

2. Ю. В. Бондаренко, В. И. Бударных, В. П. Ильин, А. М. Искольдский, Ю. Е. Нестерихин, Г. С. Попова, А. Ф. Шестак. Электронно-оптические преобразователи в режиме форсированных световых нагрузок.— «Автометрия», 1971, № 6.
3. Ю. В. Бондаренко, В. А. Ганин, А. М. Искольдский, Ю. А. Шапиро. Образование потенциального рельефа на фотокатоде электронно-оптического преобразователя и расчет его влияния на качество изображения.— Труды III Всесоюзного семинара по методам расчета электронно-оптических систем. Новосибирск, Изд. ВЦ СО АН СССР, 1970.
4. В. В. Анашин, А. М. Искольдский, Ю. Е. Нестерихин, В. М. Финогенов. Установка для изготовления фотоэлектронных приборов методом переноса.— Труды конференции по электронной технике «Электровакуумные и газоразрядные приборы». М., Изд. М-ва электрон. пром-сти, 1973.

Поступила в редакцию  
15 декабря 1975 г.

УДК 621.372.632

М. Б. ЛЕЙТМАН

(Смоленск)

### БЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЙ ВРЕМЯ-ИМПУЛЬСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ КОМПЕНСАЦИОННОГО ТИПА

Из известных в настоящее время время-импульсных преобразователей постоянного напряжения наиболее точными являются преобразователи компенсационного типа [1]. Однако динамические характеристики таких преобразователей, в частности быстродействие, значительно хуже, чем у разомкнутых. Рассматриваемый в данной статье время-импульсный измерительный преобразователь постоянного напряжения (ВИППН), сохраняя преимущества компенсационных схем, по своим динамическим характеристикам приближается к системам разомкнутого типа.

Схема ВИППН приведена на рис. 1, а. Входное напряжение  $U_{вх}$  с помощью резистивной схемы сравнения на резисторах  $R_r$  и  $R_{ос}$  сравнивается с постоянной составляющей  $U_{вых. ср}$  выходного напряжения  $U_{вых}$

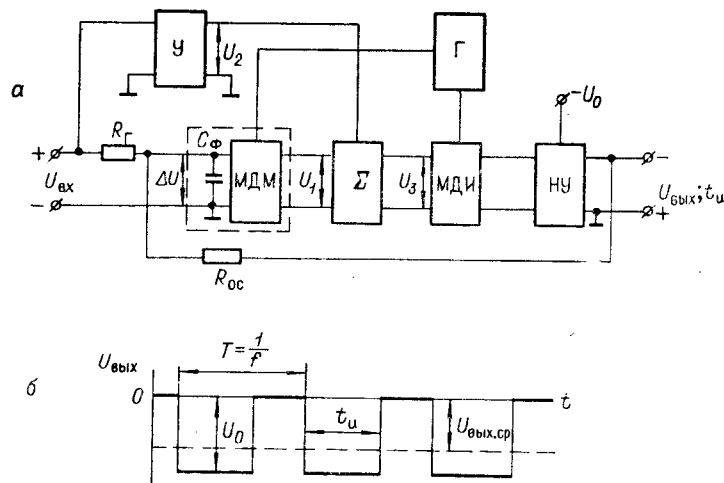


Рис. 1.

противоположной полярности; разностное напряжение  $\Delta U$  усиливается усилителем типа МДМ, выходное напряжение  $U_1$  которого поступает на один из входов безынерционного сумматора  $\Sigma$ . Одновременно напряжение  $U_{вх}$  подается на вход безынерционного усилителя постоянного напряжения  $У$ , выходное напряжение  $U_2$  которого поступает на второй вход сумматора  $\Sigma$ . Выходное напряжение  $U_3$  сумматора равно

$$U_3 = K_3 U_1 + K'_3 U_2, \quad (1)$$

где  $K_3$  и  $K'_3$  — коэффициенты усиления сумматора по соответствующим входам. Напряжение  $U_3$  поступает на вход модулятора длительности импульсов (МДИ), длительность  $t_{и}$  выходных импульсов которого пропорциональна величине  $U_3$ . Импульсы с выхода МДИ поступают на нормирующее устройство (НУ), где им придается стабильная амплитуда  $U_0$ . Выходное напряжение НУ, являющееся выходным напряжением схемы, показано на рис. 1, б, причем период  $T$  и частота следования выходных импульсов  $f$  определяются генератором запускающих импульсов  $\Gamma$ , управляющим также работой модулятора и демодулятора тракта МДМ. Поскольку период  $T$  мал по сравнению с постоянными времени фильтров, входящих в состав устройства, блоки МДИ и НУ можно считать эквивалентными пропорциональным звеньям. Фильтрующий конденсатор  $C_{\phi}$ , осуществляющий подавление высших гармоник, содержащихся в напряжении  $U_{вых}$ , и усилитель МДМ образуют усилительный блок. С помощью резисторов  $R_{ос}$  и  $R_r$  ВИППН охватывается общей параллельной отрицательной обратной связью.

По сравнению с обычным ВИППН компенсационного типа [1] рассматриваемый имеет два дополнительных блока — безынерционные усилитель  $У$  и сумматор  $\Sigma$ , образующих дополнительный канал.

Настроим при начальных условиях  $У$ ,  $\Sigma$ , МДИ, НУ таким образом, чтобы их результирующая характеристика преобразования  $t_{и} = f(U_{вх})$  в точности совпадала с требуемой характеристикой ВИППН. В этом случае выполняется равенство

$$\frac{U_{вх}}{R_r} = \frac{U_{вых.ср}}{R_{ос}}, \quad (2)$$

благодаря которому напряжение  $\Delta U$  равно нулю при всех значениях  $U_{вх}$ , а требуемое значение  $t_{и}$  получается только за счет работы настроенных блоков. Следовательно, МДМ, содержащий в своем составе инерционные фильтры, участия в работе схемы не принимает, причем изменения коэффициента усиления этого блока не сказываются на величине  $t_{и}$ . Такую настройку ВИППН назовем начальной. Поскольку настроенные блоки эквивалентны пропорциональным звеньям, при скачкообразном изменении  $U_{вх}$  в случае начальной настройки величина  $t_{и}$  также скачком достигает установившегося значения и в дальнейшем больше не изменяется.

Как следует из рис. 1, б,  $U_{вых.ср} = U_0 f t_{и}$ ; подставляя это значение в (2), при начальной настройке находим

$$t_{и} = t_{и_0} = \frac{R_{ос}}{R_r f U_0} U_{вх} = K_{ос_0} U_{вх}, \quad (3)$$

где  $K_{ос_0} = \frac{R_{ос}}{R_r f U_0}$  — коэффициент передачи ВИППН при начальной настройке.

При изменении начальных условий результирующая характеристика  $У$ ,  $\Sigma$ , МДМ, НУ смещается вследствие дрейфа и изменения крутизны отдельных блоков, благодаря чему начальная настройка нарушается и появляются напряжения  $\Delta U$  и  $U_1$ . Последнее в соответствии с формулой (1) добавляется к напряжению  $U_2$ , осуществляя коррекцию

преобразователя. Теперь уже МДМ принимает участие в работе схемы, вырабатывая корректирующий сигнал  $U_1$ , причем изменения его коэффициента усиления сказываются на величине этого сигнала. Если, однако, настроенные блоки достаточно стабильны, т. е. смещение их результирующей характеристики преобразования невелико, что обычно нетрудно выполнить, поскольку входные сигналы этих блоков в отличие от МДМ значительны по величине, требуемый корректирующий сигнал оказывается небольшим. Поэтому даже с учетом возможного изменения коэффициента усиления МДМ требуемое значение коэффициента усиления разомкнутой системы  $K_p$ , необходимое для того, чтобы разностный сигнал  $\Delta U$  оставался бы достаточно малым, получается значительно меньшим, чем в схеме без дополнительного канала. Меньшая величина  $K_p$  способствует повышению устойчивости системы.

Скачкообразное изменение  $U_{вх}$  при нарушении начальной настройки блоков приводит к тому, что  $t_{и}$  практически скачком достигает значения, близкого к установившемуся, после чего начинается переходный процесс, в котором, наряду с другими, принимает участие МДМ.

Проведем анализ схемы рис. 1, а. Для величины  $t_{и}$  можно получить

$$t_{и} = \frac{t_{и,др}}{1 + K_p} + U_{вх} \frac{K_{дк} + K_{ос_0} K_p}{1 + K_p}, \quad (4)$$

где

$t_{и,др} = K_5 (U_{др1} K_3 K_4 + U_{др2} K_3' K_4 + U_{др3} K_4 + t_{и,др4})$ ;  $U_{др1} - U_{др3}$  — дрейф характеристик преобразования соответствующих блоков;  $K_p = \frac{R_{п}}{R_{ос}} K_1 K_3 K_4 K_5$  — коэффициент усиления разомкнутой системы;  $R_{п} = R_{ос} \| R_r \| R_{вх1}$ ;  $R_{вх1}$  — входное сопротивление МДМ;  $K_2 K_4 K_5$  — коэффициенты усиления соответствующих блоков;  $K_{дк} = K_3' K_4 K_5$ .

При начальной настройке  $t_{и,др} = 0$ ; величина  $K_p$  равна начальному значению  $K_{p_0}$ ; величина  $K_{дк}$ , представляющая собой результирующий коэффициент усиления У, Σ, МДИ, НУ, равна  $K_{ос_0}$  [см. формулу (3)] и  $t_{и} = t_{и_0} = K_{ос_0} U_{вх}$ . Изменение начальных условий вызывает изменение  $K_p$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$ ,  $K_5$ , а также приводит к появлению величины  $t_{и,др}$ , что в соответствии с формулой (4) приводит к изменению  $t_{и}$ . Приведенная погрешность  $\delta_{п}$  при этом равна

$$\delta_{п} = \frac{(t_{и} - t_{и_0})_{\max}}{t_{и} - t_0} = \frac{\delta t_{и,др}}{1 + K_{p_0} (1 + \delta K_p)} + \frac{t_{и}}{t_{и} - t_0} \frac{\delta_1}{1 + K_{p_0} (1 + \delta K_p)}, \quad (5)$$

где  $t_{и}$  и  $t_0$  — максимальное и минимальное значения  $t_{и}$ ;  $\delta t_{и,др} = \frac{t_{и,др}}{t_{и} - t_0}$ ;  $\delta K_p$  — относительное изменение  $K_p$ , подставляемое с учетом знака;  $\delta_1 = \frac{\Delta K_{дк}}{K_{ос_0}}$  — относительное изменение  $K_{дк}$ .

Требуемую величину  $K_{p_0}$ , необходимую для получения заданной погрешности  $\delta_{п}$ , находим из (5):

$$K_{p_0} = \frac{\delta t_{и,др}}{\delta_{п} (1 + \delta K_p)} + \frac{t_{и}}{t_{и} - t_0} \frac{\delta_1}{\delta_{п} (1 + \delta K_p)} - \frac{1}{1 + \delta K_p}. \quad (6)$$

Для схемы ВИППН без дополнительного канала (У и Σ исключаются) можно получить:

$$t_{и} = \frac{t'_{и,др}}{1 + K_p} + U_{вх} K_{ос_0} \frac{K_p}{1 + K_p}; \quad (7)$$

$$K_{p_0} = \frac{t_{и.др}}{\delta_{п}(1 + \delta K_p)} + \frac{t_{и.др}}{t_m - t_c} \frac{t_{и.др}}{\delta_{п}(1 + \delta K_p)} - \frac{1}{1 + \delta K_p}, \quad (9)$$

где  $t'_{и.др} = (U_{др1}K_4 + t_{и.др4})K_5$ ;  $\delta t'_{и.др} = \frac{t'_{и.др}}{t_m - t_0}$ .

Сравним между собой величины  $\delta_{п}$  при одинаковых значениях  $K_p$  и  $\delta K_p$ . Первое слагаемое формулы (5), представляющее собой аддитивную составляющую погрешность, несколько превышает первое слагаемое формулы (7). Второе же слагаемое, образующее мультипликативную составляющую, при одинаковых по сложности усилителях, входящих в состав МДМ и У, в формуле (5) значительно меньше, что объясняется меньшей требуемой величиной  $K_2$  по сравнению с  $K_1$  в схеме без дополнительного канала. Нетрудно показать, что при одном и том же значении  $K_p$  в обеих схемах величина  $K_1$  превышает  $K_2$  в  $\frac{R_{г}}{R_{п}}(1 + K_p)$  раз.

Это обстоятельство позволяет охватить усилитель У более глубокой обратной связью и, следовательно, получить более высокую стабильность  $K_2$  по сравнению с  $K_1$ ;  $\delta_1$  соответственно оказывается меньше  $\delta K_p$ . По этой же причине требуемая для получения одной и той же погрешности  $\delta_{п}$  величина  $K_{p_0}$ , определяемая формулой (6) в схеме с дополнительным каналом, оказывается меньше, чем в формуле (9).

Главное же преимущество ВИППН с дополнительным каналом заключается в получении значительно лучших динамических характеристик и, в частности, быстродействия. Для анализа динамических характеристик воспользуемся выражением для изображения выходной величины  $t_{и}(p)$ , которое с учетом того, что первое слагаемое формулы (4) представляет собой постоянную составляющую  $t_{и}$ , имеет вид

$$t_{и}(p) = \frac{t_{и.др}}{1 + K_{p_0}(1 + \delta K_p)} + U_{вх}(p)K_{ос_0}(1 + \delta_1) - U_{вх}(p)\delta_1 K_{ос_0} \frac{\delta_1 W_p(p)}{1 + W_p(p)}, \quad (10)$$

где  $W_p(p) = \frac{R_{ос} \| R_{г} \| Z_{вх1}}{R_{ос}}$   $W_1(p)K_3K_4K_5$  — передаточная функция разомкнутой системы;  $W_1(p) = \frac{U_1(p)}{\Delta U(p)}$  — передаточная функция МДМ;  $Z_{вх1}$  — входное сопротивление МДМ в операторной форме.

При начальных условиях ( $t_{и.др} = 0$ ;  $\delta_1 = 0$ )  $t_{и}(p) = K_{ос_0}U_{вх}(p)$  и система эквивалентна пропорциональному звену. При изменении начальных условий динамические свойства системы определяются формулой (10), из которой, в частности, следует, что после скачкообразного изменения входного сигнала значение  $t_{и}$  скачком изменяется до величины

$$t'_{и} = \frac{t_{и.др}}{1 + K_{p_0}(1 + \delta K_p)} + U_{вх}K_{ос_0}(1 + \delta_1),$$

отличающейся от установившегося значения  $t_{и.уст}$ , определяемого формулой (4), на  $\Delta t_{и} = \delta_1 K_{ос_0}U_{вх}$ . С величиной  $t_{и}$  суммируется кривая  $t_{и}$ , определяемая оригиналом третьего слагаемого формулы (10) и представляющая собой реакцию на скачок  $U_{вх}$  некоторой системы, коэффициент усиления которой равен  $K_{ос_0}\delta_1$ , а передаточная функция в разомкнутом состоянии равна  $W_p(p)$ . Вследствие малости  $\delta_1$  ординаты этой кривой и величина  $\Delta t_{и}$  значительно меньше начального скачка  $t'_{и}$  и при использовании термостабильных элементов могут не превышать десятых долей процента от  $t_{и.уст}$ . Можно показать, что ординаты кри-

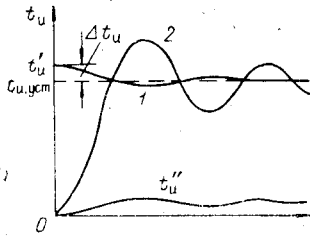


Рис. 2.

вой, соответствующей  $t_{н}''$ , при тех же значениях  $W_p(p)$  и  $K_{ос}$  для ВИППН без дополнительного канала в  $1/\delta_1$  раз больше.

Величины  $t_{н}'$ ,  $t_{н}''$  и  $t_{н}$  (кривая 1) при скачкообразном изменении  $U_{вх}$  в момент  $t=0$  в случае нарушения условий начальной настройки приведены на рис. 2. Здесь же показана кривая  $t_{н}=f(t)$ , построенная для схем ВИППН без дополнительного канала с теми же значениями  $W_p(p)$  и  $K_{ос}$  (кривая 2).

Согласно формуле (10), величина  $t_{н.др}$ , определяемая дрейфом характеристик отдельных блоков ВИППН, образует постоянную составляющую  $t_{н}$  и не влияет на быстродействие ВИППН, которое при нарушении начальной настройки зависит от величины  $\delta_1$ , определяемой изменением коэффициентов усиления настроечных блоков. Охват указанных блоков глубокими обратными связями, применение термостабильных элементов, принятие мер по линейризации их характеристик преобразования позволяют уменьшить  $\delta_1$  при работе в широком температурном диапазоне до десятых долей процента.

Необходимо отметить, что динамические характеристики рассматриваемой схемы улучшаются также вследствие меньшей требуемой величины  $K_{р_0}$  и, кроме того, благодаря тому обстоятельству, что основная часть выходного сигнала  $U_3$  образуется напряжением  $U_2$ , не содержащим пульсаций, и лишь малая часть  $U_3$  создается напряжением  $U_1$ . Это существенно ослабляет требования в отношении фильтрации напряжения  $U_1$  и позволяет резко уменьшить постоянные времени фильтров, входящих в состав МДМ. Уменьшению постоянных времени фильтров способствует также и то, что импульсы, запускающие модулятор длительности импульсов и управляющие работой модулятора и демодулятора тракта МДМ, образуются на выходе одного и того же генератора Г, т. е. имеют равные или кратные частоты. В последнем случае меньшей должна быть частота запускающих импульсов.

При невысоких требованиях к величине входного сопротивления и большой величине  $U_{вх}$  усилитель У из схемы может быть исключен.

Принципиальная схема ВИППН приведена на рис. 3. В состав тракта МДМ входят модулятор на ключах К1—К2, усилитель переменного напряжения У1 с парафазным выходом и двухполупериодный демодулятор на последовательных ключах К3—К4 с фильтром  $R_{ф1}C_{ф1}$ . Блок 3 представляет собой суммирующий усилитель, выполненный на основе интегральной микросхемы ИМ1 типа 1УТ401Б; усилитель 2 выполнен по схеме с последовательной обратной связью на основе интегральной микросхемы ИМ2 того же типа; с целью повышения входного сопротивления усилителя на его входе включен эмиттерный повторитель на транзисторах интегрального прерывателя (ИП). Блок 4 представляет собой управляемый ждущий мультивибратор на транзисторах Т1—Т2 [2], во времязадающую цепь которого с целью линейризации характеристики включен токостабилизирующий транзистор Т3. В состав блока 5 входят транзисторы Т4—Т5, подключенные к источнику стабильного напряжения  $U_0$ .

С помощью резисторов  $R_{г1}$  и  $R_3$  характеристика ВИППН смещена относительно начала координат с целью исключения наиболее нелинейного начального участка характеристики МДИ. Полагая  $\Delta U=0$  и учитывая, что  $U_{вых.ср}=U_0 t_{н} f$ , находим

$$t_{н} = \frac{R_{ос}}{U_0 f} \left( \frac{U_{вх}}{R_{г}} + \frac{U_{оИ}}{R_{г1}} \right).$$

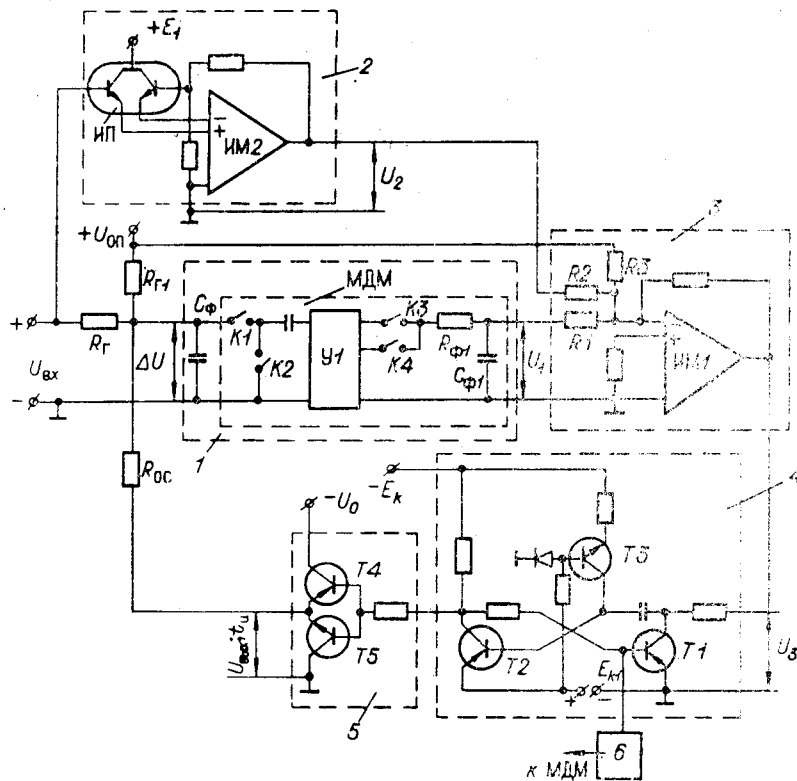


Рис. 3.

Испытания описанной схемы дали следующие результаты:  $U_{нх} = 0 \div 50$  мВ;  $t_{н} = 0,1 \div 3$  мс;  $f = 200$  Гц; входное сопротивление 10 кОм; основная погрешность не превышает 0,05%; дополнительная температурная погрешность в диапазоне температур от  $-60$  до  $+70^\circ\text{C}$  при одинаковых ТКС резисторов  $R_r$ ,  $R_{r1}$ ,  $R_{oc}$  не превышает 0,2% и определяется в основном изменением  $U_0$ ; время установления с точностью 0,2% во всем температурном диапазоне не превышает 30 мс.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Полупроводниковые кодирующие и декодирующие преобразователи. Под ред. В. Б. Смолова и Н. А. Смирнова. М., «Энергия», 1967.
2. М. Б. Лейтман. Модулятор длительности импульсов на транзисторах. — «Приборостроение», 1965, № 9.

Поступила в редакцию  
25 сентября 1974 г.;  
окончательный вариант —  
5 марта 1975 г.