

## ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С ВРЕМЕННЫМИ ИНФОРМАЦИОННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ ВЫХОДНЫХ СИГНАЛОВ

Дифференциальные измерительные устройства (ДИУ) являются важнейшими метрологическими устройствами замкнутых систем автоматического управления (САУ) либо регулирования (САР), определяющими точность, разрешающую способность и входной импеданс систем [1]. Информационным параметром выходных сигналов таких узлов являются обычно напряжение либо ток. Но напряжение и ток подвергаются влиянию помех и наводок, что может отрицательно сказываться на устойчивости САР и САУ. На сигналы же с временными информационными параметрами (длительностью либо скважностью выходных импульсов, периодом или частотой периодического сигнала) помехи сказываются в значительно меньшей степени. К тому же временные параметры гораздо легче поддаются кодированию и поэтому более предпочтительны в цифровых системах.

Разработка достаточно точных ДИУ с временными информационными параметрами их выходных сигналов представляет весьма значительный практический интерес. Такие ДИУ по сути совмещают функции сравнивающих устройств и измерительных преобразователей физических величин. Однако в них невозможно выделить отдельные автономные узлы, самостоятельно выполняющие функции сравнения либо преобразования. Устройство работоспособны лишь при их совместном функционировании.

К наиболее ранним разработкам можно отнести устройства сравнения на основе блокинг-генераторов [2]. В них частота следования выходных импульсов действительно зависит от значения разности входных напряжений, а также и от многих других факторов: магнитных свойств материала сердечника трансформатора, температуры, нагрузки и др. Она принимает произвольное значение и нестабильна. Поэтому в качестве ДИУ систем такие устройства применения не получили. Известны также генераторы гармонических сигналов на дифференциальных усилителях с модулируемой частотой выходного сигнала. Но они не способны управлять частотой генерируемых колебаний с помощью разности сравниваемых напряжений, а также имеют низкую чувствительность.

В работах [3, 4] показывается, что девиацию частоты выходного

напряжения генераторов в широком диапазоне можно обеспечить введением на элементы их фазировочной цепи дополнительной регулируемой обратной связи (РОС). Такая идея реализована в управляемом генераторе гармонических колебаний на дифференциальном каскаде (рис. 1). Для модуляции частоты генерируемых колебаний разностью двух сравниваемых управляющих напряжений и повышения чувствительности предлагается включать между коллекторами транзисторов дифференциального усилителя конденсатор, а резистор в коллекторной цепи одного из транзисторов дифференциального усилителя шунтировать вторым конденсатором Г-образной фазировочной цепи. Если при этом выход дополнительного инвертирующего каскада подключить через последовательную RC-цепь к точке соединения конденсаторов, то замкнется положительная обратная связь (ПОС) генератора. Вместе с цепочкой инерционной отрицательной обратной связи (ООС) на нелинейном элементе такое устройство будет представлять собой известный мостовой генератор Вина.

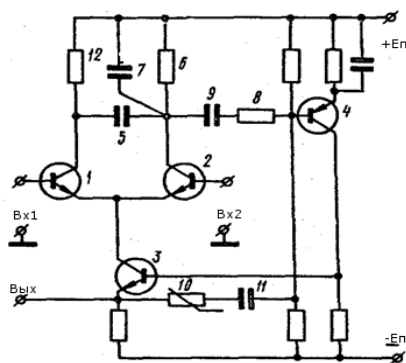


Рис. 1. Дифференциальное устройство с частотным выходом

Такой генератор гармонических сигналов содержит, кроме дифференциального усилителя на транзисторах 1 и 2 с источником стабильного тока на транзисторе 3 в их эмиттерной цепи, а также инвертирующий каскад на транзисторе 4. Между коллекторами транзисторов 1 и 2 включен конденсатор 5, а коллекторный резистор 6 транзистора 2 шунтирован конденсатором 7. Вход инвертирующего каскада при этом подключен через последовательно соединенные резистор 8 и конденсатор 9 к точке соединения конденсаторов 5 и 7, совместно образующими фазировочную цепь генератора. Нелинейный элемент 10, подключаемый через конденсатор 11, между эмиттером транзистора 3

и базой транзистора 4, замыкает цепь частото-независимой инерционной ООС мостового генератора.

Выходная частота выходных сигналов предлагаемого генератора будет зависеть от разности напряжений на базах транзисторов 1 и 2, поскольку с изменением этой разности будет меняться также и глубина РОС, вводимой на элементы фазирующей цепи. Изменение знака дифференциального напряжения между входами  $V_{x1}$  и  $V_{x2}$  каскада вызовет соответствующее повышение либо понижение частоты выходного сигнала.

Стабильность функции преобразования разности входных напряжений в частоту такого ДИУ будет определяться не только стабильностью параметров элементов ПОС, но и стабильностью самого дифференциального каскада, зависящей от идентичности транзисторов 1 и 2. Благодаря дифференциальному включению этих транзисторов, разброс и дрейф их параметров в значительной мере компенсируется. Поэтому нестабильность режима по постоянному току, а также уровни сравниваемых напряжений, подаваемых на базы транзисторов 1, 2, будут мало сказываться на функции преобразования ДИУ. Путем подбора оптимального соотношения параметров элементов цепи ПОС генератора можно получить хорошую линейность и высокую крутизну функции преобразования. Так, например, при изменении разности входных напряжений всего на  $\pm 25$  мВ нетрудно получить десятикратное изменение частоты выходного напряжения ДИУ.

В преобразователях на интеграторе и пороговом элементе [1, 6] период повторения выходных импульсов является функцией входного напряжения. Но такие устройства сравнивать напряжения не позволяют. Лишь с дополнительными устройствами сравнения и масштабными усилителями они способны совмещать функции сравнения и преобразования дифференциального напряжения. На рис. 2 показана схема ДИУ с непосредственным преобразованием дифференциального напряжения в период повторения импульсов, а на рис. 3 приведены временные диаграммы, поясняющие принцип её работы.

Устройство содержит схему сравнения - несимметричный балансный каскад на транзисторах 1 и 2, источник стабильного тока 3 на транзисторе 4 и резисторе 5, пороговый элемент 6, конденсатор 7, токозадающий элемент 8, источники 9 и 10 входных сигналов, источник питания 11 и ключ 12. Работает такой ДИУ следующим образом. При выключенном ключе 12 на транзисторе 4 конденсатор 7 емкостью  $C$  заряжается через токозадающий элемент 8 постоянным током  $I_r$ . В течение времени заряда  $t_{\text{нр}}$  конденсатора 7 выходной ток  $I_r$  стабилизатора 3, выполненном на транзисторе 4 и резисторе 5, линейно нарастает:

$$I_r = \frac{U_c - U_{6э}}{R_3} \approx \frac{U_c}{R_3} = I_c \frac{t_{np}}{R_3 C}, \quad (1)$$

где  $R_3$  – сопротивление резистора 3;  $U_c$  – напряжение заряда конденсатора 7;  $U_{6э}$  – падение напряжения на базово-эмиттерном переходе транзистора 4, которое обычно намного меньше напряжения  $U_c$ .

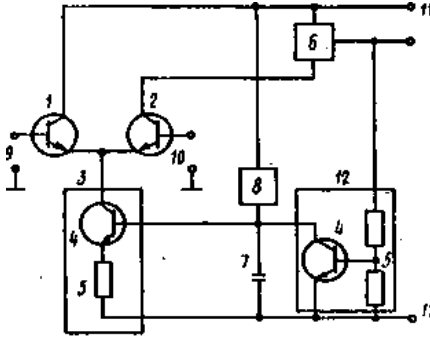


Рис. 2. Дифференциальное устройство с преобразованием "напряжение – время"

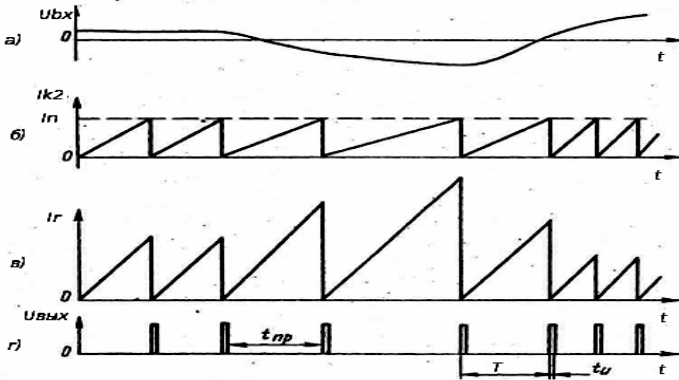


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений ДИУ с преобразованием разности входных напряжений в период повторения импульсов

Ток стабилизатора достигает такого значения  $I_{rT}$ , при котором коллекторный ток  $I_{K2}$  транзистора 2 возрастает до порогового значения тока  $I_n$  элемента 6, вызывающем его срабатывание (рис. 3, б, в). Это

приводит к включению ключа 12 и быстрому разряду конденсатора 7. Ток генератора  $I_r$ , а следовательно и ток  $I_{K2}$ , уменьшаются практически до нуля, что приводит к возвращению порогового элемента 6 в исходное состояние и запираению ключа 12. На выходе преобразователя формируется короткий импульс длительностью  $t_u$  (рис. 3, з) и процесс начинается сначала.

Поскольку  $t_u \approx t_{np}$ , то период повторения импульсов преобразователя, исходя из (1), можно определить как

$$T \approx t_{np} = R_3 C = \frac{I_{ГТ}}{I_c}, \quad (2)$$

Ток стабилизатора 3 представляет собой сумму коллекторных токов транзисторов 1 и 2:

$$I = I_{K2} + I_{K1} = I_{П} + I_{К}.$$

Считая транзисторы 1 и 2 идентичными, можно записать:

$$\frac{I_{K2}}{I_{K1}} = \frac{I_{П}}{I_{К1}} = \exp \frac{U_{10} - U_9}{\mu \phi_T} - 1, \quad (3)$$

где  $\phi_T$  – тепловой потенциал транзисторов;  $\mu = 1 \dots 2$  – постоянный для данного типа транзистора коэффициент.

Подставляя значение  $I_{cm}$  в (2), в итоге с учетом (3) получим:

$$T = T_0 \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{\exp \frac{U_9 - U_{10}}{\mu \phi_T} + 1} \right], \quad (4)$$

где  $T_0$  – исходное значение периода повторения импульсов на выходе преобразователя при  $U_9 = U_{10}$ .

В случае небольших значений разностного напряжения, т.е. при  $|U_9 - U_{10}| \leq \phi_T$ , период повторения импульсов на выходе преобразователя будет пропорциональным разности сравниваемых напряжений. Расчеты показывают, что при изменении дифференциального напряжения в пределах 15 мВ, период повторения выходных импульсов устройства будет изменяться в пределах 35% от исходного значения. В этом диапазоне сохраняется близкой к линейной зависимость между разностью сравниваемых напряжений и периодом повторения выходных импульсов. Выбором режима работы устройства, т.е. значений  $I_c$ ,  $R_3$  и  $I_{П}$  можно обеспечить 3 ... 8 – кратное изменение периода.

В экспериментальном ДИУ этого типа амплитуда выходных импульсов устройства составляла 15 В, уровень сравниваемых напряжений 5 В, временная нестабильность частоты не превышала 0,01%, а её дополнительная температурная погрешность достигала 1 ... 3%. По-

требуемая мощность устройства не превышала 100 мВт.

Принципиальная электрическая схема ДИУ систем с преобразованием разности входных напряжений в длительность выходных импульсов показана на рис. 4. Этот ДИУ также выполнен на дифференциальном каскаде. Формирование выходных импульсов обеспечивается в нем с помощью туннельного диода 5 и однопереходного транзистора 8.

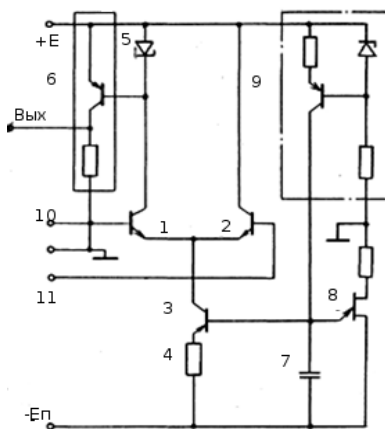


Рис. 4. Дифференциальное устройство с модулированной длительностью выходных периодических импульсов

Устройство работает таким образом. Конденсатор 7 заряжается от стабилизатора тока 9 и напряжение на нем линейно нарастает. Когда оно достигает значения напряжения включения однопереходного транзистора 8, тот открывается и конденсатор 7 через него быстро разряжается. После этого транзистор 8 возвращается в исходное состояние и процесс повторяется. Длительность прямого хода линейно изменяющегося напряжения заряда пропорциональна емкости конденсатора 7.

Пилообразное импульсное напряжение подается на базу транзистора 3 и преобразуется в пилообразные импульсы коллекторного тока. Ток транзистора 3 перераспределяется между транзисторами 1 и 2 в соответствии со знаком и значением разности сравниваемых напряжений, подаваемых на входные шины 10, 11. Амплитуда коллекторного тока транзистора 3 подстраивается с помощью сопротивления 4 таким образом, чтобы при равенстве входных напряжений устройство находилось на грани срабатывания.

Когда напряжение на входе 10 ДИУ отрицательно относительно входа 11, то туннельный диод 5 находится в состоянии высокой проводимости. Напряжение на выходной шине 14 при этом будет близким нулю. Если же напряжение на входе 10 становится положительным относительно входа 11, то, при достижении коллекторным током транзистора 3 пикового значения туннельного диода, тот переключится в состояние с высоким падением напряжения. Ключ 6 отпирается и на выходе 14 появляется потенциал, близкий напряжению источника питания на шине 13. Длительность прямоугольных выходных импульсов в этом ДИУ будет определяться дифференциальным значением напряжений на входах 10 и 11. При малых значениях напряжения эта зависимость близка к линейной.

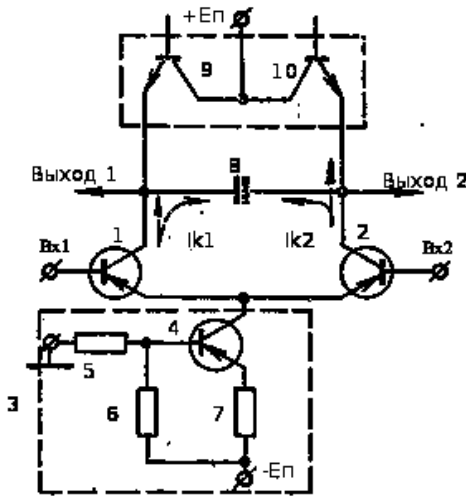


Рис. 5. Дифференциальное устройство с модулированной скважностью выходных периодических импульсов

Если коллекторы сравнивающих транзисторов 1 и 2 дифференциального каскада подключить к шине питания +Еп через лавинно-рекомбинационные диоды с S-образной вольт-амперной характеристикой 9 и 10, а между ними включить времязадающий конденсатор 8, то получим ДИУ с инвертированными выходными напряжениями и управляемой скважностью  $Q$ . Их скважность будет определяться экспоненциальной зависимостью от дифференциального напряжения  $U_{вх} = U_2 - U_1$ , подобной (4):

$$Q = 1 + \exp U_{вх} kT/g, \quad (5)$$

где  $k$  – постоянная Больцмана,  $g$  – заряд электрона,  $T$  – температура переходов транзисторов по Кельвину.

ДИУ с модулируемой скважностью целесообразно использовать для непосредственного управления исполнительными механизмами САР. Примером может служить усилитель класса Д [5], примененный для питания, например, мощных гидроакустических излучателей.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Чинков В.М. Цифрові вимірювальні прилади. – Харків: НТУ "ХПІ", 2008. – 508 с.
2. Юдин Н.К. Сравнивающие устройства в автоматике. – М.: Связь, 1980. – 120 с.
3. Ковальков В.И., Азаркин В.А. Некоторые вопросы теории частотных датчиков параметров электрических цепей. // Приборы и системы управления: науч. -техн. сб. – М.: Машиностроение, 1971. – №5. – С. 30 – 35.
4. Ковальков В.И. О некоторых принципах построения преобразователей выходной информации параметрических датчиков. // Вісник Черкаського інженерно-технологічного інституту. – Черкаси: ЧІТІ, 1999. – №3. – С. 69 – 72.
5. Ковальков В.И., Азаркин В.А. Усилитель питания гидроакустических излучателей. Материалы 4-й Украинской конференции по автоматическому управлению. – Черкасы: ЧИТИ, – 2007. – С. 35, 36.
6. Ковальков В.И., Батынский А.И. О совершенствовании схемотехники сравнивающих устройств в судовых системах контроля. // Энергетика судна: експлуатація та ремонт: матеріали науково-технічної конференції. Одеса: ОНМА. – 2011. – С. 270, 271.