

классом воспроизводимых функций и регулировкой чувствительности в большом диапазоне путем воздействия на величину потокоцепления за счет изменения \dot{I} и S_1 или S_2 при перемещениях одного из подвижных сердечников относительно плоской обмотки с заданной линейной функцией. Иногда обе перемножаемые функции являются линейными и в этих случаях описанное устройство может быть использовано в качестве множительного устройства со статической характеристикой вида $E_H = K X_{c1} X_{c2}$.

На рис. 2 приведены характеристики описанного устройства в случае, когда обе перемножаемые функции являются линейными (теоретические зависимости показаны сплошными линиями, экспериментальные данные — кружками). Технические данные этого устройства таковы: $W_B = 100$ вит; $W_H = 200$ вит; $X_{c1 \max} = X_{c2 \max} = 100$ мм; габариты: $220 \times 140 \times 90$ мм.

Значительную погрешность вносят люфты подвижных сердечников, в результате которых изменяются площади S_1 и S_2 участков контуров обмоток, находящихся под подвижными сердечниками, поэтому требуется точная подгонка направляющих пазов для подвижных сердечников 4 и 5. Колебания частоты питающего тока вносят погрешность, пропорциональную изменению самой частоты.

Погрешность воспроизведения статической характеристики устройства при ручной намотке профилированных плоских обмоток составляет 2—3% и может быть значительно снижена при изготовлении обмоток методом печатного монтажа.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. Н. Лебедев. Счетно-решающие устройства. М., «Машиностроение», 1966.
2. Д. В. Свечарник. Дистанционные передачи. М.—Л., «Энергия», 1966.
3. Ю. М. Пульвер. Индукционные электромеханические элементы вычислительных и дистанционно-следящих систем. М., «Машиностроение», 1964.
4. Л. Ф. Куликовский, М. Ф. Зарипов. Индуктивные преобразователи перемещений с распределенными параметрами. М.—Л., «Энергия», 1966.
5. М. Ф. Зарипов, М. А. Ураксеев. Электромеханическое бесконтактное множительное устройство. Авторское свидетельство № 208368.—ИПОТЗ, 1967, № 3.
6. М. Ф. Зарипов, М. А. Ураксеев. Бесконтактное электромеханическое множительное устройство.—Автометрия, 1969, № 5.

Поступила в редакцию
4 января 1970 г.

УДК 621.317+519.2

Ю. Н. ЗОЛОТУХИН, Ю. М. КРЕНДЕЛЬ

(Новосибирск)

О ДИСПЕРСИИ ПОГРЕШНОСТИ КОМПЕНСАЦИИ ДРЕЙФА УСИЛИТЕЛЯ УСТРОЙСТВА СРАВНЕНИЯ

При проектировании устройств сравнения цифровых измерительных приборов постоянно уделяется внимание вопросу устранения дрейфа в усилителях постоянного тока, на базе которых выполняются устройства сравнения. Известен ряд работ [1—4], где предлагаются различные схемы автоматической компенсации дрейфа и анализируется их работа.

В настоящей заметке рассматривается дисперсия погрешности сигнала на выходе усилителя постоянного тока устройства сравнения для двух известных схем компенсации дрейфа. На рис. 1 представлена одна из распространенных схем усилителя устройства сравнения. Здесь U_1 и U_2 — усилители с коэффициентами усиления k_1 и k_2 соответственно; U_3 — усилитель цепи обратной связи с коэффициентом усиления k_3 ; C — запоминающий конденсатор.

На входы дифференциального усилителя U_1 подаются компенсационное напряжение U_R и измеряемое напряжение U_x . При разомкнутом ключе a_1 и замкнутых a_2 и a_3 в момент времени t_0 напряжение на выходе U_2 равно

$$U_{\text{вых}}(t_0) = \{\xi_1(t_0) k_1 + \xi_2(t_0) - U(t_0)\} k_2, \quad (1)$$

где $\xi_1(t_0)$ и $\xi_2(t_0)$ — помехи, приведенные по входу усилителей Y_1 и Y_2 соответственно в момент времени t_0 ; $U(t_0)$ — напряжение на выходе усилителя Y_3 , равное

$$U(t_0) = [U_C(t_0) + \xi_3(t_0)] k_3. \quad (2)$$

Здесь $U_C(t_0)$ — напряжение на конденсаторе C ; $\xi_3(t_0)$ — помеха, приведенная ко входу усилителя Y_3 в момент времени t_0 . В общем случае $\xi_1(t)$, $\xi_2(t)$ и $\xi_3(t)$ — стационарные случайные процессы.

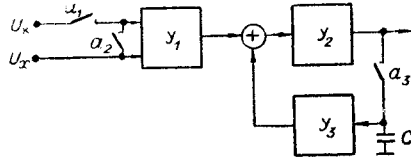


Рис. 1.

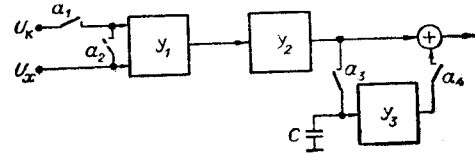


Рис. 2.

Полагая, что $U_{\text{вых}}(t_0) = U_C(t_0)$, из (1) и (2) имеем

$$U(t_0) = \frac{\xi_1(t_0) k_1 + \xi_2(t_0) + \frac{\xi_3(t_0)}{k_2}}{1 + \frac{1}{k_2 k_3}}. \quad (3)$$

В режиме компенсации дрейфа в момент времени $t > t_0$ ключ a_1 замкнут, ключи a_2 и a_3 разомкнуты. Здесь промежуток времени $t - t_0$ следует выбрать таким, чтобы $U_C(t_0) \approx U_C(t)$. Теперь

$$U_{\text{вых}}(t) = \{[(U_x - U_k) + \xi_1(t)] k_1 - U(t) + \xi_2(t)\} k_2 = (U_x - U_k) k_1 k_2 + \xi_1(t) k_1 k_2 + \xi_2(t) k_2 - \frac{\xi_1(t_0) k_1 k_2 + \xi_2(t_0) k_2 + \xi_3(t)}{1 + \frac{1}{k_2 k_3}}.$$

Здесь $U(t)$ определяется по (3), где вместо $\xi_3(t_0)$ входит $\xi_3(t)$.

Погрешность компенсации дрейфа на выходе усилителя устройства сравнения составляет

$$\Delta U_1 = U_{\text{вых}}(t) - (U_x - U_k) k_1 k_2 = \xi_1(t) k_1 k_2 + \xi_2(t) k_2 - \frac{\xi_1(t_0) k_1 k_2 + \xi_2(t_0) k_2 + \xi_3(t)}{1 + \frac{1}{k_2 k_3}}. \quad (4)$$

При $k_2 k_3 \gg 1$ (4) имеет вид

$$\Delta U_1 \approx k_1 k_2 [\xi_1(t) - \xi_1(t_0)] + k_2 [\xi_2(t) - \xi_2(t_0)] - \xi_3(t).$$

Дисперсия $D(\Delta U_1)$ погрешности ΔU_1 равна

$$D(\Delta U_1) = (k_1 k_2)^2 [2D_1 - 2R_1(\tau)] + k_2^2 [2D_2 - 2R_2(\tau)] + D_3, \quad (5)$$

где D_1 и D_2 — дисперсии, а $R_1(\tau)$ и $R_2(\tau)$ — значения корреляционных функций в момент $\tau = t - t_0$ для процессов $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ соответственно; D_3 — дисперсия процесса $\xi_3(t)$.

Рассмотрим теперь схему рис. 2. Здесь обозначения аналогичны обозначениям рис. 1. При разомкнутых ключах a_1 и a_4 и замкнутых a_2 и a_3 напряжение на выходе Y_2 в момент времени t_0 равно

$$U_{\text{вых}}(t_0) = [\xi_1(t_0) k_1 + \xi_2(t_0)] k_2.$$

Полагая, что $U_C(t_0) = U_{\text{вых}}(t_0)$.

В режиме компенсации в момент времени $t > t_0$, когда ключи a_1 и a_4 замкнуты, а a_2 и a_3 — разомкнуты, напряжение на выходе Y_2 можно описать выражением

$$U_{\text{вых}}(t) = [(U_x - U_K) + \xi_1(t)] k_1 + \xi_2(t) k_2 - U_C(t) k_3 - \xi_3(t) k_3 = \\ = (U_x - U_K) k_1 k_2 + \xi_1(t) k_1 k_2 + \xi_2(t) k_2 - \xi_1(t_0) k_1 k_2 k_3 - \xi_2(t_0) k_2 k_3 - \xi_3(t) k_3.$$

Здесь $U_C(t_0) \approx U_C(t)$.

Погрешность компенсации дрейфа на выходе усилителя устройства сравнения составляет

$$\Delta U_2 = U_{\text{вых}}(t) - (U_x - U_K) k_1 k_2 = \xi_1(t) k_1 k_2 + \xi_2(t) k_2 - \\ - \xi_1(t_0) k_1 k_2 k_3 - \xi_2(t_0) k_2 k_3 - \xi_3(t) k_3.$$

При $k_3 \approx 1$

$$\Delta U_2 \approx k_1 k_2 [\xi_1(t) - \xi_1(t_0)] + k_2 [\xi_2(t) - \xi_2(t_0)] - \xi_3(t).$$

Дисперсию погрешности ΔU_2 обозначим $D(\Delta U_2)$. Тогда $D(\Delta U_2) = D(\Delta U_1)$ [см. (5)], т. е. при соблюдении некоторых ограничений дисперсии погрешности компенсации дрейфа совпадают для обеих рассматриваемых схем.

Если положить, что $\xi_i(t) = \xi_i(t_0)$ ($i = 1, 2$), т. е. в течение времени $t - t_0$ дрейф усилителей остается постоянным, то

$$D(\Delta U_1) = D(\Delta U_2) = D_3.$$

Отметим, что для заданной степени корреляции процессов $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ можно на основании (5) определить, к какой дисперсии погрешности приводит использование рассмотренных схем для целей компенсации дрейфа.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. Cederbaum, P. Balaban. Automatic Drift Compensation in dc Amplifiers. Review of Sci. Instruments, 1955, 26, № 8.
2. А. М. Якубович. Операционные усилители с компенсацией дрейфа нуля по методу Принца. — Автоматика и телемеханика, 1963, т. XXIV, № 8.
3. С. Д. Шахтер, Ф. Н. Мунтяну. Сравнительная оценка схем автоматической стабилизации нуля в операционных усилителях постоянного тока. — Труды I Международного конгресса Международной федерации по автоматическому контролю, т. II. М., Изд-во АН СССР, 1961.
4. В. М. Ефимов, А. Н. Касперович, Н. В. Литвинов. Статистические характеристики и ошибки АЦП с цифровой коррекцией дрейфа. — Труды симпозиума «Проблемы создания преобразователей формы информации». Киев, 1970.

Поступило в редакцию
10 июля 1970 г.

УДК 621.398.694.4—531.7

А. Л. ГРОХОЛЬСКИЙ, Г. В. САЛОВ

(Киев)

К ВОПРОСУ ОБ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ В КАЧЕСТВЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ДАТЧИКА

Обычно считают, что функции первичного измерительного преобразователя датчика состоят в получении только информации о контролируемом параметре (параметрах) объекта контроля. При этом функции получения информации об интересующем параметре объекта контроля выполняет специальный чувствительный элемент (ЧЭ) датчика. Однако возможно и другое устройство датчика, в котором сам объект контроля может выполнять как свою основную функцию, так и роль чувствительного элемента датчика. До настоящего времени чувствительные элементы датчиков использовались в качестве объекта контроля только лишь при испытаниях самих датчиков. Например, так определялись частотные характеристики вибродатчиков по результатам импульсных испытаний [1]. В этой работе авторы показали возможность получения контрольно-измеритель-