа влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала с периодической коррекцией погрешности нуля УПТ на выходной сигнал измерительных преобразователей с целью минимизации порога чувствительности.

Усилители постоянного тока (УПТ) во многих устройствах преобразования сигналов малого уровня в частотно-временные сигналы являются одним из основных элементов схемы и служат как для усиления непосредственно информативного сигнала с выхода датчика измерительной цепи [1], так и для коррекции различных паразитных шумовых составляющих сигнала, связанных с действием дестабилизирующих факторов (температуры, вибраций, нестабильности напряжения питания и др.) [2, 3]. При этом существует проблема минимизации порога чувствительности преобразователей и уменьшения влияния собственных шумов элементов схемы. В данной работе предлагается математическая модель и методика анализа влияния собственных шумов элементов схемы корректирующего канала с периодической коррекцией погрешности нуля УПТ на выходной сигнал измерительных преобразователей.

Функциональная схема усилителя постоянного тока с коррекцией собственных шумов элементов схемы на базе одного операционного усилителя приведена на рисунке 1,а [4]. На рисунке 1,б представлены временные диаграммы, поясняющие работу схемы.

Работу схемы УПТ будем рассматривать, полагая коэффициент передачи ОУ $K = \infty$, $U_{вх1} = 0$ и $U_{вх2} = U_x$, где U_x – потенциал относительно «земли».

В течение интервала времени T_1 ключ Кл1 замкнут, а ключ Кл2 разомкнут. При этом выходное напряжение будет представлять собой усиленную сумму входного напряжения и дрейфа

$$U_{вых1} = (U_x + E_{др}) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = (U_x + E_{др}) K_{ос}, \quad (1)$$

где $K_{ос}$ – коэффициент передачи УПТ с учетом звена обратной связи. В это же время конденсатор C через резистор R будет заряжаться до напряжения, равного $E_{др}$, поскольку, как известно [5], разность потенциалов между точками «а» и «б» (см. рис. 1,а) будет равна $E_{др}$.

В течение интервала времени T_2 ключ Кл2 замкнут, а Кл1 разомкнут, и усилитель будет усиливать только входное напряжение U_x , т.к. $E_{др}$ скомпенсируется напряжением на емкости C , т.е.

$$U_{вых2} = K_{ос} U_x. \quad (2)$$

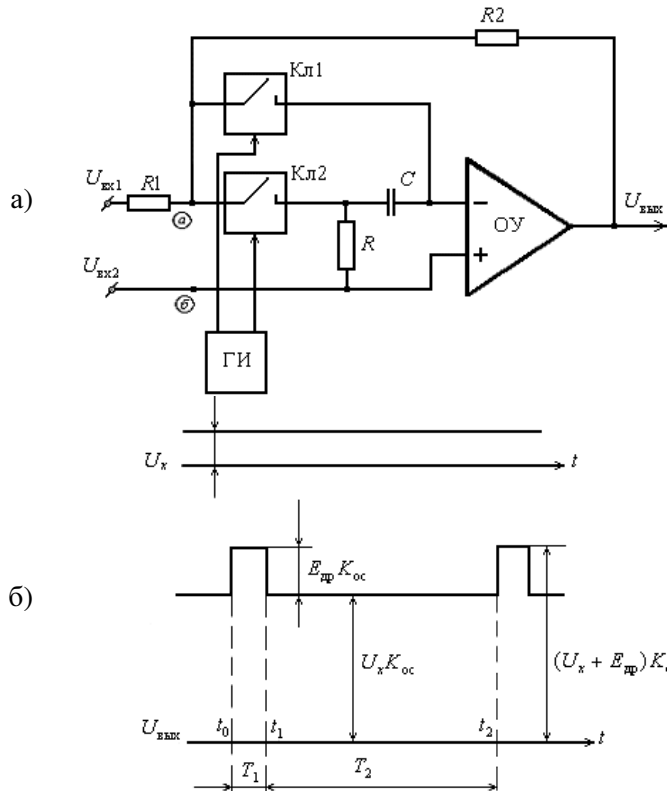


Рис. 1

В ИРП информативная составляющая входной величины подвергается операции интегрирования и интегральное значение выходного напряжения равно

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ1}}T_1}{T_1 + T_2} + \frac{U_{\text{ВЫХ2}}T_2}{T_1 + T_2}, \quad (3)$$

или, обозначив $(T_1+T_2)/T_1 = Q$, где Q – скважность управляющих импульсов генератора импульсов (ГИ), имеем

$$\bar{U}_{\text{ВЫХ}} = K_{\text{ос}}U_x + K_{\text{ос}}\frac{E_{\text{др}}}{Q}. \quad (4)$$

Как следует из выражения (4), влияние дрейфа операционного усилителя можно уменьшать в Q раз. По сравнению с известной схемой Принца [6, 7] в рассматриваемом УПТ отсутствует мультипликативная погрешность, равная $1/Q$ и обусловленная тем, что в схеме Принца в режиме запоминания значения $E_{\text{др}}$ входная величина отключается.

Приведенное выше описание работы схемы позволяет интерпретировать лишь процесс коррекции дрейфа и непригодно для анализа условий достижения минимума порога чувствительности, поскольку не учитывается, что дрейф ОУ – изменяющаяся во времени величина и обусловлена как дрейфом по напряжению, так и дрейфом входных токов [8, 9]. Для исследования условий минимизации порога чувствительности УПТ необходим более тщательный анализ, учитывающий динамику происходящих процессов.

Рассмотрим работу схемы в режиме запоминания дрейфа, при этом будем пользоваться схемой замещения, приведенной на рисунке 2.

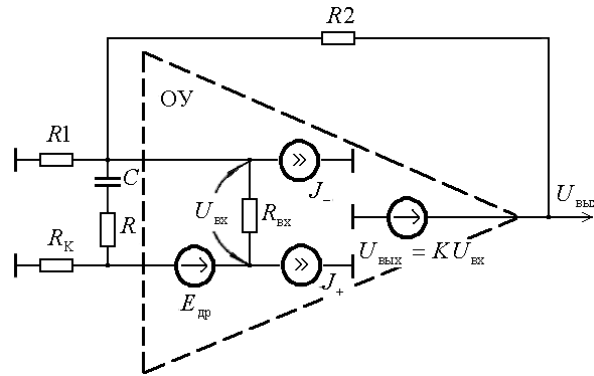


Рис. 2

В данном случае полагаем, что $U_{вх1} = 0$, $U_{вх2} = 0$ и ключи Кл1 и Кл2 имеют соответственно $r_0 = 0$ и $R_3 = \infty$. Дрейф по напряжению учитывается в виде источника напряжения $E_{др}$; входные токи учитываются источниками тока J_+ и J_- соответственно по неинвертирующему и инвертирующему входам. Резистор $R_{вх}$ учитывает конечное входное сопротивление ОУ, а резистор R_k применяется в схемах УПТ для уменьшения влияния входных токов [8, 9].

Потенциально-токовый граф [10] схемы (рис. 2) имеет вид (рис. 3), где токовой ветви с комплексным сопротивлением $Z = R + \frac{1}{Cp}$ соответствует конденсатор C и резистор R . Для потенциально-токового графа строим ОСГ, приведенный на рисунке 4, определитель которого равен

$$\text{Det}_1 = Y_{вх} Z (Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k) + (Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k) + Z (Y R_2 + 1) - KZ, \quad (5)$$

или, с учетом $Y_{вх} = 0$,

$$\text{Det}_1 = Y_1 R_2 R_k + R_2 + R_k + Z (Y R_2 + 1) - KZ. \quad (6)$$

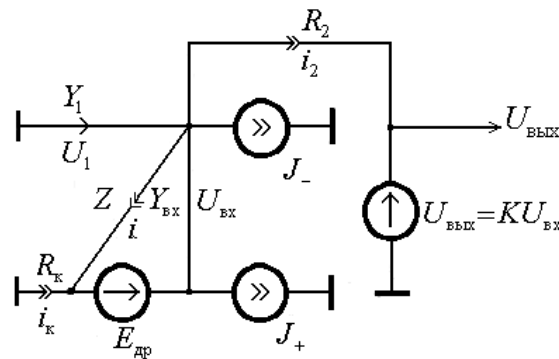


Рис. 3

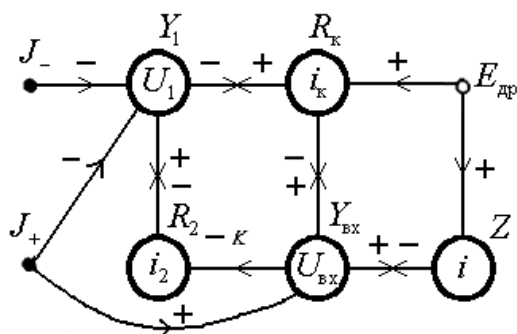


Рис. 4

Выходное напряжение УПТ включает в себя, как указывалось выше, три слагаемых:

$$U_{\text{вых1}} = U_{E_{\text{др1}}} + U_{J_{+1}} + U_{J_{-1}}. \quad (7)$$

Составляющая $U_{\text{вых1}}$, обусловленная наличием $E_{\text{др}}$, может быть определена по формуле

$$U_{E_{\text{др1}}} = \frac{KU_{\text{вх}}E_{\text{др}}}{E_{\text{др}}} = \frac{-KE_{\text{др}} [Z(1+Y_1R_2) + Y_1R_kR_2 + R_2 + R_k]}{\text{Det}_1}. \quad (8)$$

Выражение (8) с учетом $Z = R + \frac{1}{Cp}$ и формулы (6), а также при условии $K \rightarrow \infty$ может быть преобразовано к виду

$$U_{E_{\text{др1}}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[\frac{1 + \left(R + \frac{R_kR_2 + R_2R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2} Cp \right)}{1 + RCp} \right] E_{\text{др}}, \quad (9)$$

где p – оператор Лапласа.

Как следует из выражения (9), выходное напряжение представляет собой результат прохождения шумового напряжения через фильтр с передаточной функцией

$$H_{E_{\text{др}}}(p) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{1 + \left(R + \frac{R_kR_2 + R_2R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2} Cp \right)}{1 + RCp}, \quad (10)$$

или

$$H_{E_{\text{др}}}(p) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \hat{H}_{E_{\text{др}}}(p). \quad (11)$$

Амплитудно-частотной характеристике (АЧХ) фильтра с передаточной функцией $\hat{H}_{E_{др}}(p)$ соответствуют сопряженные частоты, равные

$$\omega_1 = \frac{1}{RC}, \quad \omega_2 = \frac{1}{\left(R + \frac{R_k R_2 + R_2 R_1 + R_1^2}{R_1 + R_2} \right) C}, \quad (12)$$

причем всегда выполняется условие $\omega_1 > \omega_2$. Отсюда следует, что указанный фильтр будет являться фильтром верхних частот для $E_{др}$, причем на частотах, больших ω_1 , шумовое напряжение «усиливается» в α раз, где

$$\alpha = 1 + \frac{R_1}{R} \left[1 + \frac{R_k R_2}{R_1 (R_1 + R_2)} \right]. \quad (13)$$

Аналогичным образом определим составляющую выходного напряжения УПТ, обусловленную наличием входных токов J_+ и J_- ,

$$U_{J_+} = \frac{KU_{вх} J_+}{J_+} = KJ_+ \frac{Z(Y_1 R_k R_2 + R_2 + R_k) - ZR_2}{\text{Det}_1}; \quad (14)$$

$$U_{J_-} = \frac{KU_{вх} J_-}{J_-} = -KJ_- \frac{ZR_2}{\text{Det}_1}. \quad (15)$$

С учетом формулы (6) и при условии $K \rightarrow \infty$ выражения (14), (15) принимают вид

$$U_{J_+} = -R_k \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) J_+; \quad (16)$$

$$U_{J_-} = R_2 J_-. \quad (17)$$

Из условия равенства систематических составляющих входных токов следует известное соотношение для выбора компенсирующего сопротивления R_k [9]:

$$R_k = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (18)$$

Для определения условий заряда конденсатора C рассмотрим следующие передаточные функции: $H_{1E}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от источника $E_{др}$; $H_{1J_+}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от входного тока по неинвертирующему входу; $H_{1J_-}(p)$ – определяющую заряд конденсатора C от входного тока по инвертирующему входу;

$$H_{1E}(p) = \frac{U_C(p)}{E_{др}(p)} = \frac{Z[Y_{вх}(Y_1 R_k R_2 + R_k + R_2) - K]}{(1 + RCp)\text{Det}_1}; \quad (19)$$

$$H_{1J_+}(p) = \frac{U_C(p)}{J_+(p)} = \frac{Z(-R_2 + Y_1 R_K R_2 + R_K + R_2)}{(1 + RCp) \text{Det}_1}; \quad (20)$$

$$H_{1J_-}(p) = \frac{U_C(p)}{J_-(p)} = \frac{-ZR_2}{(1 + RCp) \text{Det}_1}. \quad (21)$$

При подстановке формулы (6) в (19) и с учетом $K \rightarrow \infty$ имеем

$$H_{1E}(p) \approx \frac{1}{1 + RCp}, \quad (22)$$

т.е. в первом приближении можно считать, что конденсатор C заряжается от источника $E_{др}$ через резистор R .

Аналогичным образом, полагая, что коэффициент передачи ОУ имеет достаточно большое значение и с учетом (18), имеем

$$H_{1J_+}(p) = \frac{R_2}{(1 + RCp)K}; \quad (23)$$

$$H_{1J_-}(p) = \frac{-R_2}{(1 + RCp)K}. \quad (24)$$

Как следует из выражений (23) и (24), при больших значениях K конденсатор C практически не будет заряжаться от входных токов, а следовательно, при дальнейшем анализе эффектом заряда конденсатора C от входных токов можно пренебречь, т.е. схема будет эффективно корректировать лишь дрейф по напряжению.

Рассмотрим далее работу схемы в режиме коррекции дрейфа, при этом будем пользоваться схемой замещения, приведенной на рисунке 5, в которой начальное напряжение на конденсаторе C учтено в виде источника постоянного напряжения U_{C_0} .

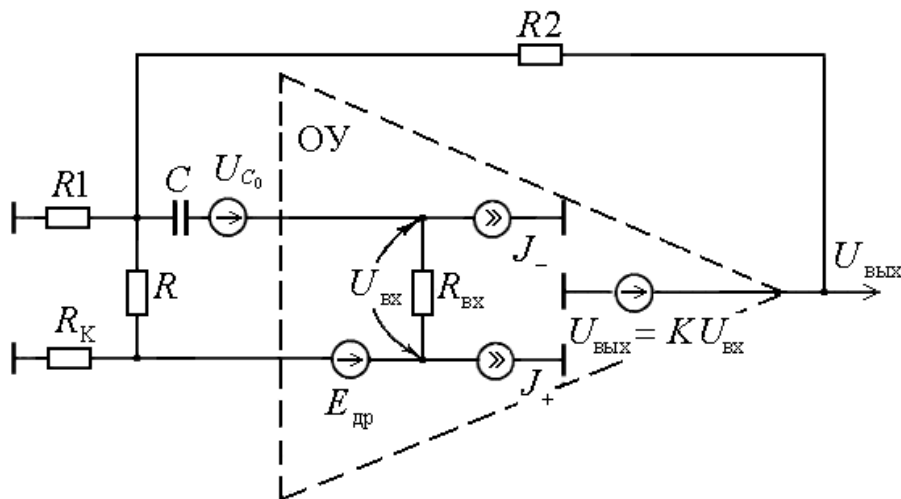


Рис. 5

Соответствующие данной схеме потенциально-токовый граф и ОСГ приведены на рисунках 6 и 7.

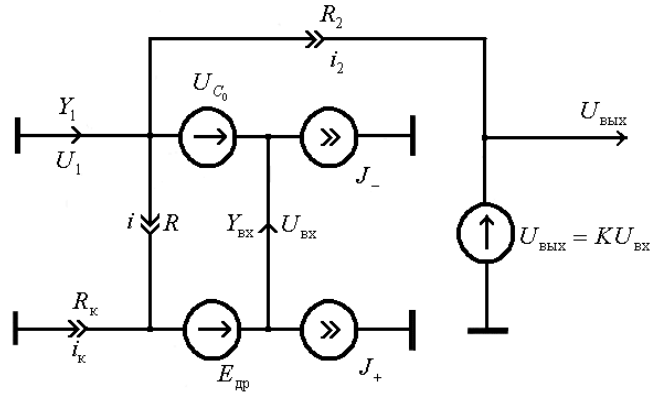


Рис. 6

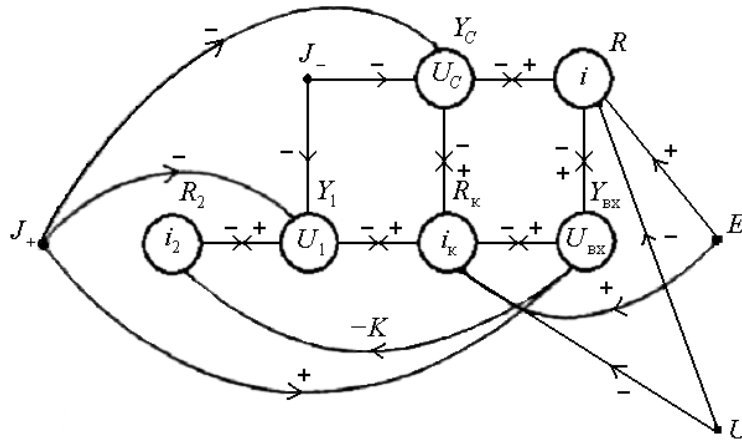


Рис. 7

Определитель ОСГ (рис. 7) описывается формулой

$$\text{Det}_2 = Y_{\text{ВХ}} \left[R_k (1 + Y_C R) (1 + Y R_2) + R_2 (1 + Y_C R) + R (1 + Y_1 R_2) \right] + \\ + R_k Y_C (1 + Y_1 R_2) + Y_C R_2 + (1 + Y_1 R_2) (1 + Y_C R) - (1 + Y_1 R_2) - K (1 + Y_1 R) + K, \quad (25)$$

или, с учетом $Y_{\text{ВХ}} = 0$,

$$\text{Det}_2 = Y_C (1 + Y_1 R_2) (R + R_k) + Y_C R_2 - K Y_C R. \quad (26)$$

Как и в рассмотренном выше случае, выходное напряжение УПТ включает в себя три слагаемых, обусловленных наличием источников $E_{\text{др}}, J_+$ и J_- , а также составляющую, обусловленную начальным зарядом конденсатора C

$$U_{\text{ВЫХ}2} = U_{E_{\text{др}2}} + U_{J_+2} + U_{J_-2} + U_{C_02}. \quad (27)$$

Составляющая $U_{\text{вых}2}$, обусловленная наличием $E_{\text{др}}$, может быть определена по формуле

$$U_{E_{\text{др}2}} = \frac{-(1+Y_1R_2)Y_C R - R_K Y_C (1+Y_1R_2) - Y_C R_2}{\text{Det}_2} K E_{\text{др}}, \quad (28)$$

которая с учетом $K \rightarrow \infty$ преобразуется к виду

$$U_{E_{\text{др}2}} = \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_K + R}{R} \right) + \frac{R_2}{R} \right] E_{\text{др}} = K'_K E_{\text{др}}. \quad (29)$$

Аналогичным образом получаем

$$U_{C_02} = - \left[\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_K}{R} + 1 \right) + \frac{R_2}{R} \right] U_{C_0} = -K_K U_{C_0}. \quad (30)$$

Как следует из выражений (29) и (30), напряжение $E_{\text{др}}$ будет компенсироваться напряжением U_{C_0} и разница будет усиливаться в некоторое число раз – K_K , большее, чем коэффициент передачи УПТ (K_{oc}) с учетом обратной связи.

Для составляющих выходного напряжения, обусловленных наличием источников тока, при $K \rightarrow \infty$ имеем следующие выражения:

$$U_{J_+2} = -R_2 J_+ = -R_K \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) J_+; \quad (31)$$

$$U_{J_-2} = \left[R_2 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_K}{R} + \frac{R_2}{R} + \frac{R_K R_2}{R_1 R} \right) \frac{1}{Cp} \right] J_-. \quad (32)$$

Таким образом, составляющая, обусловленная наличием источника J_+ , как и в режиме запоминания (16), представляет собой результат прохождения тока J_+ через резистор R_2 . Составляющая $U_{\text{вых}2}$ от источника тока J_- по инвертирующему входу в режиме компенсации дрейфа представляет собой сумму токового шума $R_2 J_-$ и интеграла от тока J_- с весом

$$A = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_K}{R} + \frac{R_2}{R} + \frac{R_K R_2}{R_1 R} \right) \frac{1}{C}. \quad (33)$$

Рассмотрим далее процесс перезаряда конденсатора C в режиме компенсации. Для этого определим следующие передаточные функции (при $Y_{\text{вх}} \rightarrow 0$):

$$H_{2E}(p) = \frac{U_C(p)}{E_{\text{др}}(p)} = -\frac{1}{KRCp}; \quad (34)$$

$$H_{2J_+}(p) = \frac{U_C(p)}{J_+(p)} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) R_K}{KU_{\text{вх}} Cp}; \quad (35)$$

$$H_{2J_-}(p) = \frac{U_C(p)}{J_-(p)} = -\frac{1}{Cp}. \quad (36)$$

Как следует из выражений (34), (35), при достаточно больших значениях коэффициента передачи K_{OU} заряд конденсатора C от воздействия источников J_+ и $E_{др}$ практически происходить не будет. В то же время конденсатор C будет заряжаться током J_- . Это естественно, поскольку при больших значениях $R_{вх}$ ток J_- протекает непосредственно через конденсатор C , что является косвенной проверкой правильности полученных выше формул.

Приведенные выше результаты позволяют составить математическую модель коррекции собственных шумов элементов схемы ОУ, но не отвечают на вопрос «Каким образом в реальной схеме параметры ключевых элементов влияют на точностные характеристики УПТ?» Для ответа на поставленный вопрос, а также с целью оценки адекватности полученных результатов реально происходящим процессам рассмотрим в режиме компенсации схему УПТ, учитывающую конечные значения сопротивлений замкнутого r_0 и разомкнутого R_3 ключей (рис. 8). Сопротивление R_k в данной схеме отсутствует, поскольку не учитывается влияние входных токов.

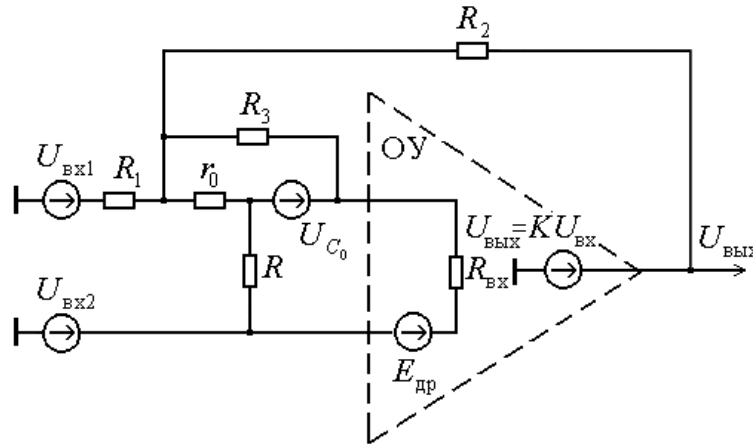


Рис. 8

Схеме (рис. 8) соответствует определитель

$$\begin{aligned} \text{Det}_3 = & (1 + RY_{вх})(Y_3R_1r_0R_2 + R_1r_0 + R_2r_0 + R_1R_2) + \\ & + (1 - K)R(Y_3r_0R_1 + R_1 + r_0) + R(Y_3R_2r_0 + r_0 + R_2). \end{aligned} \quad (37)$$

С учетом $Y_{вх} \rightarrow 0$ и $Y_3 \rightarrow 0$ имеем

$$\text{Det}_3 \approx R_1r_0 + R_2r_0 + R_1R_2 + (1 - K)R(R_1 + r_0) + R(R_2 + r_0); \quad (38)$$

и при достаточно больших K

$$\text{Det}_3 \approx (1 - K)R(R_1 + r_0). \quad (39)$$

Выходное напряжение УПТ, очевидно, будет состоять из четырех слагаемых, обусловленных соответствующими источниками напряжений,

$$U_{\text{ВЫХ}} = KU_{\text{ВХ}} = \frac{KR_2R}{(1-K)(R_1R + r_0R)}U_{\text{ВХ1}} + \frac{KR(R_1 + R_2)}{(K-1)R(R_1 + r_0)}U_{\text{ВХ2}} - \frac{K(RR_2 + Rr_0 + RR_1 + r_0R_1 + R_1R_2 + r_0R_2)}{(1-K)(R_1R + r_0R)}E_{\text{др}} + \frac{K(r_0R_1 + R_1R_2 + r_0R_2 + R_1R_2 + RR_2)}{(1-K)(R_1R + r_0R)}U_{C_0}. \quad (40)$$

С учетом $K \rightarrow \infty$ выражение (40) можно упростить и привести к виду

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1 + r_0}U_{\text{ВХ1}} + \frac{R_1 + R_2}{R_1 + r_0}U_{\text{ВХ2}} + \frac{r_0R_1 + R_1R_2 + r_0R_2 + RR_1 + RR_2}{R(R_1 + r_0)} \left[-U_{C_0} + E_{\text{др}} \left(1 + \frac{r_0}{R_1 + r_0} \right) \right]. \quad (41)$$

Как следует из выражения (41), коэффициенты передачи для полезных сигналов $U_{\text{ВХ1}}$ и $U_{\text{ВХ2}}$ зависят от размера сопротивления открытого ключа r_0 . Следовательно, на практике необходимо стремиться выбирать резисторы R_1 и R_2 по возможности с большими сопротивлениями. В данной схеме не происходит полной компенсации $E_{\text{др}}$ напряжением на конденсаторе U_{C_0} подобно тому, как это имеет место в схеме Принца.

Однако погрешность недокомпенсации

$$\delta = \frac{r_0}{R_1 + r_0} \quad (42)$$

может быть уменьшена путем выбора размера параметров R_1 и r_0 из условия

$$R_1 \gg r_0, \quad (43)$$

что не противоречит приведенной выше рекомендации относительно увеличения стабильности коэффициента передачи УПТ. Таким образом, с учетом выполнения условия (43) в первом приближении можно считать

$$U_{\text{ВЫХ}} = -\frac{R_2}{R_1}U_{\text{ВХ1}} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{\text{ВХ2}} + \left(1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R} \right) (E_{\text{др}} - U_{C_0}). \quad (44)$$

Итак, математическую модель схемы, учитывающую коррекцию шумов в рассматриваемом УПТ, можно проиллюстрировать схемой, представленной на рисунке 9, где условно изображено формирование выходного напряжения с учетом входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$, усиленного в $\left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$ раз, и влияния соответствующих источников шума. Для дисперсионной оценки

влияния соответствующих источников шума на выходе усилителя можно воспользоваться следующей методикой.

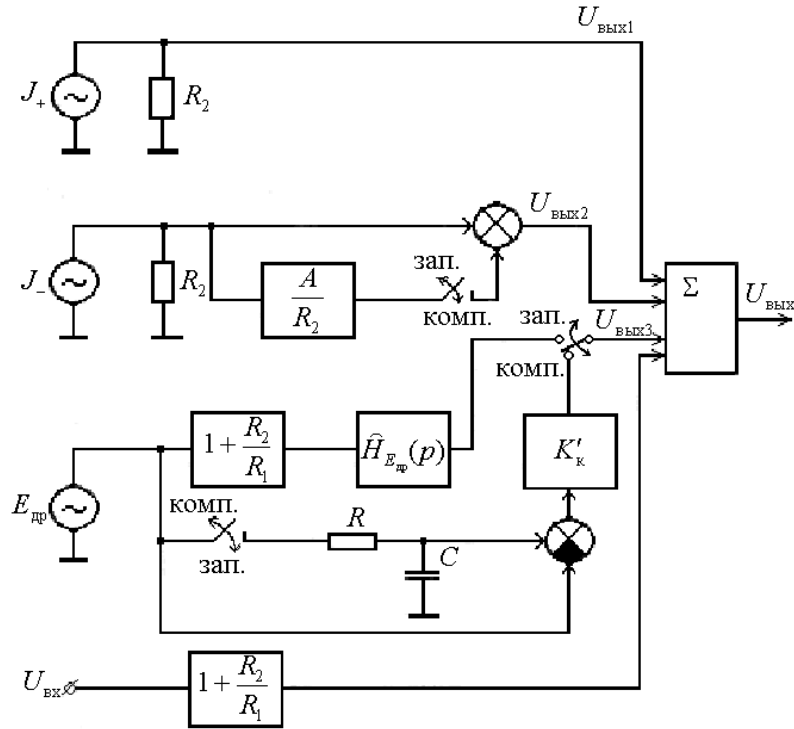


Рис. 9

Как следует из выражений (16), (18) и (31), составляющая выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ1}}$, обусловленная воздействием источника тока J_+ , независимо от режима работы усилителя, представляет собой результат прохождения тока J_+ через резистор R_2 , т.е.

$$U_{\text{ВЫХ1}}(t) = J_+(t)R_2. \quad (45)$$

Таким образом, если известна спектральная плотность тока J_+ , например $G_{J_+}(\omega)$, то дисперсия соответствующей составляющей шума может быть определена по известной зависимости [11]:

$$D\{J_+\} = \frac{R_2^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{J_+}(\omega) d\omega. \quad (46)$$

Для тока же J_- , согласно выражениям (17) и (32), составляющая выходного напряжения формируется из напряжения J_-R_2 и напряжения, пропорционального приращению интеграла от этого напряжения. Причем в соответствии с алгоритмом работы усилителя указанный интеграл всякий раз в начале каждого цикла коррекции равен нулю, поскольку емкость C в режиме запоминания (23), (24) от входных токов практически не заряжается. Для произвольного интервала времен $[t_0, t_2]$ выражение для соответ-

вующей составляющей выходного напряжения может быть представлено в следующем виде:

$$U_{\text{вых2}}(t) = \begin{cases} J_-(t)R_2 & t \in [t_0, t_1] \\ J_-(t)R_2 + A \int_{t_1}^{t-t_1} J_-(\tau) d\tau & \text{при} \\ & t \in [t_1, t_2]. \end{cases} \quad (47)$$

Таким образом, дисперсия рассматриваемой составляющей напряжения будет складываться из двух составляющих:

$$D_1\{J_-\} = \frac{R_2^2}{\pi} \int_0^\infty G_{J_-}(\omega) d\omega; \quad (48)$$

$$D_2\{J_-\} = \frac{A^2 C^2}{\pi} \int_0^\infty \int_0^{T_2} G_{J_-}(\omega) |H_J(j\omega, \tilde{t})|^2 d\omega d\tilde{t}, \quad (49)$$

где A определяется выражением (33); $H_J(j\omega, t)$ – амплитудно-фазовая характеристика фильтра, с помощью которого учитывается явление интегрирования тока J_- в режиме коррекции; \tilde{t} – текущее время внутри интервала $[0, T_2]$.

Исходя из алгоритма работы УПТ, передаточную функцию указанного фильтра логично представить в виде произведения передаточных функций фильтра, осуществляющего интегрирование, и фильтра, определяющего конечную разность первого порядка [12], т.е.

$$H_J(p) = \frac{1 - e^{-p\tilde{t}}}{Cp}. \quad (50)$$

Соответствующий модуль АФХ будет описываться выражением

$$|H_J(j\omega)| = \frac{2 \left| \sin \frac{\omega\tilde{t}}{2} \right|}{C\omega}. \quad (51)$$

Как видно из рисунка 9, составляющая выходного напряжения $U_{\text{вых3}}$, обусловленная наличием напряжения смещения $E_{\text{др}}$, во временной области может быть представлена в виде двух составляющих. Дисперсия первой составляющей может быть найдена из выражения

$$D_1\{E_{\text{др}}\} = \frac{\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)^2 T_1^2}{\pi(T_1 + T_2)^2} \int_0^\infty |\hat{H}_{E_{\text{др}}}(j\omega)|^2 G_{E_{\text{др}}}(\omega) d\omega, \quad (52)$$

где $G_{E_{\text{др}}}(\omega)$ – спектральная плотность дрейфа нуля ОУ. Она обусловлена тем, что в момент запоминания, как следует из выражения (11), сигнал дрейфа, усиленный в $\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ раз и прошедший через фильтр с передаточной

функцией $\hat{H}_{E_{др}}(p)$, полностью проходит на выход усилителя. Умножение на сомножитель $T_1^2 / (T_1 + T_2)^2$ учитывает то, что в течение интервалов времени T_2 значения соответствующей составляющей равны нулю.

Вторая составляющая выходного напряжения, обусловленная недокомпенсацией напряжения $E_{др}$ вследствие его флуктуаций, изображена с учетом предположения, что конденсатор C заряжается до напряжения $E_{др}$ в течение интервала времени T_1 , т.е. $T_1 \gg RC$. Очевидно, что текущий размер напряжения недокомпенсации U_i представляет собой первую конечную разность напряжения $E_{др}$, усиленного в K_k раз (29), (30). Дисперсия напряжения U_i может быть определена как дисперсия шума со спектральной плотностью $G_{E_{др}}(\omega)$, прошедшего через фильтр, определяющий конечную разность первого порядка, и усиленного в K_k раз. Передаточная функция указанного фильтра равна

$$H_{\phi}(p) = 1 - e^{-pT}. \quad (53)$$

Таким образом, имеем

$$D\{U_i\} = \frac{K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) |H_{\phi}(j\omega)|^2 d\omega = \frac{K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \sin^2 \omega \hat{t} d\omega. \quad (54)$$

Как следует из этого выражения, дисперсия $D\{U_i\}$ является функцией времени $\hat{t} \in [0, T_2]$. Следовательно, дисперсия рассматриваемой составляющей $U_{вых3}$, обусловленная наличием недокомпенсации напряжения $E_{др}$, может быть определена как среднее значение дисперсий $D\{U_i\}$ при изменении параметра \hat{t} от 0 до T_2 . Математически это записывается следующим образом:

$$D_2\{E_{др}\} = \frac{4K_k'^2}{\pi T_2} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \int_0^{T_2} \sin^2 \frac{\omega \hat{t}}{2} d\hat{t} d\omega. \quad (55)$$

или, взяв интеграл по переменной \hat{t} , имеем

$$D_2\{E_{др}\} = \frac{2K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) d\omega - \frac{2K_k'^2}{\pi} \int_0^{\infty} G_{E_{др}}(\omega) \frac{\text{Sin} \omega T_2}{\omega T_2} d\omega. \quad (56)$$

Выражение (56) имеет ясный физический смысл, заключающийся в том, что первое слагаемое с точностью до постоянного коэффициента равно дисперсии собственно шума $E_{др}$ ОУ без коррекции, а второе слагаемое представляет собой дисперсию той части шума, которая компенсируется.

Используя данную математическую модель (рис. 10) и методику анализа влияния собственных шумов корректирующего канала в виде усилителя постоянного тока с периодической коррекцией погрешности нуля, можно минимизировать порог чувствительности УПТ данного типа и снизить его примерно в 100 раз.

Список литературы

1. **Громков, Н. В.** Преобразователи параметров резистивных датчиков в частотные сигналы / Н. В. Громков // Проблемы автоматизации и управления в технических системах. – ПензГУ, 2007. – С. 128–129.
2. **Мокров, Е. А.** Применение элементов системологии для минимизации влияния дестабилизирующих факторов на тонкопленочные тензорезисторные датчики давления / Е. А. Мокров, В. А. Васильев, Е. М. Белозубов // Датчики и системы. – 2005. – № 3. – С. 10–12.
3. **Васильев, В. А.** Уменьшение влияния дестабилизирующих факторов на информативный сигнал датчиков / В. А. Васильев // Датчики и системы. – 2002. – № 4. – С. 12–15.
4. Усилитель постоянного тока с автокомпенсацией дрейфа : заявка СССР / Андреев В. И., Громков Н. В., Шахов С. Б. Шахов Э. К., Шляндин В. М. – № 2934395/09 ; 03.06.1980.
5. **Шахов, Э. К.** О возможности аддитивной коррекции низкочастотной случайной составляющей погрешности в структурах интегрирующих развертывающих преобразователей / Э. К. Шахов, В. М.Благодарумов, В. Г.Овчинников, В. М. Фролов // Структурные методы повышения точности, чувствительности и быстродействия измерительных устройств : тезисы докладов II республиканской научно-технической конференции. – Вып. 1. – Умань, 1975.
6. **Гельман, М. М.** Автоматическая коррекция систематических погрешностей в преобразователях «напряжение–код» / М. М. Гельман, Г. Г. Шаповал. – М. : Энергия, 1974. – 88 с.
7. **Гальперин, М. В.** Усилители постоянного тока / М. В. Гальперин, Ю. П. Злобин, В. А. Павленко. – М. : Энергия, 1978. – 248 с.
8. **Марше, Ж.** Операционные усилители и их применение / Ж. Марше. – Л. : Энергия, 1974. – 216 с.
9. Проектирование и применение операционных усилителей / под ред. Дж. Грэма, Дж. Тоби, Л. Хьюлсмана. – М. : Мир, 1974. – 510 с.
10. **Анисимов, В. И.** Топологический расчет электронных схем / В. И. Анисимов. – Л. : Энергия, 1977. – 240 с.
11. **Орнатский, П. П.** Теоретические основы информационно-измерительной техники / П. П. Орнатский. – Киев : Вища школа, 1976. – 432 с.