

ПРИБОРОСТРОЕНИЕ

В. П. ДОЛГИН, М. Э. ФИШ, Ю. М. ХОДЖАЯНЦ

ОСНОВЫ РАСЧЕТА ЧАСТОТНО-ИМПУЛЬСНЫХ
 УСТРОЙСТВ ИНТЕГРАЛЬНОЙ ОЦЕНКИ НА ХИМОТРОННЫХ
 ИНТЕГРИРУЮЩИХ ТЕТРОДАХ

За последние годы устройства интегральной оценки (ХИО), построенные на основе использования специфических свойств химотронных интегрирующих тетродов (ХИТ), привлекают все большее внимание [1, 2]. Указанные устройства могут быть успешно применены в качестве счетчиков количеств, ампер-часов, вольт-часов, генераторов импульсов управляемой частоты следования, задатчиков временных интегралов и т. д. Реализованные по частотно-импульсному принципу, они отличаются схемной простотой, большой надежностью, высокой чувствительностью и малым потреблением [2]. В этих условиях возникает необходимость разработки методов расчета, которые позволили бы проектировать такие устройства для конкретных технических задач.

1. В оптимальной структурной схеме частотно-импульсного устройства интегральной оценки на базе ХИТ (ЧИУ) основными узлами являются собственно тетрод, входной (ВБ), пороговый (ПБ), командный (КБ) и запоминающий (ЗБ) блоки [1, 2, 3]. При данном тетроде характеристики и возможности устройства определяются, в основном, входным и пороговым блоками. Выбор схем этих блоков и параметров элементов, из которых они состоят, являются главными задачами расчета. Что касается запоминающего блока, то обычно это того или иного типа сумматор, позволяющий осуществить индикацию или электрический съем выходной информации ХИО [2].

На рис. 1 для примера приведена схема одного из типичных ЧИУ, разработанных авторами и успешно работавшего от первичного датчика с электрическим выходом в качестве счетчика количества в дозаторе сыпучей массы, а также задатчиком временных интервалов [2].

Входной блок схемы представляет собой транзисторный переключатель (транзисторы T_1 и T_2). Как показывают исследования, такое схемное решение ВБ в подавляющем большинстве случаев является оптимальным. Пороговый блок выполнен по типу триггера Шмитта [4] (транзисторы T_3 и T_4). Для удобства согласования выход ХИТ соединен с входом ПБ выбранного типа через делитель (резис-

торы R_1 и R_2), который одновременно обеспечивает питание выходной цепи тетрода стабилизированным напряжением. Такой способ согласования выхода ХИТ со входом триггера Шмитта позволяет также повысить стабильность последнего в режиме порогового блока*. Командный блок реализован в виде транзисторного ключа (транзистор

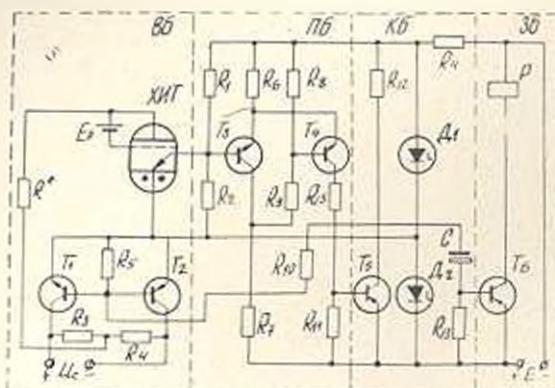


Рис. 1. Электрическая схема частотно-импульсного устройства.

T_5). Запоминающий блок — электромеханический импульсный счетчик, управляемый транзисторным ключем (транзистор T_6).

2. Выходной сигнал датчика первичной информации (напряжение U_c или ток I_c) преобразовывается блоком ВВ по входной ток I_b интегрируемый тетродом. Пороговый блок обеспечивает циклическую работу ХИТ, осуществляя фиксацию верхнего и нижнего пороговых значений его выходного сигнала. В общем случае это могут быть как соответствующие значения выходного тока тетрода (I_{x1} , I_{x2}), так и напряжения (U_{x1} , U_{x2}), подаваемого с выхода ХИТ на вход ПБ. Выходной сигнал ПБ преобразовывается блоком КБ в импульсы, посылаемые на вход ЗБ, и сигнал, управляющий работой ВВ. В итоге всякий раз при достижении выходным сигналом ХИТ соответствующих пороговых значений изменяется на противоположное направление ток I_b , а на выходе КБ формируются импульсы, поступающие на вход ЗБ**.

Показание импульсного счетчика в ЗБ прямо пропорционально интегралу входного сигнала U_c :

$$N = K K_{ВВ} K_{ПБ} K_{КБ} K_{ЗБ} \int U_c dt. \quad (1)$$

* В других случаях может оказаться целесообразным в качестве ПБ использовать схемы реле с самозахватом, на базе туннельных, химотронных диодов и т. д. [2].

** Количество электричества, проходящее через входную цепь тетрода за интервал между каждым переключением, равно $\Delta Q = K (I_{x1} - I_{x2}) = K \Delta I_c$, где K [сек] — чувствительность тетрода [2].

В формуле (1) $K_{ВБ}$; $K_{НБ}$; $K_{КБ}$; $K_{ЗБ}$ — коэффициенты передачи соответствующих блоков. Выражение (1) справедливо для систем данного типа независимо от конкретного схемного решения. Произведение $K_{КВБ}K_{ПБ}K_{КБ}K_{ЗБ}$ в общем случае может рассматриваться как коэффициент передачи ЧИУ в целом.

Помимо общих требований, предъявляемых к устройствам подобного рода (надежность, стабильность, простота схемы, экономичность и т. д.), специфичными для ЧИУ и определяющими их проектирование в подавляющем большинстве являются требования максимального коэффициента передачи устройства (максимальная чувствительность) и минимальных искажений выходного сигнала ХИТ при заданной точности работы ЧИУ. Проанализируем возможности реализации этих требований, используя в качестве основного выражение (1).

Входной блок осуществляет согласование выхода датчика со входом ХИТ, обеспечивая его работу от практического генератора тока. Необходимость работы ЧИУ в большинстве случаев от датчиков напряжения приводит к включению добавочного сопротивления последовательно во входную цепь ХИТ [3, 5].

Коэффициент передачи ВБ, выполненного по предложенной схеме (рис. 1), может быть записан в виде [1]:

$$K_{ВБ} = \frac{R_2 R_4}{R_3 [(R_c + R_3)(R_1 + R_4) + R_4 R_1] + R_4 [(R_c + R_4)(R_1 + R_3) + R_3 R_1]}$$

где $R_3 = R^* + r_x$; r_x — входное сопротивление ХИТ,

R_4 — выходное сопротивление датчика.

Нетрудно видеть, что $K_{НБ}$ равен эквивалентной проходной проводимости ВБ.

Будучи функцией значений R_3 и R_4 , величина $K_{ВБ}$ достигает максимума при $R_3 = R_4 = \sqrt{R_c R_x}$. В этом случае коэффициент передачи входного блока рассчитывается по формуле:

$$K_{ВБ} = \frac{0,5}{(\sqrt{R_c} + \sqrt{R_x})^2 + R_x} \quad (2)$$

Заметим, что эти сопротивления имеют достаточно общий характер, так как другие модификации ВБ легко приводятся к рассматри-

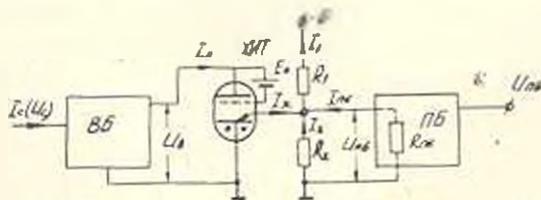


Рис. 2. Упрощенная схема частотно-импульсного устройства.

ваемой. В общем виде коэффициент передачи порогового блока можно выразить через эквивалентное сопротивление нагрузки выходной цепи ХИТ $R_{нб}$, входное сопротивление порогового блока $R_{ВБ}$ и диа-

пазон настройки ПБ по выходному напряжению тетрода $\Delta U_x = U_{x1} - U_{x2}$.

На рис. 2 в упрощенном виде представлена схема ЧИУ, аналогичная изображенной на рис. 1. Составив для нее систему уравнений

$$I_1 = I_x + I_2 + I_{ПБ}$$

$$E = I_1 R_1 + I_2 R_2$$

$$I_2 R_2 = I_1 R_1 = U_x$$

и решив ее относительно выходного напряжения ХИТ, получим:

$$U_x = \frac{E - I_x R_1}{(R_{П} + R_{ПБ}) R_1} R_{ПБ} R_{П} \quad (3)$$

где $R_{П} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$.

Диапазон настройки ПБ по напряжению ΔU_x можно определить как разность напряжений верхнего и нижнего порогов срабатывания, полученных из формулы (3) после подстановки соответствующих выходных токов тетрода I_{x1} и I_{x2} :

$$\Delta U_x = \Delta I_x \frac{R_{ПБ} R_{П}}{R_{П} + R_{ПБ}} \quad (4)$$

Заметим, что выражение (4) для диапазона настройки по выходному напряжению остается неизменным и при включении входа ПБ параллельно резистору R_1 (рис. 1). Таким образом, коэффициент передачи ПБ с учетом зависимости (4) можно определить как [1]:

$$K_{ПБ} = \frac{R_{ПБ} R_{П}}{(R_{П} + R_{ПБ}) \Delta U_x} \quad (5)$$

Согласование входа ПБ с выходом ХИТ в рассматриваемом случае (рис. 1 и рис. 2) требует реализации соотношения $R_{П} \ll R_{ПБ}$. Выполнение этого неравенства обеспечивает стабильную работу триггера Шмитта, а также позволяет добиться минимального искажения выходного сигнала ХИТ.

Необходимо отметить, что использование ПБ, имеющих малое входное сопротивление (например, на базе туннельных диодов), позволяет производить фиксацию результата интегрирования непосредственно по выходному току ХИТ. Это иногда упрощает согласование выхода ХИТ со входом ПБ подобного типа. Коэффициент передачи ПБ в этом случае оказывается равным

$$K_{ПБ} = \frac{1}{\Delta I_x} \quad (6)$$

где $\Delta I_x = I_{x1} - I_{x2}$ — диапазон настройки ПБ по выходному току ХИТ. Нетрудно видеть, что это получается подстановкой (4) в (5). В большинстве случаев наиболее простое схемное решение ЧИУ в целом и блоков КБ и ЗБ получается при $K_{КБ} K_{ЗБ} = 0,5$. При таком схемном

решении один отсчет счетчика ЗБ происходит один раз за цикл интегрирования, т. е. один раз после того, как тетродом будет проинтегрировано количество электричества, равное $2 \frac{\Delta I_x}{K}$ [1, 3, 5].

Однако на практике произведение коэффициентов передач может быть больше или меньше 0,5. Когда за цикл интегрирования КБ формирует несколько импульсов, которые регистрируются затем запоминающим блоком, $K_{НБ} K_{ЗБ} > 0,5$, при формировании за несколько циклов одного импульса, регистрируемого с помощью ЗБ, $K_{НБ} \cdot K_{ЗБ} < 0,5$.

В приведенной на рис. 1 схеме КБ формирует за один цикл два импульса, один из которых отрицательной, а другой положительной полярности. Отрицательный импульс проходит и регистрируется счетчиком ЗБ, а положительный необходим для контроля исходного состояния счетчика и через ключ Т6 на счетчик не проходит. Поэтому для этой схемы $K_{КБ} K_{ЗБ} = 0,5$.

Уменьшение цепи одного отсчета, т. е. повышение чувствительности устройства при данном тетроде возможно путем соответствующего увеличения коэффициентов передач блоков ЧИУ. Из выражения (2) следует, что увеличения $K_{ВБ}$ можно достичь уменьшением величины R^* . К сожалению, величина R^* не может быть сделана очень малой так как именно R^* обеспечивает работу входной цепи ХИТ от практического генератора тока и необходим для задания номинального режима работы этой цепи. Другая возможность состоит в увеличении коэффициента передачи $K_{НБ}$, что в соответствии с (4) означает необходимость уменьшения диапазона настройки ПБ.

Выбор величины настройки ПБ следует производить с учетом допустимой погрешности интегрирования M , необходимости обеспечения заданной величины искажения γ выходного сигнала ХИТ и обеспечения надежного режима работы ПБ.

Величина погрешности M интегрирования тетрода может быть определена как [2, 5]:

$$M = \frac{E_0}{U_b} = \frac{E_0}{K_{ВБ} U_c R_x}, \quad (7)$$

где E_0 — концентрационная э.д.с. тетрода.

Сопоставляя (2) и (7) можно видеть, что требование повышения коэффициента передачи входного блока находится в противоречии со стремлением повысить точность интегрирования. Увеличение R_x ведет к снижению M , но уменьшает и $K_{ВБ}$. Из формулы (7) следует, что величина погрешности M будет максимальной при минимальном выходном сигнале датчика $U_{c \text{ min}}$. Поэтому максимально допустимая величина концентрационной э.д.с. должна удовлетворять условию:

$$E_{0 \text{ max}} \leq U_{c \text{ min}} K_{ВБ} R_x M. \quad (8)$$

По найденной таким образом величине $E_{0 \text{ max}}$ можно, с учетом параметров тетрода, определить максимально допустимый диапазон настройки [1, 2].

Циклично-импульсный режим работы ЧИУ определяет возникновение искажений выходного сигнала тетрода. При смене состояний ПБ в моменты достижения выходным сигналом ХИТ пороговых значений изменяется его входное сопротивление $R_{ПБ}$ и это приводит к скачкообразному изменению величины выходного напряжения тетрода U_x . На рис. 3 приведена временная диаграмма работы выходной цепи тетрода, которая содержит графики изменения выходного тока $I_x(t)$ и выходного напряжения $U_x(t)$ тетрода при совместной работе ХИТ с ПБ. На графике $U_x(t)$ сплошной линией показано изменение выходного напряжения ХИТ для случая, когда входное сопротивление ПБ, включенного по схеме рис. 2, скачком уменьшается в момент достижения выходным током тетрода значения I_{x2} и увеличивается при достижении выходным током тетрода значения I_{x1} (например, ПБ типа триггера Шмитта). Пунктирной линией изображено изменение выходного напряжения ХИТ при включении входа ПБ такого же типа параллельно резистору R_1 (рис. 1). Пунктирный график справедлив и для случая

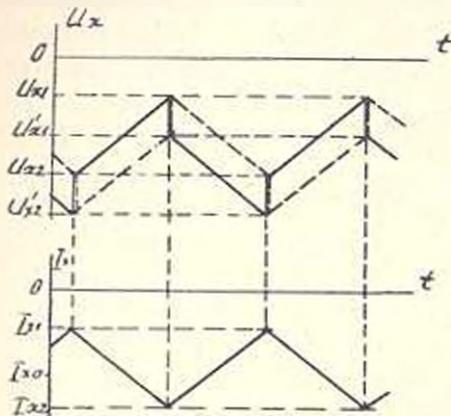


Рис. 3. Временная диаграмма работы выходной цепи тетрода.

включения параллельно R_2 (рис. 2) входа ПБ, входное сопротивление которого уменьшается при достижении верхнего порога (I_{x1}) и увеличивается при достижении нижнего порога (I_{x2}) настройки ПБ (например, ПБ на туннельном диоде) [2]. Величина относительной ошибки γ , учитывающей искажение выходного напряжения U_x , может быть выражена как отношение приращения напряжения (за счет изменения входного сопротивления ПБ до значения $R_{ПБ}$) к выходному напряжению:

$$\gamma = \frac{U_x - U'_x}{U_x}. \quad (9)$$

Подставив в выражение (9) значения U_x и U'_x , полученные на основании формулы (3), после преобразований находим:

$$\gamma = \frac{R_1 R_2 (R_{ПБ} - R'_{ПБ})}{[R_2 (R_1 + R_{ПБ}) + R_1 R'_{ПБ}] R_{ПБ}}$$

Иногда возникает необходимость обеспечить возможность считывания или регистрации текущего значения интеграла. В этих случаях величина относительной ошибки задается $\gamma_{инт}$, и необходимо, чтобы

$$\gamma_{инт} > \frac{R_1 R_2 (R_{ПБ} - R'_{ПБ})}{[R_2 (R_1 + R_{ПБ}) + R_1 R'_{ПБ}] R_{ПБ}} \quad (10)$$

Это неравенство позволяет осуществить выбор эквивалентного сопротивления нагрузки выходной цепи тетрода R_H , исходя из величины допустимых искажений $\gamma_{заг.}$. Оказывается, что для обеспечения заданного качества выходного сигнала ХИТ необходимо выполнение неравенства $R_H \leq \gamma_{заг.} R_{ПБ}$. Это получается из формулы (10) после ряда упрощений. В тех случаях, когда величина γ не задана и не имеет решающего значения, при выполнении условий согласования выхода ХИТ со входом ПБ для обеспечения стабильной работы необходимо выполнить условие $U_{x2} > U_{x1}$ (рис. 3). Раскрытие этого неравенства необходимо производить с учетом номинального режима работы выходной цепи ХИТ*: минимальная величина выходного напряжения ХИТ не должна быть меньше 0,3 в, а максимальная — не более 0,9 в. Исходя из этого, $U_{x1} \geq 0,3$ в; $U_{x2} \leq 0,9$ в, а $U_{x1} \leq 0,9(1 + \gamma)^{-1}$ в. Учет этих соотношений позволяет получить максимально допустимую величину коэффициента $\gamma < 0,7$. Раскрытие неравенства $U_{x2} > U_{x1}$ с использованием соотношения (3) дает возможность получить выражение для минимально допустимого диапазона настройки ПБ по выходному току ХИТ, при котором не нарушается надежная работа ПБ:

$$\Delta I_x > \left[1 - \frac{(R_{ПБ} - R_H) R_{ПБ}}{(R_{ПБ} + R_H) R_{ПБ}} \right] \frac{E - I_{x2} R_T}{R_a} \quad (11)$$

Исходя из полученных зависимостей представляется возможным произвести расчет устройства интегральной оценки на основании данных технического задания. Изложенный в статье подход был использован авторами при разработке интегральных устройств различного назначения [2, 3]. Удобство и вполне удовлетворительная для инженерной практики точность полностью подтвердились.

Поступило 2.IV.1968.

д. т. чини, в. л. збс, зор. в. ыпзубав

ՔԻՄԱՏՐՈՆԵ ՏԵՏՐՈՒԳԵՆՐՈՎ ԻՆՏԵԳՐԱԼ ԳՆԱՀԱՏՈՒՄԸ ԻՄՊՈՒԼՍՈՒ-ՀԱՆԱԽԱՆԱԿՈՒՆԱՅԻՆ ԱՍՐԳԵՐԻ ՀԱՇՎԱՐԱԿՄԱՆ ՀԻՄՈՒՆԵՐԻՐԸ

Ա մ փ ո փ ո մ

Քիմատրոնն ինտեգրող տետրոդների սուրյն հատկությունների օգտագործման հիման վրա իրականացված ինտեգրալ գնահատման իմպուլսա-հաճախականային սարքերը եմանատիպ ալլ սարքերի նկատմամբ օժտված են մի շարք առավելություններով: Հողվածում բնդհանրացված են այդ սարքերի հաշվարկման եղանակներն ու տրված են գործնական բանաձևեր:

* Условие $0,3$ в $U_{x1} < 0,9$ в определяется необходимостью обеспечения работы выходной цепи ХИТ в режиме предельного диффузионного тока в водном растворе $KJ - J_2$ [2].

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Долгин В. П. Некоторые вопросы проектирования устройств интегральной оценки на хматронных тетрадах. Сб. „Приборостроение“, „Техника“, Киев, 1968.
2. Фиш М. Л. Хматронные приборы в автоматике. „Техника“, Киев, 1967.
3. Фиш М. Л., Долгин В. П. Устройства интегрирования на хматронных тетрадах Сб. „Приборостроение“, № 2, Киев, 1966.
4. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. Госэнергоиздат, М., Л., 1963.
5. Фиш М. Л., Богомаз А. С. Интегрирующий тетрад. „Автоматика и приборостроение“, ГОСИНТИ УССР, № 2, Киев, 1965.