

ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ПЕРИОДА, ЗАДАННОГО ИМПУЛЬСНЫМИ СИГНАЛАМИ, И МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ

© 2014 В.А. Олейников

Самарский государственный технический университет

Рассматривается метод повышения точности измерения интервалов, заданных сигналами куполообразной формы, изменяющимися по амплитуде. Предлагается устройство, реализующее данный метод, и сравнительная оценка погрешностей существующего и рекомендуемого методов. Оценка показала повышение точности предлагаемого метода измерения на 3...4 порядка в рассматриваемом диапазоне изменений амплитуд входных сигналов.

Измерения, период, длительность, куполообразный сигнал, амплитуда, погрешность, устройство.

Основным элементом существующих преобразователей электрических импульсов датчиков в интервалы времени T является компаратор напряжения. Из большого количества разнообразных схем построения преобразователей (формирователей входных сигналов) следует выделить схему на основе компаратора напряжения (рис. 1). Точность этого формирователя входных сигналов выше по сравнению с формирователями на основе двухвходовых компараторов. Однако точность формирования входных интервалов не удовлетворяет требованиям построения управляемого делителя текущих временных интервалов (УДТВИ) из-за непостоянства зазора между возбудителем и первичным преобразователем. Так как изменение зазора влечёт за собой изменение амплитуды выходных сигналов, а для формирователей входных сигналов на базе компараторов — напряжения, то это является основной причиной погрешности. Необходима разработка методов исключения влияния амплитудной модуляции на точность определения входных временных интервалов.

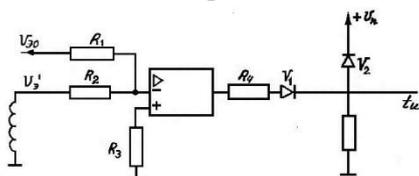


Рис. 1. Принципиальная схема преобразователя электрического напряжения в интервал времени

Для уменьшения погрешности измерения временных интервалов было разрабо-

тано устройство, представленное на рис. 2, в которое кроме традиционных функциональных узлов: генератора электромагнитного излучения 1, первичного преобразователя 2, устанавливаемого на исследуемый объект, детектора 3 и компаратора 4, входят также: блок управления 5, преобразователь время-амплитуда-время 6, схема задержки 7, триггер 8, управляющий селектором 9, и преобразователь интервала в код 10 [1]. На рис. 3 представлены временные диаграммы, иллюстрирующие алгоритм преобразования сигнала в элементах устройства.

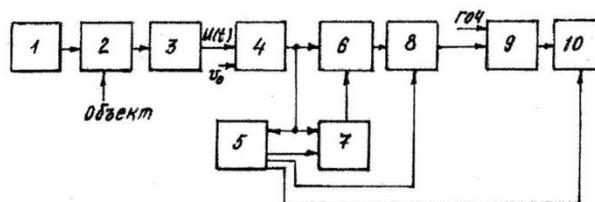


Рис. 2. Структурная схема устройства

При аналитическом представлении временных интервалов между импульсами, фронты выходных импульсов первичных преобразователей вихретокового или оптического типа могут быть с достаточной точностью аппроксимированы функцией вида [2]

$$U(t) = U \ell \frac{\ell}{\Delta \ell} \left(\frac{t - \tau_0}{T} \right)^2 = U \ell \frac{\ell}{\Delta \ell} F^2 (t - \tau_0)^2, \quad (1)$$

где U - амплитуда импульса;
 $\Delta \ell$ - эквивалентный диаметр зоны чувствительности датчика; ℓ - длина окружности, описываемая возбудителем; T - период

поступления импульсов; t – время; τ_0 – смещение максимума $U(t)$ относительно момента прохождения центром возбудителя центра первичного преобразователя; F – частота повторения входных импульсов первичного преобразователя, равная $1/T=nm$ - произведению частоты вращения n турбоагрегата на m - число возбудителей на диске.

Сигнал датчика поступает на вход компаратора 4, длительность выходного импульса которого определяет заряд накопительного конденсатора $C_H U_C = T_3 \Delta t = T_3(t_{02}-t_{01})$ с помощью одного из известных способов. В момент времени t_{01} включается устройство задержки 7 начала разряда накопительного конденсатора, причём $(t_{02}-t_{01}) < T_3 < T$. Генератор разрядного тока I_P подключается к C_H в момент времени $t_{01} + \tau_3$ и при $t = T_1 U_C(T_1) = 0$, что фиксируется преобразователем время-амплитуда-время 6. Блок управления 5 обеспечивает нормальное функционирование элементов устройства - регулирует дискретную задержку τ_3 в зависимости от F , а также выделяет два смежных импульса датчика с помощью триггера 8, выходной сигнал которого управляет селектором 9, входящим в блок цифрового измерения T .

Погрешность измерения в общем случае может рассматриваться как случайная функция случайных аргументов, к числу которых относятся как электрофизические свойства отдельных лопаток, геометрические параметры системы датчик-изделие, температура и т.д., так и параметры, определяющие точность преобразования сигнала в элементах устройства. Поэтому сигнал на выходе детектора запишем в виде [3]

$$S(t) = U(t) + \zeta(t), \tag{2}$$

где $\zeta(t)$ - случайный процесс, ограничивающий точность измерения.

Временной интервал, разделяющий два импульса датчика, преобразуется в цифровой код, а погрешность преобразования на этой стадии обуславливается дискретным способом измерения T , нестабильностью τ_3 и временным положением фронтов импульса компаратора. Погрешность дискретности может быть сделана сколь угодно малой, но

такое повышение точности имеет предел, определяемый как параметрами $\zeta(t)$, нестабильностью амплитуды и частоты генератора I , так и флуктуациями порога срабатывания компаратора и преобразователя время-амплитуда-время. В соответствии с рассмотренной процедурой преобразования сигнала определяем погрешность измерения T . С помощью первого импульса (рис. 3) на вход компаратора запускается генератор задержки, а время срабатывания находится из уравнения:

$$S(t_c) = U_0 + \eta(t), \tag{3}$$

где $\eta(t)$ - случайная составляющая порога срабатывания компаратора.

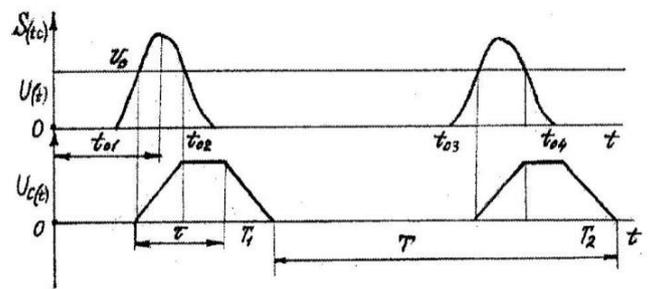


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений в элементах прибора

Погрешность срабатывания зависит от параметров случайных процессов $\eta(t)$ и $\zeta(t)$, в отсутствие которых (3) упрощается

$$U(t_0) = U_0. \tag{4}$$

Отсюда находим

$$t_0 = \tau_0 + \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} \ln \frac{U}{U_0}}, t_{ocn} = \tau_0 + \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} \ln \frac{U}{U_0}}, \tag{5}$$

где $t_{ocn} - t_{on}$ - время, в течение которого импульс датчика больше порога срабатывания компаратора, т.е. $U(t) > U_0$; t_n, t_{cn} - время срабатывания компаратора по переднему фронту и спаду импульса датчика, соответственно.

Решим (4) методом малого параметра. Вычитая (4) из (3) и полагая, что $t_c = t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots$, получим

$$U'(t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) - \varepsilon_n(t_0 + \varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) = 0,$$

где

$$U'(t_c) = U(t_c) - U(t_0); n(t_c) = \eta(t_c) - \zeta(t_c). \tag{6}$$

Разложим (6) в ряд Тейлора в окрестности t_0

$$U'(t_0) + (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) \frac{d}{dt} U'(t_0) + \frac{1}{2} (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots)^2 \frac{d^2}{dt^2} U'(t_0) + \dots - \varepsilon n(t_0) - (\varepsilon t_1 + \varepsilon^2 t_2 + \dots) \varepsilon \frac{d}{dt} n(t_0) - \dots = 0$$

и получим поправку ко времени срабатывания компаратора

$$t_1 = \frac{n(t_0)}{\frac{d}{dt} U'(t_0)}, \quad t_2 = \frac{n(t_0) \frac{d}{dt} n(t_0)}{\left[\frac{d}{dt} U'(t_0) \right]^2}. \quad (7)$$

Воспользовавшись результатами исследования, определим погрешность τ_3 . Принимая во внимание, что напряжение на накопительном конденсаторе

$U_c(\Delta t) = (T_3/C_H)(t_{cn} - t_n)$ по окончании его заряда уменьшается до исходного значения, время окончания разряда C_H найдём из уравнения

$$(T_3/C_H)(t_{cn} - t_n) - (J_p/C_H)(T_1 - t_H - \tau_3) = \lambda(t), \quad (8)$$

где $\lambda(t) = \frac{1}{C_H} \int_{T_n + \tau_3}^{T_1} \xi_2(t) dt - \frac{1}{C_H} \int_{t_n}^{t_{cn}} \xi_1(t) dt + \eta_1(t)$; $\xi_1(t), \xi_2(t)$ – случайные составляющие тока заряда J_3 и разряда J_p , соответственно; $\eta_1(t)$ – случайный процесс, ограничивающий точность устройства, фиксирующего время разряда конденсатора.

Случайная составляющая (математическое ожидание $M[\tau_3] = 0$ в линейном приближении) погрешности равна

$$\sigma_{\tau_3}^2 = 2 \left[\frac{1}{J_p^2} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} M[\xi_1(t)\xi_1(t')] dt dt' + \frac{1}{J_p^2} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} \int_{t_{on}}^{t_{ocn}} M[\xi_2(t)\xi_2(t')] dt dt' \right] = 4g \frac{1}{J_p^2} (t_{ocn} - t_{on}), \quad (9)$$

где $M[\xi(t)\xi(t')] = 2gJ\delta(\tau)$; $\delta(\tau)$ – дельта функция; g – заряд электрона.

Обусловленная процессом величина $\lambda(t)$ вычислена, с целью упрощения, при детерминированных t_{ocn}, t_{on} и характеризует погрешность преобразователя время-амплитуда-время. Подставив типовое значение параметров преобразователя ($10^{-9} < C_H < 10^{-3}$, $10^{-5} \text{ A} < T_B < 10^{-3} \text{ A}$) в (3), получим его относительную погрешность $\gamma = \frac{\sigma_{\tau_3}}{T} \leq 10^{-6}$, которой можно пренебречь.

Таким образом, погрешность, в

соответствии с рассмотренной процедурой преобразования сигнала может быть получена из (7) и (8), причём в (8) $\lambda(t) = 0$. Временной интервал, разделяющий два смежных импульса датчика, равен

$$T = T_2 - T_1 = \frac{1}{J_p} (t_{cn_2} - t_{n_2}) + t_{n_2} + \tau_3 + T - \frac{1}{J_p} (t_{cn_1} - t_{n_1}) - t_{n_1} - \tau_3. \quad (10)$$

В линейном приближении T – несмещённая случайная величина (т.е. когда систематическая погрешность равна нулю: $M(T) = T$). Дисперсия

$$\sigma_T^2 = \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{cn_2}^2 + \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_2}^2 + \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{cn_1}^2 + \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1}^2 - 2 \frac{1}{J_p} \left(\frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_1} \sigma_{n_2} R(T - 2\tau') - 2 \left(1 - \frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1}^2 R(T) + 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_1} \sigma_{n_1} R^{(-1)}(2\tau') + 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_2} \sigma_{n_2} R^{(-1)}(2\tau') - 2 \left(\frac{1}{J_p}\right)^2 \sigma_{n_1} \sigma_{n_2} R(T) - 2 \frac{1}{J_p} \left(1 - \frac{1}{J_p}\right) \sigma_{cn_2} \sigma_{n_1} R(T + 2\tau') \quad (11)$$

зависит от J_3/J_p , а также от коэффициентов автокорреляции случайного процесса во время срабатывания компаратора. Случайный процесс, ограничивающий точность измерения, является композицией нескольких случайных процессов различной физической природы, среди которых имеются составляющие, практически не изменяющиеся за время измерения ($R(T) = 1$), а также составляющие, коэффициент автокорреляции которых равен нулю ($R(\tau) = 0$).

Низкочастотные процессы $R(T)$ при $J_3/J_p = 2$ практически не влияют на точность измерения, так как слагаемые $\sigma^2 = \frac{1}{2} \sigma_{cn_1} \sigma_{n_2} R(T - 2\tau') - \sigma^2 R(T) + \frac{1}{2} \sigma_{cn_2} \sigma_{n_1} R(T + 2\tau') = 0$ и поэтому (11) может быть записано в виде

$$\sigma_T^2 = \sigma^2 [1 - R(t_{cn} - t_n)]. \quad (12)$$

Отсюда следует, что погрешность измерения определяется величиной статической связи времени срабатывания компаратора для одного импульса датчика, т.е. такой алгоритм инвариантен ко всем низко-частотным помехам. Учитывая, что $t_{cn} - t_n = \tau'$ и, в свою очередь, зависит от параметров датчика и объёма, получим

$$\tau' = 2 \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell F^2} - \ln \frac{U}{U_0}}, \quad (13)$$

а так как $T = (10 \dots 200)\tau'$, погрешность такого способа значительно меньше известного. Покажем это.

Отличие механических свойств отдельных лопаток вызывает изменение периода T

и амплитуды сигнала. Нетрудно показать, что относительная погрешность в детерминированном приближении

$$\gamma_u = \frac{t_{n2} - t_{n1}}{T} = \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{u_2}{u_0}} - \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{u_1}{u_0}} \quad (14)$$

зависит от амплитуды сигнала ($U_2 > U_1$) и от выбора порога срабатывания компаратора U_0 . В явном виде эта зависимость выражается формулой

$$\gamma_T \left(\frac{U}{U_0} \right) = \frac{\Delta \ell}{\ell} \frac{\gamma \left(\frac{U_1}{U_0} \right)}{2 \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{U}{U_0}}}, \quad \gamma \left(\frac{U_2}{U_1} \right) = 2 \frac{U_2 - U_1}{U_2 + U_1} \quad (15)$$

Отсюда видно, что погрешность γ_T уменьшается с увеличением амплитуды сигнала и при $\gamma \left(\frac{U}{U_0} \right) = 1\%$ составляет $\gamma_T \left(\frac{U}{U_0} \right) = 1,5$. Однако на практике встречаются anomalно большие погрешности, связанные с тем, что для некоторых лопаток $U/U_0 \approx 3...5$. Пользуясь (15), можно определить γ_T для любых значений U/U_0 .

Таким образом, разработанное устройство измерения инвариантно к низкочастотным помехам, связанным с изменением параметров лопаток турбоагрегатов, а его точность ограничивается шумовыми процессами $\xi(t)$ и $\eta(t)$ электрического происхождения. Для определения уровня требований к техническим характеристикам средства измерения определим погрешность, обусловленную шумами автогенератора и компаратора.

Нестабильность порога срабатывания компаратора на низких частотах зависит от уровня фликкерных шумов, плотность которых $S_\phi(f) = 1/f$ увеличивается с уменьшением частоты в 300...500 раз. Для определения влияния дисперсии шумов $\eta(t)$ необходимо определить полосу пропускания компаратора. Эквивалентная низкочастотная граница f_H шумовой полосы компаратора может быть получена по формуле, приведенной в [3]:

$$f_H = 0,243/T_{набл} \quad (16)$$

В данном случае время наблюдения $T_{набл} = \tau'$, на низких оборотах $U = 2...3 \text{ об/сек}$, $f_H \geq 15 \text{ Гц}$. Поэтому величиной $\sigma_\phi = \int S_\phi(f) df$ можно пренебречь по сравнению с другими источниками шумов - тепловыми и дробовыми, методика анализа которых приведена в [2]. Случайный процесс $\eta(t)$ в (3), следовательно, является белым шумом,

интенсивность которого зависит от полосы пропускания компаратора $f_B - f_H$ [3]

$$\sigma_T^2 = \ell^2 = 4rT^\circ R_{ш}(f_B - f_H), \quad (17)$$

где r - постоянная Больцмана, $r = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ Дж/К}$; $R_{ш}$ - эквивалентное шумовое сопротивление $\approx 300 \text{ Ом}$; T° - температура, К. Верхняя граница полосы пропускания компаратора определяется заданной относительной погрешностью γ_g дисперсионного способа измерения T при $n = n_{max}$. $f_B = \frac{F}{\gamma_g} = 32 \cdot 10^6 \text{ Гц}$.

Таким образом, случайная составляющая погрешности измерения T в соответствии с (6) и (11) равна

$$\sigma_T^2 = \sigma_n^2 \left[\frac{d}{dt} U'(t_0) \right]^2 = \frac{M[t_{c1} t_{c1}]}{\left[\frac{d}{dt} U'(t) \right]^2}, \quad (18)$$

где $R\{t_{cn} - t_n\} = 0$. Однако действительное её значение больше, так как в приборе использован компаратор К521СА1 с более широкой полосой пропускания. Найденное значение σ_T^2 следует рассматривать как предельно допустимую точность измерения, так как при анализе не были учтены наводки, флуктуации амплитуды автогенератора и шумовые процессы в пассивных элементах схемы.

Флуктуации амплитуды напряжения автогенератора рассмотрены, например, в [2], где показано, что $K'_\xi(\tau) = \sigma_\xi^2 \ell^{-\varepsilon \omega_0(\tau)}$, где $\varepsilon = \omega_0(SM - RC)$ - инкремент контура; $\tau = t_2 - t_1$, $\sigma_\xi^2 = 4 \cdot 10^{-12} B^2$ при $\varepsilon = 0,06$; $f = 10^6 \text{ Гц}$.

Время корреляции для RLC автогенератора

$$\tau_0 = \int_0^\infty K(\tau) d\tau = \frac{1}{\omega_0 \varepsilon} = 3 \cdot 10^{-7}, \quad (20)$$

и, следовательно, эти шумы на отрезке измерения τ' не коррелированы. Учтём, что $M[\eta(t); \xi(t) = 0]$, дисперсия $\sigma_T^2 = \sigma_\eta^2 + \sigma_\xi^2$,

и поэтому относительная погрешность измерения

$$\gamma_T = \frac{\sigma_T}{T} = \frac{\frac{U}{U_0} \sqrt{\sigma_\eta^2 + \sigma_\xi^2}}{2U \sqrt{\frac{\Delta \ell}{\ell} \ln \frac{U}{U_0}}} \quad (21)$$

зависит от порога срабатывания компаратора U_0 и достигает минимального значения $U/U_0 = 1,648$.

Подставляя значения в выражение (21), получим $\sigma_{\eta}^2 = 1,589 \cdot 10^{-11} b^2$. Тогда, задаваясь значениями отношений амплитуды напряжения входного сигнала U и опорного напряжения U_0 , $j_{V0} = U/U_0$, определим зависимость погрешности формирования временного ин-

тервала $j_{T_{пр}}$ предлагаемого устройства. Результаты расчёта сведены в табл. 1.

Графически эта зависимость представлена на рис. 4.

Таблица 1. Зависимость точности формирования временного интервала от уровня срабатывания компаратора

j_{Δ}	1,1	1,2	1,3	1,4	1,5	1,6	1,7	
$J_T 10^{-6}$	7,91	6,27	5,66	5,38	5,25	5,20	5,20	
j_{Δ}	1,8	1,9	2	2,5	3	5	10	100
$J_T 10^{-6}$	5,23	5,29	5,36	5,82	6,39	8,79	14,69	103,9

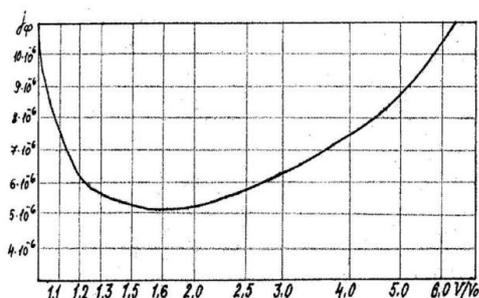


Рис. 4. Зависимость точности формирования временного интервала j_{ϕ} от относительного изменения напряжения выходного сигнала V/V_0

Для сравнения двух методов формирования временных интервалов при изменении относительной амплитуды входных сигналов $j_N = \frac{U_1 - U_2}{U_2}$ вычислены величины погрешностей формирования для известного j_{T_N} и предлагаемого методов $j_{T_{пр}}$ при отношении опорного напряжения к средней величине амплитуды входного сигнала $j_{U_0} = U_{ср}/U_0 = 1,65$. Результаты вычислений сведены в табл. 2.

Таблица 2. Зависимость погрешности формирования временных интервалов от изменения амплитуд соседних импульсов

№ п/п	j_{T_N}	$j_{T_{пр}}$	№ п/п	j_{T_N}	$j_{T_{пр}}$
1	$7,11 \cdot 10^{-3}$	$5,18 \cdot 10^{-6}$	10	$7,85 \cdot 10^{-2}$	$5,22 \cdot 10^{-6}$
2	$1,57 \cdot 10^{-2}$	$5,19 \cdot 10^{-6}$	11	$8,64 \cdot 10^{-2}$	$5,22 \cdot 10^{-6}$
3	$2,35 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	12	$9,42 \cdot 10^{-2}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
4	$3,14 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	13	$1,02 \cdot 10^{-1}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
5	$3,93 \cdot 10^{-2}$	$5,20 \cdot 10^{-6}$	14	$1,099 \cdot 10^{-1}$	$5,24 \cdot 10^{-6}$
6	$4,71 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	15	$1,18 \cdot 10^{-1}$	$5,24 \cdot 10^{-6}$
7	$5,5 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	16	$1,26 \cdot 10^{-1}$	$5,25 \cdot 10^{-6}$
8	$6,28 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$	17	$1,33 \cdot 10^{-1}$	$5,23 \cdot 10^{-6}$
9	$7,07 \cdot 10^{-2}$	$5,21 \cdot 10^{-6}$			

Графически эта зависимость представлена на рис. 5. Анализ результатов показал, что предложенный метод формирования временных интервалов позволяет повысить точность на несколько порядков и удовлетворяет требования построения УДТВИ.

При анализе результатов не учитывалось статическое смещение выход-

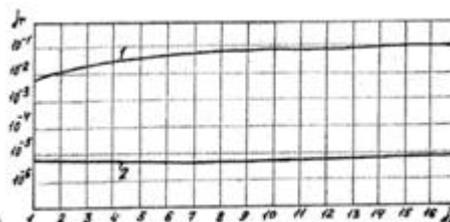


Рис. 5. Зависимость точности формирования временных интервалов j_T от изменения амплитуды входных сигналов $j_n = V_2 - V_1 / V_2$ для традиционного (1) и предлагаемого (2) методов

ных импульсов, так как оно может быть компенсировано в блоке формирования опорного кода.

Библиографический список

1. Олейников В.А., Медников В.А., Заров Г.З. Способ формирования импульсных сигналов, А.с. 1241441. Бюл. № 24, 1986. 5 с.
2. Кшнякин Н.А. Оценка разрешающей способности экспоненциальных и накопительных преобразователей время-амплитуда-время. М.: Измерительная техника, 1973. № 9. С. 13-18.
3. Ван дер Зил А. Шум, источники, описание, измерение. М.: Сов. радио, 1973. 228 с.

Информация об авторах

Олейников Виктор Александрович, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электронных систем и безопасности, Самарский государственный технический университет. E-mail: esib@samgtu.ru. Область научных интересов: измерительные системы.

ASSESSMENT OF THE ERROR OF MEASUREMENT OF THE PERIOD WHICH HAS BEEN SET BY PULSE SIGNALS, AND METHOD OF INCREASE OF ACCURACY MEASUREMENT

© 2014 V.A. Olejnikov

Samara State Technical University, Samara, Russian Federation

We consider a method of increasing the accuracy of measurement intervals defined dome shaped signals varying in amplitude. It is proposed a device for performing the method, and a comparative evaluation of the existing errors and recommended methods. The evaluation showed improved accuracy of the proposed method for measuring 3 ... 4 order in this range of variation of the amplitudes of the input signals.

Measurement, period, duration, domed signal, amplitude, error, device.

References

1. Olejnikov V.A., Mednikov V.A., Saarow G.Z. A method of forming pulse signals, AS 1241441. Bull. Number 24, 1986. 5 p.
2. Kshnyakin N.A. Score resolution exponential and cumulative time-amplitude converters-time. M.: Measuring equipment, 1973. № 9. P. 13-18. (In Russ.)
3. Van der Ziel A. noise sources, description, dimension. M.: Sov. radio, 1973. 228 p.

About the author

Olejnikov Victor Aleksandrovich, Candidate of Sciences (Engineering), Associate Professor of the Department of Electronic System and Security, Samara State Technical University, Samara, Russian Federation. E-mail: esib@samgtu.ru. Area of research: measuring systems.