ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
ИМЕНИ Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

6/IX-77

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 214 (274)

ВСЕСОЮЗНЫЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
НАУЧНО-ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ИНСТИТУТ МЕТРОЛОГИИ
имени Д. И. МЕНДЕЛЕЕВА

ж 1666У ж

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследовательского института метрологии
имени Д. И. Менделеева

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

ТРУДЫ МЕТРОЛОГИЧЕСКИХ ИНСТИТУТОВ СССР

Выпуск 214 (274)

Под редакцией
Е. Д. Колтика и *Т. Б. Рождественской*

«ЭНЕРГИЯ»
ЛЕНИНГРАД · 1977

Рассматриваются вопросы повышения точности электрических измерений и расширения пределов измерений образцовых средств и их автоматизации, а также создания новых, более совершенных методов и средств измерений и поверки приборов. Особое внимание уделено анализу и расчету погрешностей измерений. Приводятся сведения о разработке точных методов и новых принципов построения образцовых средств для электрических измерений, а также методов определения электрических характеристик различных материалов.

Сборник рассчитан на инженерно-технических и научных работников.

ИССЛЕДОВАНИЯ В ОБЛАСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Труды метрологических институтов СССР

Выпуск 214 (274)

Редактор издательства *Р. М. Хорт*
Редакторы: *Г. А. Митарчук, Л. Ф. Садовская, И. А. Шайкевич*
Художественный редактор *Г. А. Гудков*
Технический редактор *Е. А. Хмелинская*

ИБ № 1135

Сдано в набор 17/III 1977 г. Подписано к печати 3/VI 1977 г. М. 21555. Формат 60 × 90/16. Бумага типографская № 3. Печ. л. 7. Уч.-изд. л. 8,98 Тираж 1000. Заказ 708. Цена 90 коп.

Ленинградское отделение издательства «Энергия»
192041, Ленинград, Марсово поле, 1.

Ленинградская типография № 4 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли
196126, Ленинград, Ф-126, Социалистическая ул. 14.

И $\frac{30306-116}{051(01)-77}$

© Всесоюзный ордена Трудового Красного Знамени научно-исследовательский институт метрологии имени Д. И. Менделеева (ВНИИМ), 1977

УДК 621.317.733.088

И. Я. Клебанов, Л. И. Погосова
ВНИИМ

Г. В. Мчедлидзе
Тбилисский филиал ВНИИМ

ОБРАЗЦОВЫЕ СРЕДСТВА ИЗМЕРЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ В ЗВУКОВОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

В последнее десятилетие большое внимание уделяется проблеме передачи размера единицы электрического сопротивления на переменном токе [1—6].

Появилась возможность передачи размера ома на переменном токе методом прямых измерений, в частности, путем сличения поверяемых средств с мерами сопротивления, имеющими расчетные частотные поправки (расчетные меры сопротивления), при использовании измерительных цепей с индуктивносвязанными элементами [7—9]. Применение такого метода повышает на один—два порядка точность и значительно упрощает процесс измерений.

В настоящей статье рассматривается способ передачи размера ома в звуковом диапазоне частот (до 20 кГц) с точностью порядка 10^{-4}—10^{-5} (рис. 1), согласно которому устанавливают три разряда образцовых средств измерений электрического сопротивления на переменном токе.

Значения сопротивлений образцовых мер 1-го разряда определяют методом сличения их со вспомогательными расчетными мерами сопротивления при помощи трансформаторных мостов на фиксированных частотах звукового диапазона. Ввиду того, что временная стабильность расчетных мер недостаточна (10^{-3}), перед началом калибровки образцовых средств на переменном токе расчетные меры сличают с мерами рабочего эталона на постоянном токе.

Значения сопротивлений образцовых средств 2-го и 3-го разрядов определяют методами сличения и калибровки с мерами высшего разряда при помощи трансформаторных мостов. Одновременно определяют остаточные параметры (постоянную времени) поверяемых средств.

Для осуществления предложенного способа передачи ВНИИМ им. Д. И. Менделеева, совместно с ВНИИЭП и заводом «Микропровод» (г. Кишинев) разработал комплекс аппаратуры, включающий в себя меры сопротивления с расчетными и аттестованными (малыми) частотными поправками и два трансформаторных моста (одинарный и двойной).

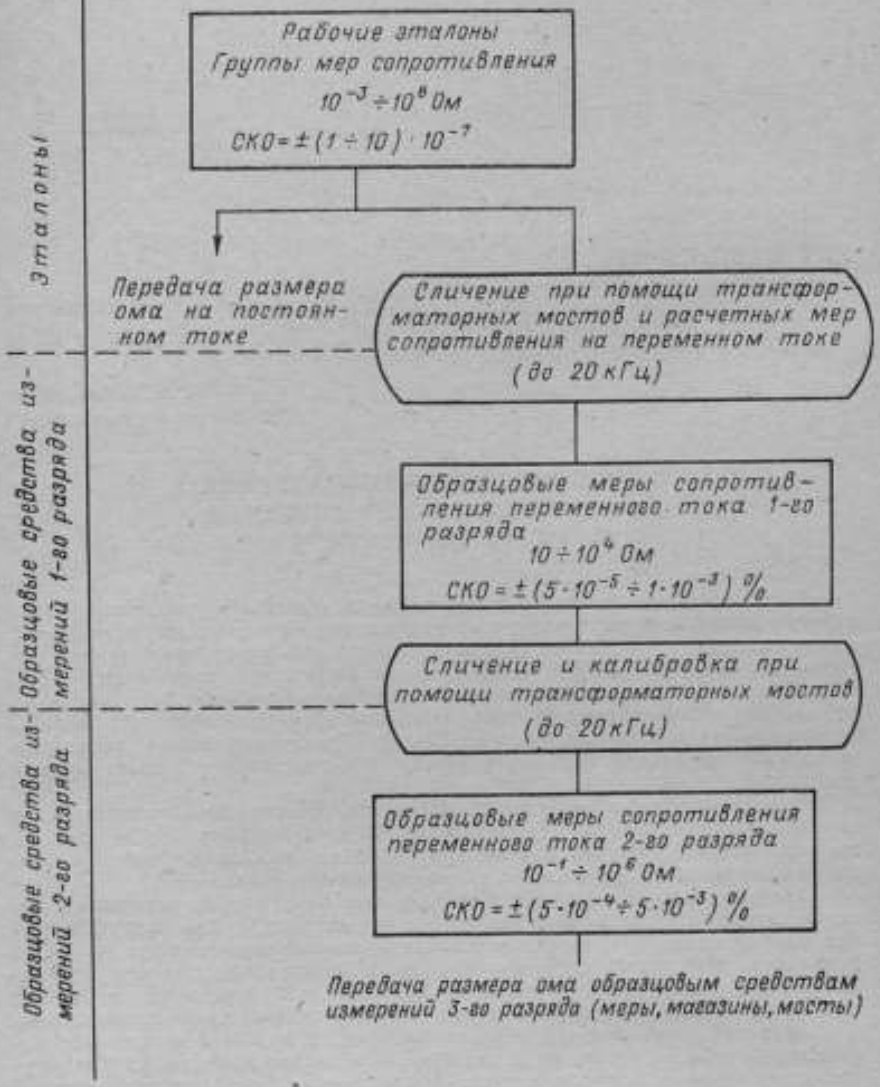


Рис. 1. Схема передачи размера ома на переменном токе

Меры активного сопротивления

Частотная формула активного сопротивления резистора на переменном токе может быть представлена в виде

$$R_f = R_0(1 + \delta_{f0} + \delta_{fп} + \delta_{fб} + \delta_{fм} + \delta_{fд} + \delta_{fш}) = R_0(1 + \delta_{f\Sigma}), \qquad (1)$$

где R_f, R_0 — значения сопротивлений на рабочей частоте (f) и постоянном токе; $\delta_{f\Sigma}$ — суммарная частотная поправка резистора, учитывающая влияния остаточных параметров (δ_{f0}), поверхностного эффекта ($\delta_{fп}$), эффекта близости ($\delta_{fб}$), потерь на вихревые токи в металлическом ($\delta_{fм}$) и изоляционном ($\delta_{fд}$) каркасах, шунтирующее влияние выводов ($\delta_{fш}$).

Уравнение (1) получено в предположении, что составляющие частотной поправки взаимно некоррелированы [2]. Для определения частотных поправок меры активного сопротивления целесообразно разделить на два типа:

1. Резисторы, составляющие частотных поправок которых могут быть рассчитаны по геометрическим размерам резистивных элементов и характеристикам среды (например, кольцо, прямолинейный бифиляр, коаксиал) [6]. Назовем такие резисторы расчетными образцовыми мерами активного сопротивления.

2. Резисторы с аттестованными (малыми) частотными поправками (например, проволочные со специальной намоткой, пленочные и др.) [5, 11, 12]. Эти резисторы назовем расчетно-экспериментальными мерами.

Во ВНИИМ разработаны два варианта конструкции расчетных мер активного сопротивления:

1) в виде прямолинейных проволочных бифиляров две модификации переменного значения (0,2—10 Ом, 10—100 Ом) и третья модификация — набор из 11 мер с дискретными значениями сопротивлений (1, 2, 3 . . . 10). 10^2 Ом; $1 \cdot 10^4$ Ом;

2) в виде короткозамкнутых (к. з.) коаксиалов с номинальными значениями 1,10, 10^2, 10^3 Ом [3].

В качестве резистивных элементов мер использован неизолированный провод из сплавов: манганин ($\rho = 0{,}42$ мкОм. м), терминал ($\rho = 1{,}2$—1,4 мкОм. м) и хрованга1 ($\rho = 1{,}8$—2 мкОм. м) (последние два сплава разработаны во ВНИИМ). Конструкциями мер предусматривается возможность расчета составляющих δ_{f0}, $\delta_{fп}$, $\delta_{fш}$, частотной поправки (табл. 1) и сведения остальных составляющих ($\delta_{fб}$, $\delta_{fм}$, $\delta_{fд}$) к бесконечно малым высших порядков. Основные характеристики расчетных мер приведены в табл. 2. Как видно из табл. 2, частотные поправки коаксиальных расчетных мер на два—три порядка меньше, чем мер, выполненных в виде прямолинейного бифиляра. Недостатками, относящимися к коаксиальным мерам, являются ограниченный диапазон номинальных значений сопротивлений ($R_f \leqslant 10^3$ Ом) и трудность подгонки сопротивлений к номинальным значениям.

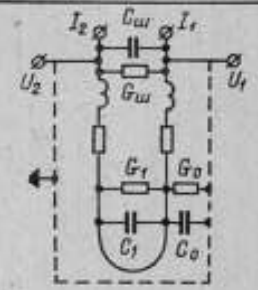
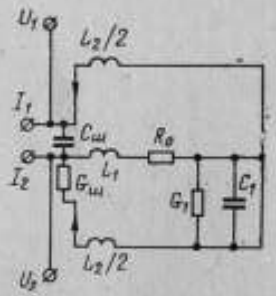
По техническим требованиям ВНИИМ во ВНИИЭП и на Кишиневском заводе «Микропровод» разработаны комплекты расчетно-экспериментальных мер активного сопротивления. Меры с номинальными значениями (10^{-1}—10^5) Ом (ВНИИЭП), выполненные на основе катушек Р766—Р772 [11], представляют собой герметизированные проволочные резисторы, остаточные параметры которых уменьшены благодаря применению намотки специального типа (бифилярная), последовательному и параллельному соединению секций, улучшению конструкции корпусов, экранов и зажимов.

Меры с номинальными значениями 10^6 Ом (Р4012) и 10^7 Ом (Р4022) (завод «Микропровод») представляют собой резисторы, выполненные из остеклованного микропровода. В мерах использован принцип взаимной компенсации распределенной емкости обмотки емкостью резистора на экран [12]. Включение мер — трехзажимное, с помощью коаксиальных разъемов.

Во ВНИИМ проведены также исследования на переменном токе комплекта экспериментальных мер Р371—Р373 (1—10^2 Ом), разработанных на Краснодарском заводе электроизмерительных приборов на основе печатного монтажа.

Таблица 1

Частотные поправки расчетных мер активного сопротивления

Схема меры	Остаточные параметры			Составляющие частотной поправки		
	индуктивность	емкость и проводимость между проводами меры	емкость и проводимость на корпус	δ_{f_0}	$\delta_{f_п}$	$\delta_{f_ш}$
		Прямолинейный бифилар				
	$L-2M=\frac{\mu\mu_0}{\pi}\left[\left(l+\frac{a}{2}\right)\times\left(\ln\frac{2a}{d}+\frac{1}{4}\right)-1{,}1a\right]$	$C_1=\frac{1}{3}\pi\varepsilon\varepsilon_0\frac{l}{\ln\frac{2a}{d}}$; $G_1=\omega C_1\operatorname{tg}\delta_1$	$C_0=\frac{4\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln\frac{D^2}{2da}}$; $G_0=\omega C_0\operatorname{tg}\delta_0$	$\frac{1}{6}R_s(G_0-2G_1)+\omega^2\frac{(L-2M)^2}{R_0^2}+\frac{1}{120}\omega^2R_0^2\left[15C_0^2-\left(C_0+4C_1\right)^2\right]$	$\sim\frac{x^4}{3}$, где $x=0{,}5d\sqrt{\frac{f}{\rho}}$	$-RG_ш-R\omega C_ш\times\operatorname{tg}\delta_ш$
		Короткозамкнутый коаксиал				
	$L=L_1+L_2=\frac{\mu_0 l}{2\pi}\left[\ln\frac{D}{d}+\frac{1}{4}\frac{\mu}{\mu_0}\left(1+\frac{8}{3}\frac{t}{D}\right)\right]$ (при $t<D$)	$C_1=\frac{1}{3}\cdot\frac{2\pi\varepsilon\varepsilon_0 l}{\ln\frac{D}{d}}$; $G_1=\omega C_1\operatorname{tg}\delta_1$		$-\frac{1}{3}R_sG_1+\omega^2\left(\frac{2LC_1}{3}+\frac{L^2G_1}{3R_0}-\frac{2}{15}R_0^2C_1^2-\frac{6}{15}L^2G_1^2-\frac{8}{15}R_0G_1LC_1\right)+\frac{6}{15}\omega^4C_1^2L^2$		

Условные обозначения: l — длина резистивного элемента (до сгиба); a — расстояние между проводами; d — диаметр провода; D — диаметр экрана; d_1 — диаметр резистивного элемента; D_1 — диаметр обратного проводника; t — толщина обратного проводника; $C_ш$, $G_ш$ — параметры, учитывающие шунтирующее влияние изоляционных втулок

Таблица 2

Технические характеристики расчетных мер активного сопротивления

Номинальное значение сопротивления, Ом	Диаметр провода меры, мм	Удельное сопротивление провода, мкОм·м	Остаточные параметры мер							Частотная поправка мер, Гц	
			$L \times 10^9$, Г	$C_1 \times 10^{12}$, Ф	$\operatorname{tg} \delta_1$	$C_0 \times 10^{12}$, Ф	$\operatorname{tg} \delta_0$	$C_{\text{ш}} \times 10^{12}$, Ф	$\operatorname{tg} \delta_{\text{ш}}$	при $f = 10^7$	при $f = 2 \cdot 10^4$
Прямолинейный бифиляр											
1	0,38	0,42	0,25	0,85	$2 \cdot 10^{-5}$	1,5	$5 \cdot 10^{-3}$	1,0	$1 \cdot 10^{-2}$	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$9,7 \cdot 10^{-4}$
10	0,38	0,42	2,1	3,3	$2 \cdot 10^{-5}$	15	$5 \cdot 10^{-3}$	1,0	$1 \cdot 10^{-2}$	$1,6 \cdot 10^{-6}$	$6,5 \cdot 10^{-4}$
10^2	0,084	0,42	1,4	1,2	$2 \cdot 10^{-5}$	6	$5 \cdot 10^{-3}$	1,0	$1 \cdot 10^{-2}$	$1,0 \cdot 10^{-8}$	$3,1 \cdot 10^{-6}$
10^3	0,03	0,42	2,2	1,7	$2 \cdot 10^{-5}$	7	$5 \cdot 10^{-3}$	1,0	$1 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-7}$	$1,5 \cdot 10^{-5}$
10^4	0,01	1,9	0,65	0,3	$2 \cdot 10^{-5}$	2,6	$2 \cdot 10^{-4}$	0,1	$2 \cdot 10^{-3}$	$4,0 \cdot 10^{-7}$	$8,0 \cdot 10^{-6}$
Короткозамкнутый коаксиал											
1	0,366	0,42	0,328	4,05	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	0,1	$2 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-9}$	$1,3 \cdot 10^{-8}$
10	0,205	1,17	0,368	3,41	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	0,1	$2 \cdot 10^{-4}$	$5,5 \cdot 10^{-11}$	$1,2 \cdot 10^{-8}$
10^2	0,063	1,18	0,447	2,91	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	0,1	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-11}$	$1,4 \cdot 10^{-8}$
10^3	0,021	1,26	0,521	2,42	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	0,1	$2 \cdot 10^{-4}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	$1,2 \cdot 10^{-8}$

Таблица 3

Результаты исследования расчетно-экспериментальных мер активного сопротивления (1970—1973 гг.)

Тип меры	Номинальное значение сопротивления меры, Ом	Отклонение от номинального значения $\Delta \cdot 10^6$, %	Нестабильность за год, $\delta R \cdot 10^6$, %	Температурный коэффициент		$\tau \cdot 10^6$, с	Класс точности мер (по ГОСТ 6864—69)	
				$\alpha \cdot 10^3$	$\beta \cdot 10^6$		после разработки	после исследования
Р371	1	6,0	<3,5	<0,12	—0,08	3,8	0,01	0,01
Р372	10	15	7,5	0,05	—0,07	0,4	0,01	0,02
Р373	10^2	5,5	5,0	0,11	—0,09	0,2	0,01	0,005
Р766	0,1	1,0	2,5	1,0	—0,65	3,0	0,02	0,002
Р767	1	3,0	13	1,7	—0,59	1,0	0,02	0,01
Р768	10	6,0	25	0,8	—0,61	0,4	0,02	0,01
Р769	10^2	3,0	7,0	1,2	—0,61	—0,2	0,02	0,005
Р770	10^3	1,5	12	1,8	—0,68	—1,6	0,02	0,002
Р771	10^4	4,0	8,0	0,4	—0,07	—7,2	0,02	0,005
Р772	10^5	2,0	0,7	0,2	—0,08	—2,0	0,02	0,002
Р4012	10^6	2,0	9,0	—2,4	+0,28	—4,7	0,02	0,005
Р4022	10^7	3,0	10	—0,9	—0,35	—37	0,02	0,005

Все расчетно-экспериментальные меры прошли государственные испытания во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева. Результаты испытаний (табл. 3) показывают, что точность разработанных мер повышена в 2—10 раз, характеристика на переменном токе — постоянная времени уменьшена в 5—100 раз по сравнению с постоянной времени существующих катушек (Р361 (1—10^5 Ом) класса 0,02; Р401, Р402 (10^6, 10^7 Ом) класса 0,05).

В настоящее время во ВНИИМ проводится исследование временной стабильности и частотных погрешностей разработанных мер с целью создания на их основе образцовых мер электрического сопротивления переменного тока 1-го и 2-го разрядов.

Меры переменного тока

При разработке аппаратуры для передачи размера ома на переменном токе в диапазоне (10^{-1}—10^7) Ом должны быть учтены следующие специфические требования: для низкоомных резисторов ($10^{-1} \leqslant R \leqslant 10^3$ Ом) пятизажимное подключение измеряемого объекта (токовые и потенциальные зажимы, экран), электромагнитное экранирование присоединительных устройств; для высокоомных резисторов ($R > 10^4$ Ом) — трехзажимное подключение объекта (с экраном), электростатическое экранирование присоединительных устройств.

Необходимость передачи размера ома в широком диапазоне значений с наивысшей точностью делает нецелесообразным разработку единого прибора на весь диапазон измерений. Во ВНИИМ были разработаны две измерительные установки, включающие в себя двойной и одинарный мосты с индуктивно связанными плечами отношения [1, 2, 7—9], обеспечивающие наивысшую точность в звуковом диапазоне частот.

Описание одинарного трансформаторного моста, предназначенного для передачи размера ома в области высокоомных значений сопротивлений — $R > 10^4$ Ом, и частот 400—$2 \cdot 10^4$ Гц, с погрешностями порядка (10^{-2}—10^{-4}) %, приведено в работе [9].

Двойной мост с индуктивными делителями напряжения

Установка собрана по схеме модифицированного двойного моста Томпсона, внешние и внутренние плечи которого выполнены в виде многодекадных автотрансформаторных (индуктивных) делителей напряжения ИДН (ИД—1, ИД—2, рис. 2). В диапазоне частот до 20 кГц наивысшую точность отношения обеспечивают ИД, собранные по схеме Кельвина—Варлея [2, 8]. Уравновешивание моста по главному параметру (активному сопротивлению)

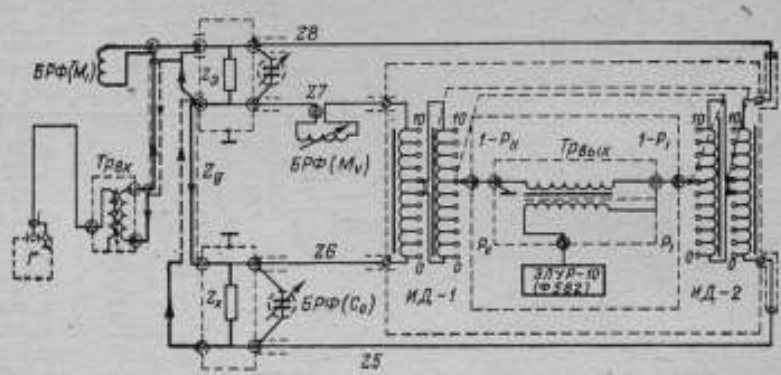


Рис. 2. Принципиальная схема двойного моста — компаратора с ИДН

Таблица 4

Методы и уравнения измерений в двойном мосте переменного тока

Метод измерения	Уравнения измерения	Условные обозначения
Одновременное сравнение с мерой (прямые измерения)	$R_{xf} = R_{эf}\frac{p_I}{1-p_I}\left\{1+\frac{\alpha_I}{1-p_I}+\frac{r_д\Delta\alpha - x_д\Delta\beta}{R_э}+(a_1-b_1)-\right.$ $\left.-\omega\tau_э\left[\frac{\beta_I}{1-p_I}+(a_2-b_2)+\frac{r_д\Delta\beta+x_д\Delta\alpha}{R_э}\right]\right\}=$ $=R_{эf}\frac{p_I}{1-p_I}[1+U(R)]$ (2) $\tau_x=\tau_э\left\{1+\frac{1}{\omega\tau_э}\left[\frac{\beta_I}{1-p_I}+\frac{r_д\Delta\beta+x_д\Delta\alpha}{R_э}+\right.\right.$ $\left.\left.+(a_2-b_2)\right]\right\}=\tau_э[1+U(\tau)]$, (3) где $a_1+ja_2=\frac{Z_б}{Z_I p_I(1+\alpha_I+j\beta_I)}$ $b_1+jb_2=\frac{Z_в}{Z_I[1-p_I(1+\alpha_I+j\beta_I)]}$	R_{xf}, $R_{эf}$ — активные сопротивления объекта и меры на частоте f; τ_x, $\tau_э$ — постоянная времени объекта и меры; p_I — значение отсчета по переключателям декад ИД-1 ($10^{-n}\leqslant p_I\leqslant 1$, где n — число декад ИД); $\left.\begin{matrix}\alpha_I\beta_I\\ \alpha_{II}\beta_{II}\end{matrix}\right\}$ — относительные синфазная и квадратурная погрешности отношения ИД-1 и ИД-2 (определяются при аттестации ИД [8, 9]) $\Delta\alpha=\alpha_I-\alpha_{II}$; $\Delta\beta=\beta_I-\beta_{II}$; $Z_д=r_д+jx_д$ — полное сопротивление перемычки; Z_I — полное входное сопротивление ИД-1; $Z_б$, $Z_в$ — полные сопротивления внешних потенциальных соединительных проводов; $U(R)$, $U(\tau)$ — остаточные члены уравнений измерения главного и остаточного параметров. Индексы (1) и (2) в уравнениях (4), (5) соответствуют двум уравновешиваниям моста.
Замещение с попеременным включением меры и объекта [13]	$R_{xf}=R_{эf}\left[1+\frac{p_I^{(1)}-p_I^{(2)}}{p_I^{(1)}\left(1-p_I^{(1)}\right)}+U^{(1)}(R)-U^{(2)}(R)\right]$ (4)	
Одновременное сравнение с перестановкой меры и объекта [13]	$R_{xf}=R_{эf}\left[1+\frac{p_I^{(1)}-p_I^{(2)}}{2p_I^{(1)}\left(1-p_I^{(1)}\right)}+\frac{1}{2}\left(U^{(1)}(R)-U^{(2)}(R)\right)\right]$ (5)	

осуществляется путем одновременного переключения курбелей одноименных декад ИД-1 и ИД-2. Уравновешивание по остаточному параметру производят с помощью блока регулировки фазы (БРФ, рис. 2)—конденсатора переменной емкости или катушки переменной взаимной индуктивности. В качестве образцовых мер используют расчетные меры активного сопротивления (при аттестации мер 1-го разряда) и расчетно-экспериментальные меры (при передаче размера ома образцовым средствам низших разрядов).

Токовая цепь моста выполнена в виде коаксиала, потенциальная — в виде экранированных скрученных проводников; включение мер и объектов измерений пятизажимное. Источник питания и индикаторы баланса подключают к мосту через сменные согласующие трансформаторы ($Тр_{вх}$, $Тр_{вых}$ на рис. 2). Основные методы, используемые при сличениях и калибровке мер активного сопротивления, и соответствующие уравнения приведены в табл. 4. В двойном мосте переменного тока, в отличие от мостов постоянного тока, как правило, не производят уравновешивания сопротивлений потенциальных соединительных проводников, так как входные сопротивления ИД на два—три порядка выше сопротивлений плеч двойных мостов постоянного тока (потенциальные проводники при этом выполняют с минимально возможным сопротивлением). Технические характеристики моста следующие:

Пределы измерения активного сопротивления	10^{-1}—10^{4} Ом
Основная рабочая частота	10^{3} Гц
Частотный диапазон	400—$1\cdot10^{4}$ Гц
Погрешность измерений:	
при прямых измерениях	$1\cdot10^{-2}$—$1\cdot10^{-3}$ %
при косвенных измерениях	$1\cdot10^{-3}$—$1\cdot10^{-4}$ %

Разработанный комплекс обеспечивает точность измерений электрического сопротивления порядка 10^{4}—10^{6} в диапазоне номинальных значений 10^{-1}—10^{7} Ом и частот 400—$1\cdot10^{4}$ ($2\cdot10^{4}$) Гц.

В настоящее время продолжаются исследования данного комплекса аппаратуры, включающие определения временной стабильности и частотных характеристик мер активного сопротивления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Gibbings D. L. H.** An a. c. analoque of the Kelvin double bridge.— Proc. IEE, 1962, v. 109 C, No. 16, pp. 307—310.

2. **Hill I. I.** Calibration of d. c. resistive device by a. c. methods.— ISA Trans., 1970, v. 9, No. 3, pp. 621—624.

3. **Кротков И. Н., Клебанов И. Я., Гурьянов В. С., Мчедлидзе Г. В.** Методы и аппаратура для точных измерений параметров резисторов на переменном токе.— Доклады Всесоюзной научно-технической конференции по радиотехническим измерениям, т. I, Новосибирск, СНИИМ, 1970, с. 33—37.

4. **Кротков И. Н., Шигорин В. П.** Государственный первичный эталон единицы электрического сопротивления — ома.— «Измерительная техника», 1971, № 12, с. 8—11.

5. **Быков М. А.** Серия образцовых безреактивных катушек сопротивления.— «Вестник электропромышленности», 1949, № 10, с. 17—20.

6. **Зорин Д. И.** Исследования катушек сопротивления переменного тока.— Автореф. дис. на соискание учен. степ. канд. техн. наук, Ленинград (ВНИИМ), 1950, 30 с.

7. Трансформаторные измерительные мосты. Под ред. К. Б. Карандеева, М., «Энергия», 1970, 280 с.

8. **Байков В. М.** Трансформаторный делитель напряжения высокой точности.— «Труды метрологических институтов СССР», вып. 115 (175), 1971, с. 131—140, с ил.

9. **Клебанов И. Я.** Трансформаторный мост—компаратор для точных измерений параметров высокоомных резисторов на переменном токе.— «Труды метрологических институтов СССР», вып. 154 (214), 1974, с. 25—33.

10. **Кухарь В. В.** Сплавы электрического сопротивления.— «Труды метрологических институтов СССР», вып. 115 (175), 1971, с. 28—35.

11. **Беляев Е. А., Молчанов Е. П., Пигин С. М.** Достижения в области образцовых мер электрического сопротивления постоянного и переменного тока.— «Труды ВНИИЭП», 1972, вып. 12, с. 100—106.

12. **Алексеев Г. А., Скрипник Ю. А.** Влияние экрана на частотные свойства сопротивлений из микропровода.— «Микропровод и приборы сопротивления», вып. 1, 1962, с. 188—192.

13. **Кротков И. Н.** Точные измерения электрических емкости и индуктивности. Стандартгиз, 1966, 270 с.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.611

В. С. Гурьянов
ВНИИМ

ТРАНСФОРМАТОРНЫЙ МОСТ С МАЛЫМ ВЫХОДНЫМ СОПРОТИВЛЕНИЕМ ТРАНСФОРМАТОРА ОТНОШЕНИЙ *

Одной из основных составляющих погрешности трансформаторных мостов является погрешность, возникающая от влияния выходного сопротивления трансформатора отношений. На рис. 1 показана эквивалентная схема трансформаторного моста, где Z_1 и Z_2 — образцовое и измеряемое сопротивления, Z_5 и Z_6 — выходные сопротивления обмоток W_1 и W_2, Z_3 и Z_4 — сопротивления между экраном и высокопотенциальным выводом сопротивления Z_1 и Z_2.

Электродвижущие силы E_1 и E_2 принимаем пропорциональными соответственно виткам W_1 и W_2.

Уравнение равновесия моста (рис. 1) имеет вид

$$I_{11} + I_{22} = 0. \qquad (1)$$

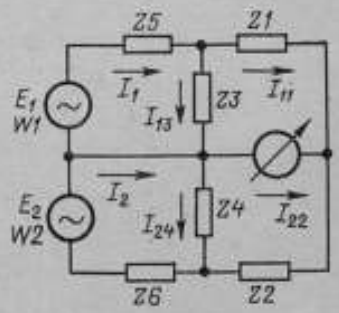


Рис. 1. Эквивалентная схема трансформаторного моста

Применяя преобразование «звезда — треугольник», определим при условии, что $Z_5 \approx Z_6 \ll Z_1, Z_2, Z_3, Z_4$,

$$I_{11} = \frac{E_1}{Z_1}\left(1 - \frac{Z_5}{Z_{10}}\right) = \frac{U_1}{Z_1}, \qquad (2)$$

$$I_{22} = \frac{E_2}{Z_2}\left(1 - \frac{Z_6}{Z_{11}}\right) = \frac{U_2}{Z_2}, \qquad (3)$$

где

$$Z_{10} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3}, \quad Z_{11} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_2 + Z_4},$$

$$U_1 = E_1\left(1 - \frac{Z_5}{Z_{10}}\right), \quad U_2 = E_2\left(1 - \frac{Z_6}{Z_{11}}\right).$$

U_1 и U_2 — напряжения, приложенные соответственно к Z_1 и Z_3 и к Z_2 и Z_4.

* Здесь под «трансформатором отношений» понимается трансформатор, образующий плечи отношения в трансформаторных измерительных мостах. Его особенностью является точное соответствие отношений чисел витков вторичных обмоток к напряжению на них.

Из (2) и (3) получим

$$Z_2 = \frac{U_2}{U_1} Z_1. \tag{4}$$

Поскольку $Z_5 \ll Z_{10}$ и $Z_6 \ll Z_{11}$, то, пренебрегая малыми высших порядков, запишем

$$Z_2 = \frac{E_2}{E_1} Z_1 \left(1 + \frac{Z_5}{Z_{10}} - \frac{Z_6}{Z_{11}}\right). \tag{5}$$

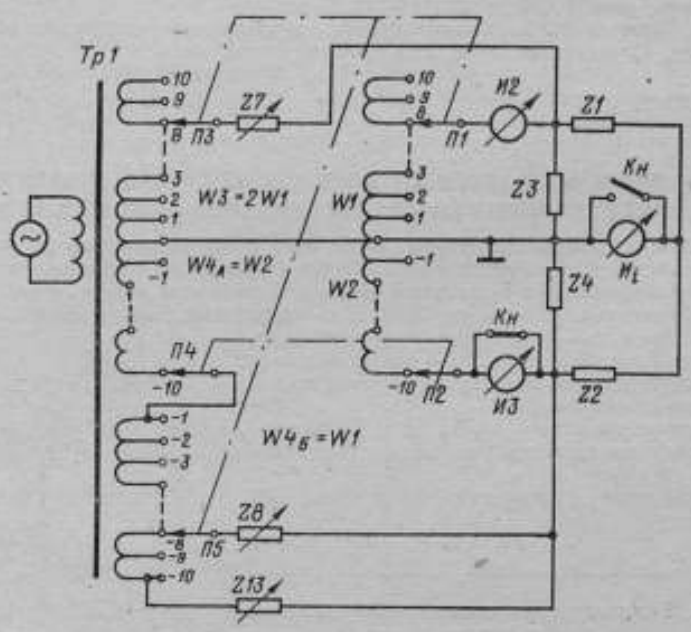


Рис. 2. Трансформаторный мост с компенсацией выходного сопротивления потенциальной обмотки

В выражении (5) слагаемые в круглых скобках, которые стоят после единицы, представляют относительную погрешность измерения. Эта погрешность бывает наибольшей, если отношения Z_1/Z_3 и Z_2/Z_4 значительно отличаются или если Z_5 и Z_6 не пропорциональны E_1 и E_2. Погрешность обычно сильно зависит от частоты, так как Z_5 и Z_6 представляют собой комплексные сопротивления индуктивного характера, а Z_{10} и Z_{11} — сопротивления емкостного характера (Z_3 и Z_4 — емкости). Для уменьшения погрешности необходимо уменьшить величины Z_5 и Z_6. Для этого обмотки трансформатора выполняют из толстой медной шины [1]. Известен также способ компенсации падения напряжения на сопротивлениях Z_5 и Z_6 при помощи усилителей с обратной связью [2].

В работе [3] дается описание трансформаторного моста, в котором практически полностью устранено влияние выходного сопротивления трансформатора отношений (рис. 2). На трансформаторе отношений дополнительно имеются две обмотки — токовые W_3 и W_4 и между обмотками W_1 и W_3 и W_2 и W_4 включены компенсационные сопротивления Z_7 Z_8, Z_{13}. Напряжения на обмотках W_3 и W_4 соответственно больше напряжений на обмотках W_1 и W_2.

Эквивалентная схема моста показана на рис. 3. Определим условие равновесия для этого моста в таком виде, как в [4]. Для этого предварительно найдем токи I_1 и I_2 и соответственно напряжения на сопротивлениях Z_{10} и Z_{11}. (На рис. 1 и 3 одинаковые индексы обозначают одинаковые величины). Получим

$$I_1 = \frac{E_1 \dfrac{Z_9 + Z_7 + Z_{10}}{Z_{10}} - E_3}{\dfrac{(Z_{10} + Z_5)(Z_9 + Z_7 + Z_{10})}{Z_{10}} - Z_{10}}; \tag{6}$$

$$U_1 = E_1 - I_1 Z_5; \tag{7}$$

$$I_2 = \frac{E_2 \dfrac{Z_{12} + Z_8 + Z_{11}}{Z_{11}} - E_4}{\dfrac{(Z_{11} + Z_6)(Z_{12} + Z_8 + Z_{11})}{Z_{11}} - Z_{11}}; \tag{8}$$

$$U_2 = E_2 - I_2 Z_6; \tag{9}$$

$$Z_x = \frac{E_2}{E_1} Z_1 \left[1 + \left(\frac{Z_9 + Z_7 + Z_{10}}{Z_{10}} - \frac{E_3}{E_1} \right) A - \left(\frac{Z_{12} + Z_8 + Z_{11}}{Z_{11}} - \frac{E_4}{E_2} \right) Б \right], \tag{10}$$

где

$$A = \frac{Z_5}{\dfrac{(Z_{10} + Z_5)(Z_9 + Z_7 + Z_{10})}{Z_{10}} - Z_{10}};$$

$$Б = \frac{Z_6}{\dfrac{(Z_{11} + Z_6)(Z_{12} + Z_8 + Z_{11})}{Z_{11}} - Z_{11}}.$$

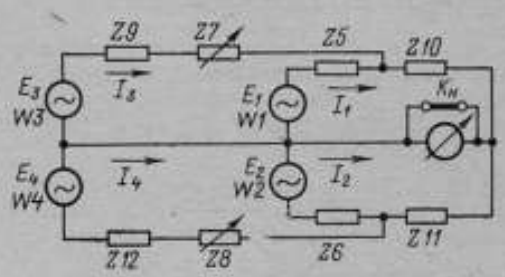


Рис. 3. Эквивалентная схема моста с компенсацией выходного сопротивления потенциальной обмотки

Легко видеть, что погрешность будет равна нулю при

$$E_3 = \frac{Z_9 + Z_7 + Z_{10}}{Z_{10}} E_1 \tag{11}$$

и

$$E_4 = \frac{Z_{12} + Z_8 + Z_{11}}{Z_{11}} E_2. \tag{12}$$

Условия (11) и (12) могут быть выполнены при постоянных сопротивлениях Z_5, Z_6, Z_7, Z_8, . . . для одной какой-либо частоты, а при всех других частотах некоторая погрешность останется. Оценим эту остаточную погрешность. Для облегчения анализа положим, что $Z_7 = Z_{10}$, $Z_8 = Z_{11}$, $E_3 = 2E_1$ и $E_4 = 2E_2$. Нетрудно показать, что в этом случае

$$Z_2 = \frac{E_2}{E_1} Z_1 \left(1 + \frac{Z_9}{Z_{10}} \frac{Z_5}{Z_{10}} - \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \frac{Z_6}{Z_{11}}\right). \qquad (13)$$

Сравнивая выражения (13) и (5), можно заметить, что погрешность от влияния выходных сопротивлений значительно уменьшилась, так как

$$\frac{Z_9}{Z_{10}} \ll 1 \text{ и } \frac{Z_{12}}{Z_{11}} \ll 1.$$

Это означает, что выходное сопротивление обмоток W_1 и W_2 значительно уменьшилось.

На эквивалентной схеме, показанной на рис. 3, в образцовое плечо включено только одно сопротивление $Z_{10} = \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_3}$. Реальный мост может включать в себя больше десяти постоянных мер. Причем, каждая мера должна иметь соответствующее сопротивление.

Если э. д. с. обмоток W_1 и W_2 — E_1 и E_3 пропорциональны между собой и переключатели витков $П_1$ и $П_2$ переключаются синхронно (находятся на одной оси), то условие (11) выполняется автоматически при любом положении переключателей. Для этого достаточно настроить компенсационное сопротивление Z_7 один раз, при начальной наладке моста по нулевому показанию индикатора H_2. Для плеча измеряемой величины постоянную настройку только при помощи сопротивления Z_8 произвести невозможно, так как сопротивление

$$Z_{11} = \frac{Z_2 Z_4}{Z_2 + Z_4}$$

зависит от Z_4—оно может быть различным даже при одинаковых измеряемых сопротивлениях Z_2.

Рассмотрим идеальный случай, когда $Z_4 \to \infty$. Из выражения (12) получим, пренебрегая Z_{12}, как величиной, много меньшей по сравнению с Z_8 и Z_2.

$$E_2 \frac{Z_8 + Z_2}{Z_2} = E_4,$$

откуда

$$\frac{E_2}{Z_2} = \frac{E_4 - E_2}{Z_8}. \qquad (13)$$

Но из уравнения (5), если пренебречь Z_3 и Z_4, получим

$$\frac{E_2}{Z_2} = \frac{E_1}{Z_1}. \qquad (14)$$

Из выражений (13) и (14)

$$\frac{E_1}{Z_1} = \frac{E_4 - E_2}{Z_8}. \qquad (15)$$

Если выбрать $Z_8 = Z_1$, то при этом э. д. с. E_4 должна быть

$$E_4 = E_2 + E_1,$$

т. е. обмотка W_4 (рис. 2) должна состоять из двух последовательно включенных обмоток с э. д. с. $E_2 + E_1$, т. е. $W_4 = W_2 + W_1$.

Обмотка W_4 состоит из двух обмоток — W_{4A} и $W_{4Б}$. При этом

$$W_{4A} = W_2; \qquad W_{4Б} = W_1.$$

Если соединить механически переключатели $П_2$ и $П_4$, а переключатель $П_3$ с переключателями $П_1$ и $П_3$ и сопротивление Z_8 выбрать равным Z_1, то влияние сопротивления Z_2 устраняется также автоматически.

Остается устранить только влияние сопротивления Z_4, для чего используем переменное сопротивление Z_{13}. После первого уравновешивания моста необходимо кнопкой *Кн1* включить индикатор $И_3$ (рис. 2) и регулировкой Z_{13} установить его на нуль. После этого окончательно уравновесить мост. Окончательное уравновешивание осуществляется переключением сопротивлений самого младшего разряда. Для мостов высшей точности обмотки W_1, W_2 и W_3, W_4 с целью исключения их взаимного влияния лучше выполнять на разных сердечниках.

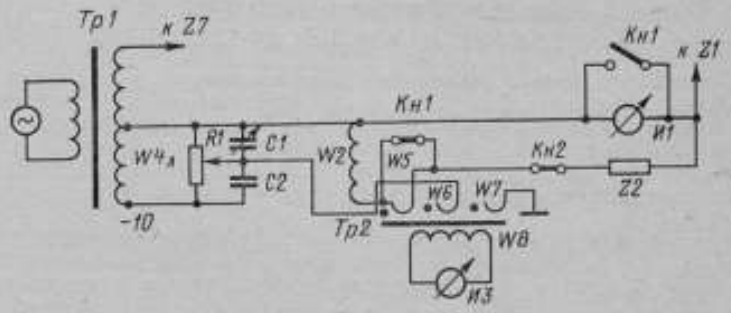


Рис. 4. Схема включения индикатора нагрузки потенциальных обмоток

При этом для обмоток W_1 и W_2 сохраняется точность, полученная при аттестации в режиме холостого хода.

В качестве индикатора использовался избирательный усилитель ЭЛУР-7[4], который последовательно включался на место индикаторов $И_1$, $И_2$ и $И_3$ (рис. 2). При включении на место $И_2$ и $И_3$ использовался согласующий трансформатор *Тр2*, аналогичный описанному в [5], с сердечником из пермаллоя 79 НМ, толщиной 0,05 мм, размером 34 × 18 × 14 мм, с $\mu_0 = 30000$ при 1 кГц.

Первичная обмотка W_5 *Тр2* (рис. 4) имеет три витка, намотана проводом сечением 0,35 мм² с двойной экранировкой (внутренний экран W_6, наружный W_7). На внутренний экран через резистор R_1 и конденсаторы C_1 и C_2 подавался защитный потенциал от обмотки W_{4A}. (Перед измерением необходимо с помощью R_1 и C_1 при разомкнутой кнопке Кн2 установить нуль по индикатору $И_3$).

Для проверки действия *Тр2* при уравновешенном мосте подключалась емкость $Z_4 = 0{,}1$ мкф. При этом мост выходил из равновесия. Затем с помощью Z_{13} индикатор $И_3$ приводился к нулю и снова проверялось равновесие моста. Разбаланс моста обнаружить не удавалось.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Thompson A. M.** The precise measurement of small capacitance — IRE Trans actions on Instrumentation, 1958, vol. 1—7, No. 3—4, pp. 245—253.

2. **Calvert R., Mildwater J.** Self — balancing transformer ratio—arm bridges.— «Electronic Engineering», 1963, vol. 35, No. 430, pp. 782—787.

3. **Гурьянов В. С.** Мост с индуктивно связанными плечами для измерения комплексных сопротивлений. Авт. свид. № 316022.— Бюлл. изобр., 1971, № 29.

4. **Акиаев Р. Ф., Зорин Д. И.** Электронно-лучевой указатель равновесия ЭЛУР—7.— Труды метрологических институтов СССР, вып. 97 (157), 1968, с. 199—201.

5. **Schlinke H.** Meßverfahren zur Bestimmung der Fehler von Wechselspannungsteilern bis 350 v für Freguenzen von 0,5—10 kHz.— PTB Mitteilungen. 1968, H2, S. 111—120.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.738

М. Д. Клионский
ВНИИМ

МАГАЗИН ТАНГЕНСА УГЛА ПОТЕРЬ С СОКРАЩЕННЫМ ЧИСЛОМ RC-ЭЛЕМЕНТОВ

Для поверки мостов переменного тока по тангенсу угла потерь (tg δ) применяют меры, представляющие собой конденсаторы и устройства для подключения к ним последовательно или параллельно сменных резисторов. Производительность поверочных работ можно повысить, соединив конденсаторы и резисторы в одно устройство, снабженное приспособлениями для различных соединений отдельных элементов, — магазин тангенса угла потерь [1,2].

Простые расчеты показывают, что для перекрытия широких пределов значений tg δ магазин должен иметь большое количество резисторов и переключателей. Например, для перекрытия на одной частоте и при одном значении емкости значений tg δ, соответствующих трем декадам от 10^{-4} до 0,1 с десятью ступенями в каждой декаде, магазин должен иметь 30 резисторов (а с конденсатором 31 элемент). Если магазин предназначен для работы на нескольких фиксированных частотах, то количество резисторов увеличивается пропорционально числу фиксированных частот. Например, для трех частот (10^3, 10^4, 10^5 Гц) число резисторов в упомянутом устройстве составит 90 (с конденсатором 91 элемент).

Паразитные параметры, возникающие при монтаже столь большого количества элементов, ограничивают точность воспроизведения значений tg δ.

В статье предлагается новый принцип построения многодекадного магазина tg δ, обладающего рядом преимуществ. Емкостный элемент магазина выполняют в виде группы конденсаторов, число которых равно числу ступеней в декаде, а различные значения тангенса угла потерь внутри любой декады получают переключением конденсаторов при одном включенном резисторе. Чтобы емкость на входе магазина осталась неизменной, а тангенс угла потерь изменялся в соответствии с выбранным рядом номинальных значений, кондесаторы и резистор соединяют специальным образом, а емкости конденсаторов выбирают из ряда, составленного по определенному закону.

Каждую новую декаду магазина tg δ получают включением в схему только одного резистора. Благодаря этому существенно уменьшается число элементов, переключателей и упрощается связанный с ними монтаж. Например, для перекрытия значений tg δ упомянутого трехдекадного магазина на одной частоте необходимы десять конденсаторов и три резистора (ранее требовался 31 элемент), а на трех частотах — десять конденсаторов и девять резисторов (ранее требовался 91 элемент). Количество необходимых переключателей также требуется меньшее.

Электрическая схема магазина и соотношения между емкостями переключаемых кондесаторов будут различными в зависимости от того, какой вид соединения конденсаторов и резисторов принят за основу при воспроизведении tg δ.

На рис. 1 и 2 изображены электрические схемы трехдекадных магазинов, в первом из которых за основу принята последовательная *RC*-цепь, шунтированная емкостью, а в другом — параллельная *RC*—цепь, включенная с емкостью последовательно. Для упрощения приведены схемы магазинов с неполными декадами (в декаде четыре ступени), предназначенных для работы на одной фиксированной частоте.

Оба магазина содержат емкостный элемент, образованный конденсаторами C1-C4, переключатель ступеней в декаде *B1* и набор резисторов *R* с переключателем декад *B2*. Изменение положения переключателя *B1* в обеих схемах приводит к перераспределению конденсаторов *C1-C4* в последовательно-параллельном соединении с резистором *R*, что изменяет tg δ на входных клеммах. Для любого положения переключателя B1 емкость на входных клеммах остается практически неизменной. Так, если tg δ магазина не превышает 0,1, то изменения емкости всегда будут меньше 1%.

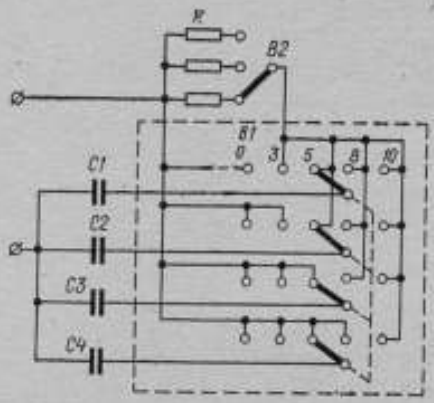


Рис. 1. Схема магазина tg δ на основе последовательной *RC*-цепи, включенной параллельно с дополнительной емкостью

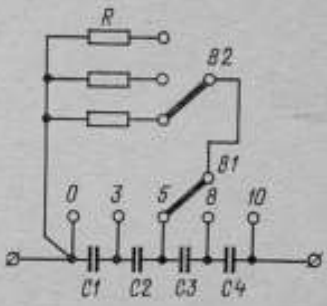


Рис. 2. Схема магазина tg δ на основе параллельной *RC*-цепи, включенной последовательно с дополнительной емкостью

Выразим показание магазина $\operatorname{tg}\delta_{вх\,i}$, соответствующее i-й ступени декады, через параметры входящих элементов и определим условия, которым должны удовлетворять емкости конденсаторов, с тем, чтобы при переключениях внутри любой декады получать значения tg δ в соответствии с выбранным рядом номинальных значений.

Обозначим параметры i-го конденсатора через C_i и $\operatorname{tg}\delta_i$, причем $i = 1, 2 \ldots, к, \ldots, p$.

Поставленную задачу решим применительно к схеме, показанной на рис. 1. Пусть группа конденсаторов от первого до $к$ включительно соединена последовательно с резистором *R*, а оставшаяся часть (от $к + 1$ до p) включена параллельно этой *RC*-цепи.

Тангенс угла потерь, обусловленный собственными потерями конденсаторов, равен [3]:

для первой группы

$$\operatorname{tg}\delta' = \frac{\sum_1^k C_i \operatorname{tg}\delta_i}{\sum_1^k C_i}, \qquad (1)$$

БИБЛИОТЕКА
Всесоюзного научно-исследовательского института метрологии
имени Д. И. Менделеева

для второй группы

$$\operatorname{tg}\delta'' = \frac{\sum\limits_{k+1}^{p} C_i \operatorname{tg}\delta_i}{\sum\limits_{k+1}^{p} C_i}. \tag{1a}$$

Тангенс угла потерь последовательной RC-цепи равен

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{п}} = \omega R \sum_{1}^{k} C_i + \operatorname{tg}\delta', \tag{2}$$

где ω — круговая частота.

С учетом группы конденсаторов, включенных параллельно RC-цепи, на входе магазина будем иметь

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{вх}\,i} = \frac{\operatorname{tg}\delta_{\text{п}} \sum\limits_{1}^{k} C_i + \operatorname{tg}\delta''(1+\operatorname{tg}^2\delta_{\text{п}}) \sum\limits_{k+1}^{p} C_i}{\sum\limits_{1}^{k} C_i + (1+\operatorname{tg}^2\delta_{\text{п}}) \sum\limits_{k+1}^{p} C_i}. \tag{3}$$

Из (1), (1а), (2) и (3) получаем

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{вх}\,i} = \frac{1}{1+a}\left[\left(\frac{\sum\limits_{1}^{k} C_i}{C_{\text{вх}}}\right)^2 \operatorname{tg}\delta_{\text{м}} + \frac{\sum\limits_{1}^{p} C_i \operatorname{tg}\delta_i}{C_{\text{вх}}}\right] + a\operatorname{tg}\delta'', \tag{4}$$

где $C_{\text{вх}} = \sum\limits_{1}^{p} C_i$; $\operatorname{tg}\delta_{\text{м}}$ — наибольшее показание декады, равное $\omega R C_{\text{вх}}$;

$$a = \frac{\sum\limits_{k+1}^{p} C_i}{C_{\text{вх}}} \operatorname{tg}^2\delta_{\text{п}}.$$

Выражение (4) можно упростить, если принять, что $\operatorname{tg}\delta_{\text{вх},\,i} \leqslant 0{,}1$ (следовательно, и $\operatorname{tg}\delta_{\text{п}} \leqslant 0{,}1$) и учесть, что при использовании качественных конденсаторов $\operatorname{tg}\delta'' \leqslant 0{,}001$. Тогда при погрешности, менее 1% получаем

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{вх}\,i} = n_i \operatorname{tg}\delta_{\text{м}} + \operatorname{tg}\delta_0, \tag{5}$$

где

$$n_i = \left(\frac{\sum\limits_{1}^{k} C_i}{C_{\text{вх}}}\right)^2, \qquad \operatorname{tg}\delta_0 = \frac{\sum\limits_{1}^{p} C_i \operatorname{tg}\delta_i}{C_{\text{вх}}}.$$

Коэффициент n_i должен соответствовать выбранному ряду номинальных значений $\operatorname{tg}\delta$, например, для ряда 3, 5, 8, 10, n_i = 0,3; 0,5; 0,8; 1.

Очевидно, что для этого емкости конденсаторов следует выбирать из условия

$$\frac{C_i}{C_{\text{вх}}} = \sqrt{n_i} - \sqrt{n_{i-1}}. \tag{6}$$

Для схемы на рис. 2, проведя аналогичные расчеты, будем иметь

$$\operatorname{tg}\delta_{\text{вх}\,i}=\frac{1}{1+a}\left[\left(C_{\text{вх}}\sum_{1}^{k}\frac{1}{C_i}\right)^2\operatorname{tg}\delta_{\text{м}}+C_{\text{вх}}\sum_{1}^{p}\frac{\operatorname{tg}\delta_i}{C_i}\right]+a\operatorname{tg}\delta^{*},\qquad(7)$$

где

$$C_{\text{вх}}=\left(\sum_{1}^{p}\frac{1}{C_i}\right)^{-1},\qquad \operatorname{tg}\delta_{\text{м}}=\frac{1}{\omega RC_{\text{вх}}},$$

$$a=C_{\text{вх}}\operatorname{tg}^2\delta_{\text{п}}\sum_{k+1}^{p}\frac{1}{C_i}.$$

При допущениях, указанных к формуле (4), выражение (7) обращается в (5). Только в этом случае

$$n_i=\left(C_{\text{вх}}\sum_{1}^{k}\frac{1}{C_i}\right)^2,\qquad \operatorname{tg}\delta_0=C_{\text{вх}}\sum_{1}^{p}\frac{\operatorname{tg}\delta_i}{C_i}.$$

Условие, которому должны удовлетворять емкости C_i для схемы на рис. 2, имеет вид

$$\frac{C_i}{C_{\text{вх}}}=\frac{1}{\sqrt{n_i}-\sqrt{n_{i-1}}}.\qquad(8)$$

В табл. 1 приведены рассчитанные по формулам (6) и (8) значения $C_i/C_{\text{вх}}$ для магазина с полной декадой, воспроизводящей ряд номинальных значений tg δ 1, 2, 3 . . . , 10, и для магазина с неполной декадой, воспроизводящей ряд 3, 5, 8, 10.

Таблица 1

Декада	Номер ступени декады, i	Коэффициент, n_i	$C_i/C_{\text{вх}}$	
			ф-ла (6)	ф-ла (8)
Полная	1	0,1	0,3162	3,162
	2	0,2	0,1310	7,634
	3	0,3	0,1005	9,949
	4	0,4	0,08474	11,40
	5	0,5	0,07465	13,40
	6	0,6	0,06749	14,82
	7	0,7	0,06206	16,11
	8	0,8	0,05777	17,31
	9	0,9	0,05425	18,43
	10	1,0	0,05132	19,46
Неполная	1	0,3	0,5477	1,826
	2	0,5	0,1594	6,274
	3	0,8	0,1873	5,338
	4	1,0	0,1056	9,472

Как видно из формулы (5), основным источником систематической погрешности магазинов tg δ являются собственные потери конденсаторов. Наличие собственных потерь увеличивает значение tg δ на входных клеммах на одну и ту же величину $\operatorname{tg}\delta_0$, независимо от положений переключателей В1 и В2. Следовательно, эту величину можно измерить и учесть в виде поправки, предусмотрев в схеме устройства положение 0 для переключателя В1, при котором все конденсаторы включены параллельно (рис. 1) или последовательно (рис. 2) входным клеммам. Тогда первый член формулы (5) обращается в нуль, а $\operatorname{tg}\delta_0$ оказывается равным $\operatorname{tg}\delta_{вх}$.

Для экспериментальной проверки приведенных положений был создан по схеме, приведенной на рис. 1, макет магазина tg δ с пределами от 10^{-3} до 0,1 и двумя значениями емкости на входе: 100 пФ и 10 мкФ. В качестве конденсаторов C_i для создания емкости 100 пФ были применены подстроечные воздушные конденсаторы КПВ, для создания емкости 10 мкФ — пленочные конденсаторы К77—1. Значения емкости конденсаторов соответствовали данным табл. 1 в пределах 1%, причем емкости конденсаторов КПВ были подстроены с учетом начальной емкости магазина. Сопротивления резисторов имели следующие значения: 158 кОм и 14,8 кОм при $C_{вх} = 100$ пФ для декад tg δ с множителями × 0,01 и × 0,001 соответственно; 1,54 Ом (с учетом сопротивления монтажа) при $C_{вх} = 10$ мкФ для декады tg δ с множителем × 0,01. В качестве коммутирующих элементов использованы галетные переключатели ПГК. В устройстве было предусмотрено двух- и трехзажимное подключение, для чего каждый конденсатор КПВ помещен в отдельный экран, электрически не связанный с наружным экраном.

Измерения tg δ проводились на частоте 1 кГц при помощи цифровых автоматических мостов. При $C_{вх} = 10$ мкФ использован мост Р5010 с погрешностью измерения $\pm\left(0{,}02\ \operatorname{tg}\delta + 1\cdot10^{-3}\right)$, при $C_{вх} = 100$ пФ — мост Р589 с погрешностью $\pm\left(0{,}02\ \operatorname{tg}\delta + 3\cdot10^{-4}\right)$. Разрешающая способность мостов по tg δ составила $1\cdot10^{-4}$. Результаты исследования показали хорошее совпадение расчетных и экспериментальных данных в пределах погрешности мостов.

Результаты исследования для $C_{вх} = 10$ мкФ приведены в табл. 2. Данные таблицы подтверждают, в частности, возможность учета влияния собственных потерь конденсаторов.

Таблица 2

Отсчет декады ×0,01	Емкость $C_{вх}$, мкФ	Значения тангенса угла потерь			Погрешность $\operatorname{tg}\delta_д - \operatorname{tg}\delta_р$
		Экспериментальные, $\operatorname{tg}\delta_{вх\,i}$	Действительные, $\operatorname{tg}\delta_д = \operatorname{tg}\delta_{вх\,i} - \operatorname{tg}\delta_0$	Расчетные, $\operatorname{tg}\delta_р = n_i \operatorname{tg}\delta_м$	
0	9,976	0,0050	—	—	—
3	9,968	0,0340	0,0290	0,0290	0
5	9,965	0,0534	0,0484	0,0483	0,0001
8	9,969	0,0825	0,0775	0,0773	0,0002
10	9,978	0,1021	0,0971	0,0967	0,0004

Заключение

Возможность построения магазинов tg δ с неизменной емкостью на входе, в которых изменение tg δ на входных клеммах осуществляется путем переключения конденсаторов, образующих емкостный элемент, была исследована теоретически и экспериментально. Для того чтобы значения tg δ изменялись в соответствии с выбранным рядом номинальных значений, емкости переключаемых конденсаторов должны выбираться, исходя из выведенной

зависимости. Основным источником погрешности показаний магазина tg δ являются собственные потери конденсаторов. Эта погрешность может быть учтена экспериментально.

Применение рассмотренных принципов построения магазинов tg δ особенно эффективно при создании многодекадных магазинов, предназначенных для работы на нескольких частотах. В этих случаях достигается значительное сокращение количества RC-элементов и упрощение монтажа, что одновременно повышает точность воспроизведения tg δ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Быков М. А.** Разработка и осуществление метода и аппаратуры для поверки мостов переменного тока по tg δ.— Труды конференции по автоматическому контролю и методам электрических измерений. Новосибирск, СО АН СССР, 1961, с. 181—191.

2. **Kägler S.** Konstruktion eines tg δ — Normals zur Überprüfung und Eichung von Hochspannungs — verlustfaktor meßbrucken — ATM, 1962, L 321, т. 10, s. 233—238.

3. **Эпштейн С. Л.** Измерение характеристик конденсаторов. М.—Л., «Энергия», 1965, 234 с. с ил.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г

УДК 621.317.757.083.5

В. И. Фоменко

ВНИИМ

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ АМПЛИТУДЫ НАПРЯЖЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА МЕТОДОМ КОМПЕНСАЦИИ

Измерение амплитуды напряжения переменного тока с высокой точностью, особенно в диапазоне инфразвуковых частот, представляет значительные трудности. С целью обеспечения единства измерений и достижения высокой точности, весьма перспективным является измерение амплитуды напряжения переменного тока методом компенсации постоянным током.

В работе [1] проведен анализ погрешности измерения амплитуды напряжения переменного тока с использованием ключевой схемы и резонансного индикатора ударного возбуждения, которая не превышает ± 0,2% на частоте 25 Гц в диапазоне напряжений 0,4 мВ — 1,1 В, зависит от непрямоугольности вырезанного импульса и выражается отношением $\frac{\Delta E}{E}$ (рис. 1).*

Точность измерения амплитуды напряжения переменного тока может быть повышена в широком диапазоне частот и напряжений на несколько порядков, если измеряемое напряжение представить как мгновенные значения, т. е. импульсами достаточно короткой длительности (рис. 2).

---

* Кадкин В. А. О возможности измерения амплитуды переменной э. д. с. методом компенсации постоянным током Изв. Вузов «Приборостроение», 1960, № 1, с. 45—48.

Введем обозначения:

$\tau = \Delta t = t_2 - t_1$ — длительность импульса, $f_в = \frac{1}{t'}$ — частота заполнения, $F_н = \frac{1}{T}$ — частота измеряемого напряжения, U_0 — напряжение компенсации постоянного тока, U_m — амплитуда измеряемого напряжения, ΔU — абсолютное значение погрешности измерения, α_0 — порог чувствительности схемы индикации.

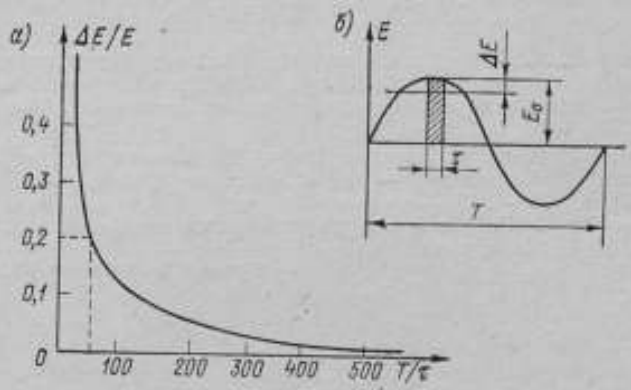


Рис. 1. График зависимости погрешности измерения от длительности импульса коммутации

Если принять $f_в$ = const, число импульсов, которое можно получить за полпериода измеряемого напряжения, будет равно

$$N_0 = \frac{T/2}{t'} = \frac{f_в}{2F_н}. \quad (1)$$

Однако различать (сосчитать) можно только те импульсы, амплитуды которых отличаются между собой, по крайней мере, на порог чувствительности (α_0) схемы индикации.

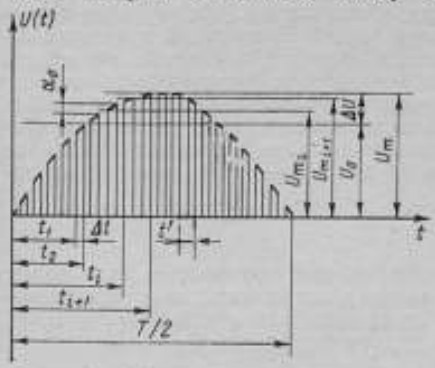


Рис. 2. Измеряемое напряжение, представленное мгновенными значениями импульсов коммутации

При синусоидальной форме измеряемого напряжения

$$U_x = U_m \sin \omega_н t = U_m \sin 2\pi F_н t \quad (2)$$

и условие предельной различимости соседних импульсов будет

$$\alpha_0 = U_{x_{i+1}} - U_{x_i} = U_m \sin \omega_н t_2 - U_m \sin \omega_н t_1 = U_m (\sin \omega_н t_2 - \sin \omega_н t_1) = U_m \xi (\omega_н t),$$

т. е.

$$\alpha_0 = U_{x_{i+1}} - U_{x_i} = U_m \xi (\omega_н t). \quad (3)$$

При равенстве числа импульсов заполнения числу уровней сравнения условие полной компенсации принимает вид:

$$\frac{U_m}{\alpha_0} = \frac{f_н}{2F_н} = N_0,$$

т. е.

$$U_m = U_0 = \alpha_0 N_0. \tag{4}$$

Из рис. 2 следует

$$U_m = U_0 + \Delta U$$

или

$$U_0 = U_m - \Delta U = U_m\left(1 - \frac{\Delta U}{U_m}\right) = U_m(1-\gamma), \tag{5}$$

где γ — относительная погрешность измерения

и

$$\Delta U = U_m(\sin\omega_н t_{i+1} - \sin\omega_н t_i) = U_m\xi(\omega_н t),$$

т. е.

$$U\Delta = U_{m_{i+1}} - U_{m_i}. \tag{6}$$

Условие (4) реализовать весьма сложно из-за нестабильности частоты измеряемого напряжения, нестабильности порога чувствительности и коэффициента усиления схемы индикации. Поэтому для реальной оценки погрешности измерения напряжения переменного тока при неполной компенсации, когда возможно различить на выходе схемы индикации n импульсов, примем следующее допущение:

$$\Delta U = \alpha_0 n.$$

Тогда

$$U_m = U_0 + \alpha_0 n = U_0 + \frac{U_0}{N_0} n = U_0\left(1 + \frac{n}{N_0}\right). \tag{7}$$

Из (5)

$$U_m = \frac{U_0}{1-\gamma}$$

и, учитывая (7), относительная погрешность измерения будет равна

$$\gamma = \frac{\Delta U}{U_m} = \frac{\alpha_0 n}{U\left(1 + \frac{n}{N_0}\right)} = \frac{n}{N_0 + n}. \tag{8}$$

В таблице приведены результаты измерения напряжения $U_m = 1$ В при частотах 0,01—100 Гц и значении компенсирующего напряжения постоянного тока $U_0 = 1$ В.

U_0, В	$F_н$, Гц	N_0	n	U_m, В	γ, %
1	0,01	$5\cdot10^6$	10^3	1,00020	$2\cdot10^{-2}$
1	0,1	$5\cdot10^6$	10^3	1,00015	$1,5\cdot10^{-2}$
1	1,0	$5\cdot10^6$	$2\cdot10^2$	1,00004	$4\cdot10^{-3}$
1	10	$5\cdot10^6$	$4\cdot10^2$	1,00008	$8\cdot10^{-3}$
1	100	$5\cdot10^6$	$3,5\cdot10^2$	1,00007	$7\cdot10^{-3}$

Как видно из таблицы, погрешность измерения амплитуды напряжения переменного тока в зависимости от значений и частоты измеряемых напряжений при $f_в$ = const, не превышает 0,02%.

Таким образом, точность измерения амплитуды напряжения переменного тока рассмотренным методом весьма высока и сравнима с точностью измерения напряжений постоянного тока.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.725.088

А. А. Петрищев
ВНИИМ

АНАЛИЗ ПОГРЕШНОСТЕЙ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ПРЯМОУГОЛЬНОЙ ФОРМЫ С ПОМОЩЬЮ ТРАНЗИСТОРНЫХ КЛЮЧЕВЫХ ФОРМИРОВАТЕЛЕЙ

В настоящее время формирование высокостабильного напряжения прямоугольной формы часто осуществляется с помощью транзисторных ключевых формирователей [1].

Эквивалентная схема устройства для воспроизведения напряжения таким способом изображена на рис. 1. На схеме транзистор представлен в виде идеального переключателя *П*, управляемого током базы $I_б$. К нему подключаются либо источник тока закрытого транзистора $I_з$ в области отсечки, либо источник напряжения $U_{нас}$ в области насыщения.

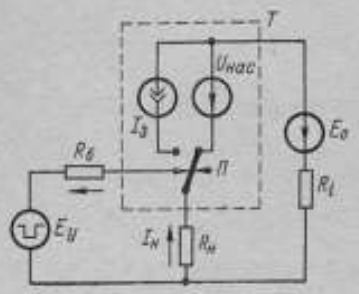


Рис. 1. Эквивалентная схема транзисторного ключевого формирователя

Источниками погрешностей воспроизведения напряжения в данной схеме являются: неточность определения напряжения E_0; нестабильность E_0; внутреннее сопротивление источника R_i; нестабильность R_i; ток $I_з$; нестабильность $I_з$; напряжение насыщения транзистора $U_{нас}$, значение которого определяется управляющим током и током нагрузки; нестабильность напряжения $U_{нас}$, обусловленная нестабильностью управляющего тока, нестабильностью тока нагрузки и нестабильностью параметров транзистора.

Целью данной работы является анализ погрешностей, обусловленных напряжением насыщения $U_{нас}$ и его нестабильностью, поскольку анализ погрешностей, обусловленных источником напряжения постоянного тока, не представляет трудностей, а погрешности за счет тока закрытого транзистора и его нестабильности могут быть устранены включением параллельно нагрузочному резистору $R_н$ динамической нагрузки.

Известно [2, 3], что наименьшие значения $U_{нас}$ при включении транзистора по схеме с общим эмиттером характерны для транзисторов сплавного типа. Однако, как следует из [4], их низкая граничная частота усиления не позволяет получить хорошую форму воспроизводимого напряжения.

Вследствие этого представляет интерес применение планарных транзисторов с низкоомными коллекторными слоями. Однако такие транзисторы, включенные по схеме с общим эмиттером, имеют большое значение напряжения

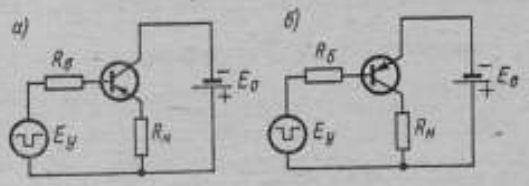


Рис. 2. Упрощенные принципиальные схемы воспроизведения переменного напряжения

насыщения, что делает их малопригодными для применения в образцовых мерах импульсного напряжения.

В связи с этим представляет интерес анализ погрешностей, обусловленных напряжением насыщения и его нестабильностью, при включении транзисторов по схеме с общим коллектором.

На рис. 2 представлена принципиальная схема устройства для воспроизведения напряжения прямоугольной формы с нормальным (рис. 2, *а*) и инверсным (рис. 2, *б*) включением транзистора по схеме с общим коллектором. Транзистор управляется током базы, при этом перепад управляющего напряжения $E_у$ должен превышать значение напряжения источника постоянного тока E_0.

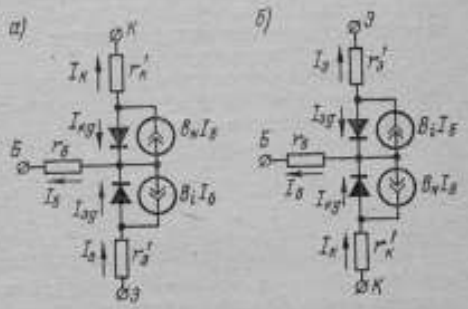


Рис. 3. Эквивалентные схемы транзистора при большом сигнале: а — при нормальном включении транзистора; б — при инверсном включении транзистора

Для анализа погрешностей воспользуемся эквивалентными схемами транзистора $p-n-p$ типа при больших сигналах [2], представленных на рис. 3. При нормальном включении транзистора по схеме с общим коллектором (рис. 3, *а*) система уравнений для токов эмиттера, коллектора и базы транзистора имеет вид:

$$\left.\begin{aligned} I_э &= I_{э0}(1+B_i)\left(e^{\frac{U_{эб}}{\varphi_т}}-1\right)-B_i I_б;\\ I_к &= B_N I_б - I_{к0}(1+B_N)\left(e^{\frac{U_{кб}}{\varphi_т}}-1\right);\\ I_б &= I_э - I_к. \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где $I_{к0}$, $I_{э0}$ — тепловой ток коллекторного и эмиттерного переходов, B_N, B_i — коэффициенты передачи тока базы в цепь коллектора и эмиттера соответственно; $\varphi_т$ — температурный потенциал; $U_{кб}$, $U_{эб}$ — напряжение на коллекторном и эмиттерном переходах; $I_к$, $I_э$, $I_б$ — ток коллектора, эмиттера или базы.

Напряжение между эмиттером и коллектором определяется выражением

$$U_{эк_N} = U_{эб} - U_{кб} + I_э\left(r'_э + r'_к\right) - I_б r'_к, \qquad (2)$$

где $r'_э$ и $r'_к$ — объемные сопротивления тел эмиттера и коллектора соответственно.

Выразив из системы (1) $U_{эб}$ и $U_{кб}$ и учитывая, что для транзистора выполняется соотношение $\frac{B_i}{1+B_i} I_{кб} = \frac{B_N}{1+B_N} I_{эб}$, а для ключевого формирователя характерно $I_б \gg I_{эб}$, преобразуем выражение (2) к виду

$$U_{эк_N} \approx \varphi_т \ln \frac{B_N (B_i I_б + I_э)}{B_i [(1+B_N) I_б - I_э]} + I_э\left(r'_э + r'_к\right) - I_б r'_к \qquad (3)$$

Аналогичным образом получим выражение для напряжения насыщения в инверсном включении, используя эквивалентную схему транзистора, рис. 3, *б*:

$$U_{кэ_i} = \varphi_т \ln \frac{B_i (B_N I_б + I_к)}{B_N [(1+B_i) I_б - I_к]} + I_к\left(r'_э + r'_к\right) - I_б r'_э. \qquad (4)$$

Как видно из полученных выражений как для нормального, так и для инверсного включений транзистора, при определенном соотношении управляющего тока $I_б$ и тока нагрузки $I_н$ можно получить падение напряжения на насыщенном транзисторе, равное нулю и, следовательно, исключить погрешность, обусловленную $U_{нас}$.

Эти соотношения можно получить, приравняв выражения (3) и (4) нулю, однако при этом они будут трансцендентными. В то же время анализ выражения (3) показывает, что условие $U_{эк_N} = 0$ выполняется при $B_i I_б \gg I_э$ и приближенно равно

$$I_б = I_э \frac{r'_э + r'_к}{r'_к} + \frac{\varphi_т}{B_i\left(r'_э + r'_к\right)}. \qquad (5)$$

Для инверсного включения условие $U_{кэ_i} = 0$ выполняется в области значения $I_б = I_н$, что позволяет разложить логарифмический член выражения (4) в ряд Тэйлора в данной точке и при использовании первого члена разложения получить

$$I_б = I_к \frac{\varphi_т + B_i I_к\left(r'_э + r'_к\right)}{\varphi_т + B_i I_к r'_э}. \qquad (6)$$

Рассмотрим теперь погрешность воспроизведения напряжения, обусловленную нестабильностью напряжения насыщения. Нестабильность $\Delta U_{нас}$, возникающая вследствие нестабильности управляющего тока, можно оценить следующим образом:

$$\Delta U_{нас} = \frac{\partial U_{нас}}{\partial I_б} \Delta I_б,$$

где $\frac{\partial U_{нас}}{\partial I_б}$ — коэффициент влияния тока базы и представляет собой передаточное динамическое сопротивление.

Продифференцировав выражения (3) и (4) по току базы, получим

$$R_{п_N} = \frac{\partial U_{эк_N}}{\partial I_б} = -\left[\frac{\varphi_т I_э (1 + B_N + B_i)}{(B_i I_б + I_э)[(1+B_N) I_б - I_э]} + r'_к\right]; \qquad (7)$$

$$R_{п_i} = \frac{\partial U_{кэ_i}}{\partial I_б} = -\left[\frac{\varphi_т I_к (1 + B_N + B_i)}{(B_N I_б + I_к)[(1+B_i) I_б - I_к]} + r'_э\right]. \qquad (8)$$

Нестабильность напряжения насыщения, обусловленная нестабильностью тока нагрузки, оценивается аналогично

$$\Delta U_{нас} = \frac{\partial U_{нас}}{\partial I_н} \Delta I_н,$$

где $\frac{\partial U_{нас}}{\partial I_н} = R_{нас}$ — выходное динамическое сопротивление транзистора.

Для нормального включения транзистора при $B_N I_б \gg I_э$

$$R_{нас_N} = \frac{\partial U_{эк_N}}{\partial I_э} = \frac{\varphi_т}{B_i I_б + I_э} + r'_э + r'_к. \tag{9}$$

Для инверсного включения транзистора

$$R_{нас_i} = \frac{\partial U_{кэ_i}}{\partial I_к} = \frac{\varphi_т}{(1 + B_i) I_б - I_к} + r'_э + r'_к. \tag{10}$$

Более сложной задачей является определение нестабильности напряжения насыщения, обусловленной температурной и временной нестабильностью параметров транзистора.

Как следует из выражений (3) и (4), температурная нестабильность обусловлена дрейфом параметров $\varphi_т$, B_N, B_i, $r'_э$, $r'_к$ транзистора.

В общем случае температурный коэффициент напряжения насыщения определяется выражением

$$\frac{\Delta U_{нас}}{\Delta T} = \sum \frac{\partial U_{нас}}{\partial X} \frac{\Delta X}{\Delta T}, \tag{11}$$

где $\frac{\Delta X}{\Delta T}$ — температурные коэффициенты параметров транзисторов, $\frac{\partial U_{нас}}{\partial X}$ — коэффициенты влияния параметров.

Согласно выражению (11), для нормального и инверсного включения транзистора соответственно получим

$$\frac{\Delta U_{эк_N}}{\Delta T} = \frac{\Delta \varphi_т}{\Delta T} \ln \frac{B_N (B_i I_б + I_э)}{B_i [(1 + B_N) I_б - I_э]} + \frac{\Delta B_N}{\Delta T} \frac{\varphi_т}{B_N^2} \frac{I_б - I_э}{(1 + B_N) I_б - I_э} -$$

$$- \frac{\Delta B_i}{\Delta T} \frac{\varphi_т}{B_i} \frac{I_э}{B_i I_б + I_э} + \frac{\Delta r'_э}{\Delta T} I_э + \frac{\Delta r'_к}{\Delta T} (I_э - I_б); \tag{12}$$

$$\frac{\Delta U_{кэ_i}}{\Delta T} = \frac{\Delta \varphi_т}{\Delta T} \ln \frac{B_i I_б}{(1 + B_i) I_б - I_к} + \frac{\Delta B_i}{\Delta T} \times \frac{\varphi_т (I_б - I_к)}{B_i [(1 + B_i) I_б - I_к]} +$$

$$+ \frac{\Delta r'_к}{\Delta T} I_к + \frac{\Delta r'_э}{\Delta T} (I_к - I_б). \tag{13}$$

Выражение (13) получено с учетом соотношения $B_N I_б \gg I_к$, что всегда имеет место для области насыщения при инверсном включении транзистора.

Как следует из выражений (12) и (13), температурные коэффициенты напряжений насыщения существенно зависят от режима работы транзисторного ключевого формирователя (соотношения управляющего тока и тока нагрузки).

Оценим значения температурных коэффициентов параметров транзисторов.

Температурный потенциал

$$\varphi_T = \frac{kT}{q},$$

де k — постоянная Больцмана, q — заряд электрона, T — температура K.

Следовательно, для $t = +20°$ С значения φ_T и $\Delta\varphi_T/\Delta T$ соответственно равны 25,3 мВ и $+87$ мкВ/°С.

Коэффициенты передачи тока базы B_N и B_I. Согласно [5], B_N имеет примерно линейную зависимость от температуры, а $\frac{\delta B_N}{\Delta T}$ составляет 0,31%/°С.

В ряде других работ, например [6], указывается, что для кремниевых планарных транзисторов $\frac{\delta B_N}{\Delta T}$ составляет $\sim 1\%/°С$.

Однако эксперименты, проведенные с использованием различных типов транзисторов (КТ312, КТ342, 1НТ591) показывают, что в диапазоне температур $10 \div 35°$ С значение $\frac{\delta B_N}{\Delta T}$ лежит в пределах $+(0,2 \div 0,5\%/°С$.

Что касается B_I, то, как показано в работе [3], этот коэффициент изменяется с изменением температуры примерно в той же степени, что и B_N (в большей или меньшей в зависимости от тока нагрузки). Поэтому, как и для B_N, можно принять

$$\frac{\delta B_I}{\Delta T} = (0,2 - 0,5)\%/°С.$$

Сопротивления $r'_э$ и $r'_к$. Согласно [6] и [7] теоретически трудно объяснить зависимость $r'_к$ и $r'_э$ от температуры для конкретного типа транзистора. Поэтому обратимся к эксперименту.

Как видно из выражения (13), в инверсном включении транзистора при $I_б = I_к$

$$\frac{\Delta U_{кэ_I}}{\Delta T} = I_к \frac{\Delta r'_к}{\Delta T},$$

что позволяет легко оценивать температурный коэффициент $r'_к$ для каждого типа транзистора. Для большинства исследованных транзисторов (КТ342, 1НТ591, 1КТ011, 1КТ241) $\frac{\delta r'_к}{\Delta T} = +(0,1 - 0,3)\%/°С$, т. е. отмечено возрастание сопротивления $r'_к$ с увеличением температуры. В то же время для переключающих транзисторов КТ312 и КТ603 найденный температурный коэффициент оказался отрицательным и равным $-(0,1—0,3)$ %/°С.

Зависимость $r'_э$ от температуры более слабая вследствие сильного легирования эмиттерной области, и для германиевых транзисторов ею обычно пренебрегают [8]; однако для кремниевых транзисторов она существенна и, по экспериментальным оценкам, составляет $+(0,05—0,15)$ %/°С.

С учетом приведенных значений температурных коэффициентов параметров транзисторов исследование выражения (12) показывает, что $\left|\frac{\Delta U_{эк_N}}{\Delta T}\right|$ монотонно убывает в диапазоне значений $I_б = (0,1—10)\ I_э$, что позволяет опре-

делить $I_б$ из условия $\frac{\Delta U_{эк_N}}{\Delta T} = 0$. Пренебрегая из-за малости членом, содержащим $\frac{\Delta B_N}{\Delta T}$, и полагая, что $(1 + B_N)\, I_б \gg I_э$, получим

$$\frac{\Delta\varphi_т}{\Delta T} \ln\left(1 + \frac{I_э}{B_i I_б}\right) - \frac{\delta B_i}{\Delta T}\,\frac{\varphi_т I_э}{B_i I_б + I_э} + \frac{\Delta r_э'}{\Delta T} I_э + \frac{\Delta r_к'}{\Delta T}(I_э - I_б) = 0. \quad (14)$$

Данное выражение является трансцендентным и решается графически либо методом последовательных приближений.

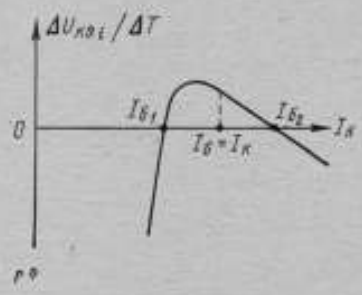


Рис. 4. Зависимость температурного коэффициента напряжения насыщения транзистора от тока базы

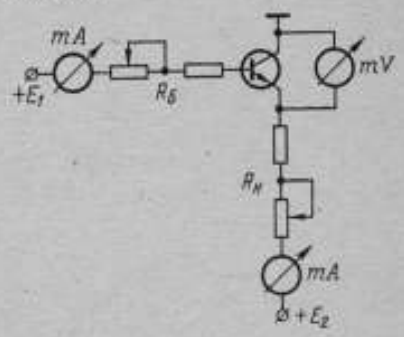


Рис. 5. Схема для экспериментального исследования напряжения насыщения транзистора

Однако, как показывают эксперименты и решение уравнения (14), условие $\frac{\Delta U_{эк_N}}{\Delta T} = 0$ выполняется в области значения $I_б$, определяемого выражением (5), при котором $U_{эк_N} = 0$.

Исследование выражения (13) показывает, что условие $\frac{\Delta U_{кэ_i}}{\Delta T} = 0$ выполняется при двух значениях тока базы $I_{б1}$ и $I_{б2}$, лежащих вблизи значения $I_б = I_к$ (рис. 4). Разлагая логарифмический член выражения (13) в ряд Тэйлора в точке $I_б = I_к$, получим

$$I_б^2 B_i \frac{\Delta r_э'}{\Delta T} - I_б B_i I_к \frac{\Delta r_к' + \Delta r_э'}{\Delta T} - (I_б - I_к)\left(\frac{\delta B_i}{\Delta T}\varphi_т - \frac{\Delta\varphi_т}{\Delta T}\right) = 0. \quad (15)$$

В данном соотношении $I_б$ выражено неявно, что затрудняет нахождение его значений. Как следует из экспериментов и решения уравнения (15), условие $\frac{\Delta U_{кэ_i}}{\Delta T} = 0$ также выполняется в области значения $I_{б2}$, определяемого выражением (6), при котором $U_{кэ_i} = 0$. Значение $I_{б1}$ особого интереса не представляет ввиду большой крутизны изменения $\frac{\Delta U_{кэ_i}}{\Delta T}$ в области этого значения.

Следует отметить, что для транзисторов, имеющих отрицательный температурный коэффициент сопротивления $r_к$, знак перед $\Delta r'_к$ следует изменить на противоположный. При этом условия $U_{нас} = 0$ и $\frac{\Delta U_{нас}}{\Delta T} = 0$ для таких транзисторов не совпадают.

Проведенный анализ справедлив как для транзисторов планарного, так и для транзисторов сплавного типа.

Что касается временного дрейфа напряжения насыщения, то для транзисторов сплавного типа, согласно [8], в начальный период времени при включении ранее неиспользованного транзистора дрейф довольно велик и составляет (1—2) мВ/ч, а после двух часов работы уменьшается до (0,01—0,02) мВ/ч.

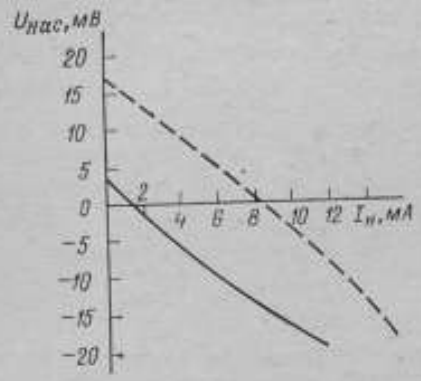


Рис. 6. Выходные характеристики транзистора в режиме насыщения при включении с общим коллектором $I_б = 10$мА

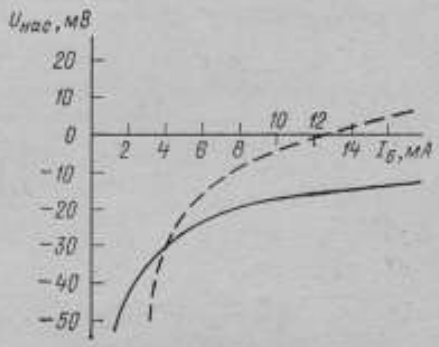


Рис. 7. Передаточные характеристики транзистора при включении с общим коллектором ($I_н = 10$ мА)

Естественно ожидать, что для транзисторов планарного типа указанные значения будут меньше, так как переходы у них защищены в большой степени от влияния дестабилизирующих факторов.

Действительно, при исследовании транзисторов КТ342Д при значениях тока базы, определяемых выражениями (5) и (6), временной дрейф в начальный период времени при включении ранее неиспользованного транзистора составлял (0,1—0,2) мВ/ч, а затем уменьшался до (0,01—0,02) мВ/ч.

Экспериментальное исследование напряжения и его стабильности для транзистора $n—p—n$, включенного по схеме с общим коллектором, производилось по схеме, показанной на рис. 5.

Включение транзистора	Выходное динамическое сопротивление $R_{нас}$, Ом		Передаточное динамическое сопротивление $R_{п}$, Ом	
	расчет	эксперимент	расчет	эксперимент
Нормальное	1,85	1,7	1,0	1,0
Инверсное	2,55	2,2	1,9	1,7

ТКС сопротивлений $R_б$ и $R_н$ составляли $25 \cdot 10^{-6}$ 1/°С; ТКН источников E_1 и E_2 не превышали $20 \cdot 10^{-6}$ 1/°С.

Выходные и передаточные характеристики для нормального (сплошная линия) и инверсного (пунктирная линия) включений транзистора КТ312А ($B_N = 48$; $B_I = 2{,}7$; $r'_к = 0{,}25$ Ом; $r'_э = 0{,}9$ Ом), позволяющие определить выходное и передаточное динамические сопротивления $R_п$ и $R_{нас}$, приведены на рис. 6, 7. Результаты, подтверждающие выведенные соотношения для $R_{нас}$ и $R_п$, приведены в таблице.

Измерения температурного дрейфа напряжения насыщения для транзистора КТ342Д при значениях тока базы, определяемыми выражениями (5) и (6), показали, что температурный коэффициент напряжения насыщения не превосходит ± (5—15) мкВ/°С.

Выводы

1. Систематическую погрешность воспроизведения напряжения, обусловленную напряжением насыщения транзистора, можно исключить выбором режима работы транзисторного ключевого формирователя.

2. Случайная погрешность воспроизведения напряжения, обусловленная нестабильностью напряжения насыщения при исключенной систематической погрешности, не превышает $5 \cdot 10^{-3}$% для $U_m = 1{,}0$ В, $R_н = 75$ Ом при $\delta I_б = \delta I_н = 0{,}1$%.

3. Рассмотренная схема позволяет воспроизводить напряжение с погрешностью менее 0,01% для $U_m = 1{,}0$ В, $R_н = 75$ Ом при условии, что среди составляющих общей погрешности доминирующие погрешности будут отсутствовать.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ройтман М. С., Цибульский В. Р., Трофимов Г. П., Соколов А. В.** Экспериментальное определение погрешности перехода термо- и фотоэлектрических преобразователей.— «Метрология», 1973, № 6, с. 71—80.

2. **Агаханян Т. М.** Электронные ключи и нелинейные импульсные усилители.— «Советское радио», 1966, 358 с. с ил.

3. **Николаевский И. Ф., Игумнов Д. В.** Параметры и предельные режимы работы транзисторов.— «Советское радио», 1971, 381 с. с ил.

4. **Петрищев А. А., Федоров А. М.** Меры импульсных напряжений и анализ предъявляемых к ним требований.— «Метрология» 1974, № 12, с. 20—26.

5. **Полковский И. М.** Стабилизация параметров транзисторных усилителей. «Энергия», 1973, 334 с. с ил.

6. Кремниевые планарные транзисторы. Под ред. А. Я. Федотова. «Советское радио», 1973, 335 с. с ил.

7. **Киреев П. С.** Физика полупроводников. «Высшая школа», 1969, 592 с. с ил.

8. **Трофимов Г. П.** Температурная и временная стабильность напряжения коллектор—эмиттер насыщенного транзистора.— Известия ТПИ, г. Томск, 1971, т. 231, с. 79—84.

Поступила в редакцию 20/IV 1976 г.

УДК 621.3.072.2

Л. Н. Егорычев, В. И. Асмус, В. А. Иванов
ВНИИМ

ТЕРМОСТАТИРОВАННАЯ МЕРА НАПРЯЖЕНИЯ

При проведении точных электрических измерений требуются меры напряжения постоянного тока, способные обеспечить высокие метрологические характеристики при значительных токах нагрузки. Так, при создании высокоточной установки для измерения напряжения на частоте 400 Гц

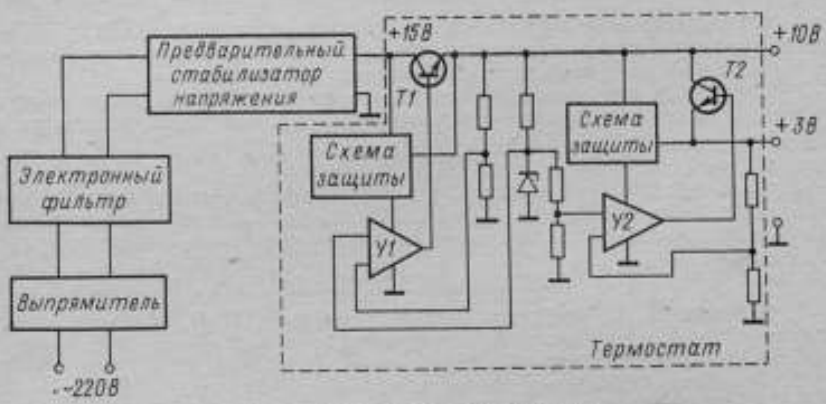
(УИН-400) потребовались меры напряжения, работающие при токах нагрузки ($I_н$) до 20 мА.

Существующие меры э. д. с. типа нормальных элементов и мер на кремниевых стабилитронах работают практически в режиме холостого хода [1, 2]

С целью создания отечественных серийных мер напряжения постоянного тока, удовлетворяющие необходимым требованиям, во ВНИИМ была разработана мера, имеющая два выхода на 3 и 10 В.

Основными причинами нестабильности выходного напряжения меры, работающей в лабораторных условиях, являются колебания напряжения питающей сети (± 10%), температуры окружающей среды (± 10° С), тока нагрузки (10%), а также временной дрейф. В ходе разработки влияние этих факторов было уменьшено следующим образом.

Было установлено, что для обеспечения заданных метрологических характеристик при токах $I_н \approx 20$ мА целесообразно использовать замкнутую



Блок-схема меры напряжения

систему автоматической стабилизации напряжения компенсационного типа с последовательным включением токорегулирующего транзистора [6]. С целью обеспечения высокой стабильности меры по отношению к нестабильности питающей сети была использована каскадная система стабилизации напряжения, показанная на рисунке. При этом предварительный стабилизатор имел коэффициент стабилизации $K_н = 2 \cdot 10^3$. Применение оконечных стабилизаторов с интегральными усилителями У1 и У2 типа 1УТ402 в цепях обратных связей позволило получить значения суммарных коэффициентов стабилизации $K_н$ напряжений 3 и 10 В свыше 10^7. Таким образом, нестабильность выходных напряжений меры при изменении напряжения сети на ±15% не превышала ± 0,0001%.

Использование усилителей типа 1УТ402 с высоким коэффициентом усиления ($k \approx 50000$) снизило выходное сопротивление меры и, соответственно, повысило стабильность выходного напряжения меры при изменениях тока нагрузки. Нестабильность напряжений 3 и 10 В при $\Delta I_н = \pm 10\%$ составила соответственно ± 0,001% и ±0,0002%, при $\Delta I_н = \pm 100\%$ соответственно ±0,01% и ±0,002%.

Применение интегральных усилителей 1УТ402 упростило также регулировку и настройку схемы и позволило добиться более высоких показателей по сравнению с известными устройствами [3, 4]. Однако высокий коэффициент усиления приводит к возникновению паразитной генерации. Так, при использовании усилителя 1УТ402 амплитуда паразитных колебаний может достигать 20—50 мВ и даже 100—120 мВ при частоте колебаний от 5 до 50 кГц. Особенно опасно возникновение генерации в случае, когда в качестве токо-

регулирующего транзистора используется высокочастотный эпитаксиально-планарный транзистор типа КТ603 [4], так как генерация приводит к его пробою. Установлено, что в этом случае предпочтительно применять сплавные транзисторы с широкой базой (МП113, МП37, П701), которые надежно работают в условиях перегрузок.

В качестве токорегулирующих (Т1, Т2) в разработанной мере использованы транзисторы типа П701. Для обеспечения устойчивой работы системы стабилизации, помимо введения цепей амплитудно-фазовой коррекции, было уменьшено напряжение питания 1УТ402А (У2) до 10 В и 1УТ402Б (У1) до 17 В, в цепи питания введены развязывающие Т-образные (R—C—D) фильтры с точечными диодами типа Д223. При рациональном монтаже элементов это позволило полностью устранить самовозбуждение меры.

Каскадная система стабилизации в сочетании с электронным фильтром позволила снизить уровень пульсаций до 50—60 мкВ (вариант меры, предназначенный для УИН-400). В лабораторном варианте меры, в котором для включения тока нагрузки использовались короткие провода, пульсации не превышают 20—25 мкВ.

Для уменьшения погрешности за счет влияния температур оконечные каскады и мера опорного напряжения помещались в активный полупроводниковый термостат типа ТЭА-2, поддерживающий температуру с погрешностью ± 0,03° С. Время выхода в режим термостата не превышало 3 ч. Дальнейшее уменьшение температурного коэффициента осуществлялось корректировкой рабочего тока стабилитрона в процессе аттестации меры.

Наибольшие трудности вызвало обеспечение заданного временного дрейфа, который определяется прежде всего типом меры опорного напряжения. В качестве такой меры был использован параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне типа Д818Е, питание которого осуществлялось выходным стабилизированным напряжением меры 10 В. Были выбраны стабилитроны Д818Е, которые предварительно исследовались на образцовой установке ВНИИМ и имели нестабильность менее 0,001% за месяц [5].

Для повышения временной и температурной стабильности выходных напряжений меры резисторы делителей напряжения изготавливались из одной бухты состаренного манганина, в качестве других сопротивлений использовались резисторы типа С2-13.

Аттестация мер проводилась с помощью компенсатора типа Р345 (кл. 0,001), делителя напряжения типа Р313 (кл. 0,001) и нормального элемента первого разряда, термостатированного при + 20 ± 0,003° С.

Наблюдения в течение 120 ч непрерывной работы показали, что нестабильность за 8 ч напряжений 3 и 10 В составила соответственно ±0,001% и ± 0,0002%. После 48 ч непрерывной работы нестабильность напряжений 3 и 10 В за 8 ч уменьшалась до ±0,0003% и ±0,0001%.

Применение делителей напряжения в цепях обратных связей позволило при калибровке меры устанавливать требуемое значение выходного напряжения в пределах ± 0,6% от номинального значения с точностью до шестого знака.

Мера снабжена схемой защиты от коротких замыканий сопротивления нагрузки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Галахова О. П., Рождественская Т. Б., Шишкин В. М.** Обеспечение единства измерений электрических величин в странах-членах СЭВ.— «Измерительная техника», 1972, № 5, с. 20—25.

2. **Егорычев Л. Н.** Параметрические стабилизаторы напряжения.— «Измерительная техника», 1973, № 8, с. 62—64.

3. **Таубе Б. С., Шапиро Е. З., Эскин С. П., Прицкер В. И.** Высокостабильный компенсационный источник опорного напряжения.— «Измерительная техника», 1969, № 6, с. 38—40.

4. **Грацианский И. Н., Лезов А. П.** Высокостабильные источники опорного напряжения на интегральных микросхемах.— Труды МЭИ, вып. 154, 1972, с. 68—76.

5. **Горюнов П. Н., Хахамов И. В.** Образцовая аппаратура для исследования стабильности и температурного коэффициента кремниевых стабилитронов.— «Измерительная техника», 1968, № 1, с. 37—40.

6. **Рождественская Т. Б., Егорычев Л. Н.** Принципы построения образцовых многозначных мер напряжения постоянного тока.— Труды метрологических институтов СССР, вып. 154 (214), 1976, с. 125—134.

Поступила в редакцию 20/IV 1976 г.

УДК 621.317.72.089.68

В. И. Прицкер, С. П. Эскин
ВНИИМ

ВЫСОКОВОЛЬТНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ КАЛИБРАТОР ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

При создании высоковольтных транзисторных калибраторов (стабилизаторов) постоянного напряжения традиционные методы их построения с использованием напряжения питания, превышающего выходное напряжение калибратора, оказываются неприемлемыми. Одним из наиболее эффективных методов построения таких калибраторов является метод, основанный на преобразовании постоянного напряжения в переменное и трансформации этого напряжения повышающим трансформатором с последующим выпрямлением [1].

Структурная схема калибратора, в которой используется указанный метод, представлена на рис. 1. В схеме канал прямого преобразования состоит из источника входного опорного напряжения *ИОН*, высокочувствительного усилителя постоянного тока, построенного, например, по схеме модулятор-демодулятор (МДМ типа), модулятора *М*, возбуждаемого генератором *Г*, выходного усилителя мощности *УМ*, повышающего трансформатора *Тр* и выпрямителя *В*. Для стабилизации коэффициента передачи канала прямого преобразования калибратор охвачен отрицательной операционной обратной связью (резисторы *R1* и *R2*). Переключение резисторов цепи обратной связи обеспечивает изменение пределов и множителя выходного напряжения.

Калибратор может работать в двух режимах (см. схему):

1) в режиме малых выходных напряжений ($U_{вых} \leqslant 10$ В) при обычной структуре построения без преобразования в переменное напряжение, когда переключатель *ПЗ* находится в положении 1, а канал прямого преобразования калибратора образован усилителем МДМ типа постоянного тока (*УПТ*) и выходным усилителем мощности *УМ*;

2) в режиме больших напряжений ($U_{вых} > 10$ В) (переключатель ПЗ в положении 2), когда в структуру калибратора между *УПТ* и *УМ* включается модулятор *М*, осуществляющий преобразование постоянного напряжения в переменное, подаваемое на повышающий трансформатор *Тр* и выпрямитель *В*.

Преобразование переменного напряжения в постоянное на выходе калибратора во втором режиме обеспечивается нефазочувствительным выпрямителем мостового типа. Это условие преобразования является необходимым, поскольку фазочувствительная демодуляция требует управляющего переменного напряжения, амплитуда которого более чем вдвое превышает выходное постоянное напряжение калибратора. Это практически свело бы к нулю преимущества рассматриваемого метода преобразования.

Вследствие этого выходное напряжение калибратора однополярно, и любые флуктуации выходного напряжения *УПТ*, например, обусловленные дрейфом нуля, могут привести к изменению полярности выходного напряжения усилителя и превращению отрицательной обратной связи в положительную. В результате возникает мгновенное самовозбуждение усилителя, переводящее его в режим насыщения. Последнее наблюдается только в калибраторах, используемых для поверочных целей, когда выходное напряжение регулируется от нуля.

В калибраторах и стабилизаторах, пределы регулировки напряжения которых невелики, возбуждение может возникнуть только во время переходного процесса при включении устройства.

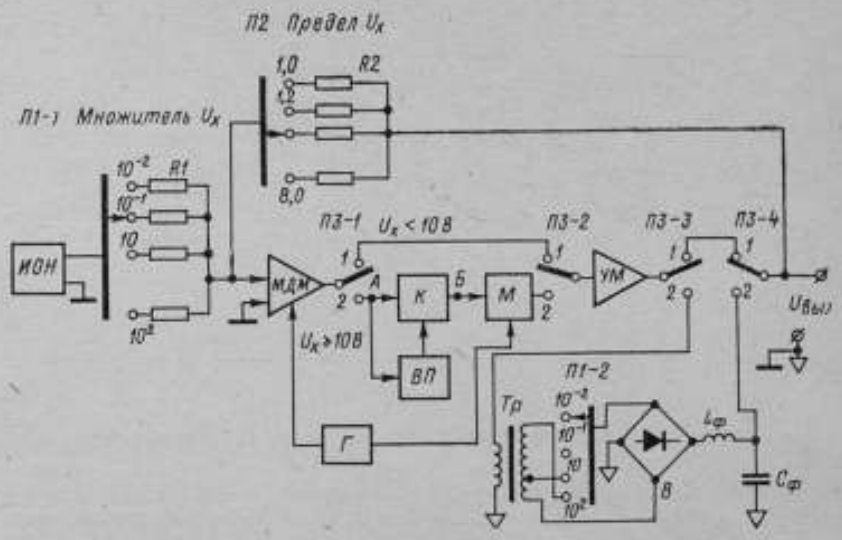


Рис. 1. Структурная схема калибратора

Для устранения явления самовозбуждения в канал усиления калибратора введена цепь ограничения, состоящая из выявителя полярности *ВП* и линейного ключевого устройства *К*, включенная между *УПТ* и модулятором *М* (точки включения *А*, *Б* на рис. 1).

Принципиальная схема цепи ограничения представлена на рис. 2, где усилитель на интегральных схемах типа 1КТО11 и 1УТ401Б соответственно (элементы *Э1* и *Э2*) выполняет функции выявителя полярности, а ключ образован полевыми транзисторами *Т1* и *Т2*, включенными по Г-образной схеме. Фазоинвертор на транзисторах *Т3*, *Т4* предназначен для управления ключом в соответствии с выходным сигналом выявителя полярности.

В рабочем режиме, когда выходное напряжение *УПТ* отрицательно ($U_{вх} < 0$ на рис. 2), транзисторы *Т1* и *Т2* находятся соответственно в открытом и закрытом состоянии и коэффициент передачи цепи ограничения практически равен единице. При изменении полярности выходного напряжения *УПТ* ($U_{вх} > 0$) полярность выходного сигнала выявителя также меняется, что ведет к запиранию транзистора *Т1* и открыванию *Т2*. При этом коэффициент передачи цепи ограничения и, следовательно, канала усиления калибратора уменьшается до нуля, что полностью устраняет возможность самовозбуждения.

Характеристики калибратора вблизи нулевого уровня его выходного напряжения в значительной мере определяются параметрами цепи ограни-

чения. Использование в качестве выявителя полярности усилителя, построенного на интегральных микросхемах, с коэффициентом усиления $k_y > 10^3$ и с приведенным ко входу дрейфом нулевого уровня не более 50—100 мкВ

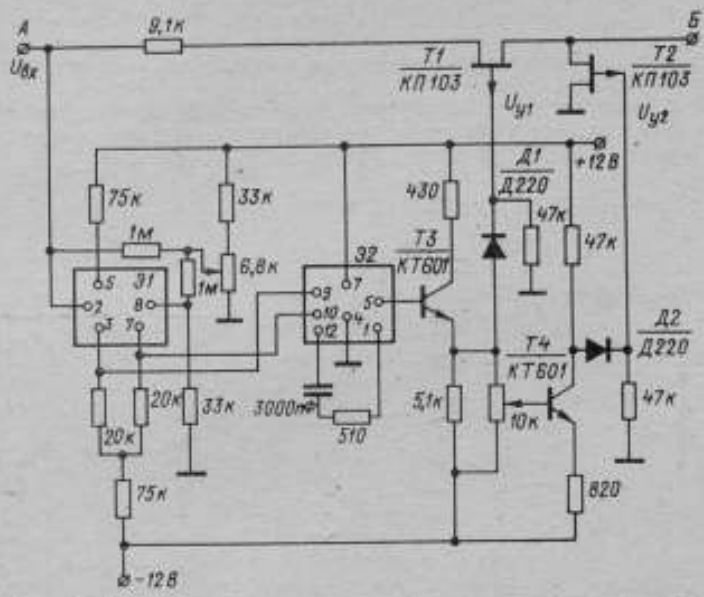


Рис. 2. Принципиальная схема цепи ограничения калибратора

обеспечивает надежное управление транзисторами *Т1* и *Т2* ключа при напряжении на входе цепи ограничения $U_{вх} \leqslant 0{,}1$ В. В разработанном калибраторе номинальное значение входного напряжения в рабочем режиме составляет $U_{вх\ ном} = 0{,}5$ В, что обеспечивает надежную работу калибратора во всем диапазоне его выходных напряжений.

На рис. 3 приведен график экспериментальной зависимости изменения выходных управляющих напряжений $U_{у1}$ и $U_{у2}$ выявителя полярности, выполненного по схеме рис. 2, при изменении полярности входного напряжения $U_{вх}$.

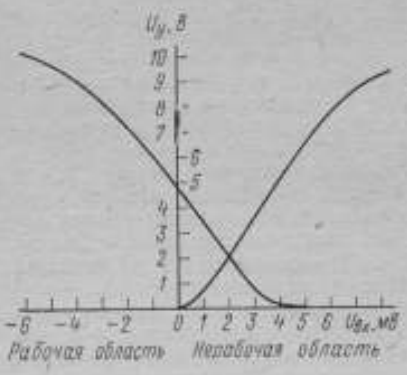


Рис. 3. График изменения управляющих напряжений выявителя полярности

Точность рассмотренного калибратора напряжения определяется точностью выполнения источника опорного напряжения, делителей *R1 R2* цепи обратной связи и дрейфом нулевого уровня *УПТ*. В качестве *ИОН* в калибраторе использлван высокостабильный транзисторный компенсационный стабилизатор [2] с длительной нестабильностью выходного напряжения менее ± 0,002%. В качестве *УПТ* применен высокочувствительный *МДМ* усилитель, модулятор которого выполнен на полевых транзисторах типа КП301Б с изолированным затвором [3], обеспечивающий дрейф нулевого уровня за

8 ч менее 1 мкВ. При входном опорном напряжении калибратора, изменяющемся в пределах $U_{оп} = 0{,}01—1$ В, погрешность калибратора не более 0,01%. В калибраторе применены манганиновые резисторы *R1* и *R2* с подгоночными переменными, позволяющие получить точность коэффициента передачи цепи обратной связи калибратора 0,005%.

С использованием рассмотренного принципа построения калибратора во ВНИИМ им. Д. И. Менделеева создан калибратор напряжения, предназначенный для автоматизированной поверки электроизмерительных приборов непосредственной оценки. Пределы выходного напряжения калибратора 10 мВ—600 В при выходной мощности 10 Вт, погрешность задания выходных напряжений в указанном диапазоне не более 0,02%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Шварц С.** Полупроводниковые схемы. М., Изд. иностр. лит. 1962. с. 381—383.

2. **Таубе Б. С., Шапиро Е. З., Прицкер В. И., Эскин С. П.** Высокостабильный компенсационный источник опорного напряжения.— «Измерительная техника», 1969, № 6, с. 38—40.

3. **Эскин С. П.** Высокочувствительные измерительные усилители. М., «Машиностроение», 1974, 71 с. с ил.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.714.021

В. М. Кудрин

ИЗМЕРИТЕЛЬ БЫСТРОМЕНЯЮЩИХСЯ МАЛЫХ ТОКОВ

Одной из важнейших характеристик электрометров является время установления показаний или, иначе говоря, быстродействие прибора. При решении многих задач, связанных с измерениями малых токов (например, при снятии переходных и частотных характеристик высокоомных объектов), необходимо, чтобы электрометр имел постоянную времени процесса измерения $\tau \leqslant 0{,}01$ с при измерении токов 10^{-14} А и $\tau \leqslant 0{,}001$ с при измерении токов $10^{-13}—10^{-12}$ А (под τ понимается постоянная времени электрометра, равная $\tau \approx \frac{t_н}{3}$, где $t_н$ — время установления показаний, при условии, что в качестве индикатора используется практически безынерционный прибор, например, электронный осциллограф).

В настоящее время для измерения малых токов широко применяются электрометры с динамическим конденсатором на входе, а также автокомпенсационные и интегрирующие электрометры. Технические характеристики некоторых отечественных и зарубежных электрометров приведены в таблице, из которой видно, что постоянная времени электрометров с динамическим конденсатором на входе и интегрирующих электрометров составляет единицы и десятки секунд при измерении токов $10^{-12}—10^{-14}$ А, т. е. электрометры этих типов имеют очень низкое быстродействие. Поэтому их целесообразно использовать в тех случаях, когда необходимо измерять очень малые токи (до 10^{-16} А) с высокой точностью и когда по условиям эксперимента необходимо знать среднее значение тока за некоторое время.

Более высоким быстродействием обладают автокомпенсационные электрометры, постоянная времени которых лежит в пределах от десятков миллисекунд до единиц секунд при измерении токов 10^{-11}—10^{-14} А. Однако быстродействия этих приборов также недостаточно для решения целого ряда задач. Известные три способа повышения быстродействия автокомпенсационных электрометров [1—3] являются малоэффективными и сложными в реализации, и поэтому не получили широкого распространения.

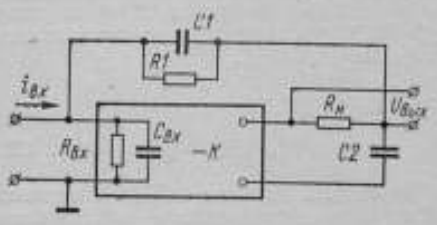


Рис. 1. Схема интегратора-дифференциатора

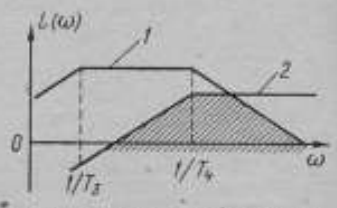


Рис. 2. Частотные характеристики интегратора-дифференциатора: *1* — для сигнала; *2* — для напряжения шумов

Марка прибора (страна)	Тип прибора	Пределы измерения по току, А	Погрешность, %	Постоянная времени, с	Источник информации
ЭД-0,5М (СССР)	С динамическим конденсатором на входе	10^{-13}—10^{-8}	3—10	1	[1]
ВК2-16 (СССР)	То же	10^{-15}—$3\cdot10^{-7}$	10	40	[10]
Мод. 640 (США)	»	10^{-15}—10^{-5}	3	1,5 (10^{-14}А) 0,2 (10^{-12}А)	[9]
TR-84M (Япония)	»	10^{-14}—10^{-5}	5—3	1	[1]
У5-6 (СССР)	Автокомпенсационный	10^{-14}—10^{-6}	4—7	5—0,05	[10]
У5-7 (СССР)	То же	10^{-12}—10^{-5}	3—6	$5\cdot10^{-2}$—10^{-4}	[10]
У5-8 (СССР)	»	10^{-15}—10^{-4}	2—15	5—0,001	[10]
Мод. 417 (США)	»	10^{-13}—10^{-5}	3	0,03	[3]
П2-3 (СССР)	Интегрирующий	$5\cdot10^{-16}$—10^{-11}	1—10	100	[11]
Опытный образец *	Интегратор-дифференциатор	10^{-13}—10^{-10}	5	0,0035—$2\cdot10^{-4}$	—

* Прибор, рассмотренный в данной статье.

Помимо указанных выше трех типов электрометров, к приборам непосредственной оценки относятся также электрометры, основанные на методе интегрирования — дифференцирования. Этот метод известен сравнительно давно [1, 4, 5]. Однако до сих пор он не получил широкого распространения из-за имеющихся недостатков, основными из которых являются высокий уровень собственных шумов и цикличность работы. Как показано в работах [6, 7], уровень собственных шумов интегратора—дифференциатора в основном определяется шумами усилителя постоянного тока дифференциатора.

В настоящей статье предлагается усовершенствованная схема интегратора—дифференциатора (рис. 1), которая, в отличие от известных схем, содержащих два усилителя, имеет один электрометрический усилитель (ЭМУ). Измеряемый ток $i_{вх}$ подается на вход ЭМУ, имеющего коэффициент усиления K, входное сопротивление $R_{вх}$ и входную емкость $C_{вх}$. В цепь отрицательной обратной связи ЭМУ включены: сопротивление нагрузки $R_н$, интегрирующий конденсатор C_1 и дифференцирующий конденсатор C_2. Кроме того, на схеме показано сопротивление изоляции R_1 конденсатора C_1. Выходной величиной электрометра является напряжение $U_{вых}$, снимаемое с сопротивления нагрузки $R_н$.

Как показали расчеты, передаточная функция электрометра имеет вид при условии, что ЭМУ является безынерционным звеном, т. е. $K(p) = K$):

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{i_{вх}(p)} = \frac{K_п T_1 p}{T_2^2 p + T_3 p + 1}, \qquad (1)$$

где

$$K_п = R_н; \quad T_1 = R_1 C_2; \quad T_2^2 = \frac{R_1 (C_{вх} + C_1) R_н C_2}{K}, \quad T_3 = R_1 C_1.$$

Нижняя и верхняя граничные частоты полосы пропускания электрометра соответственно равны:

$$\omega_н = \frac{1}{R_1 C_1}; \quad \omega_в = \frac{C_1}{C_{вх} + C_1} \frac{K}{R_н C_2}.$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика электрометра $L(\omega)$ показана на рис. 2 (кривая 1). Постоянная времени электрометра зависит от верхней граничной частоты полосы пропускания и равна:

$$\tau = \frac{1}{\omega_в} = \frac{C_{вх} + C_1}{C_1} \frac{R_н C_2}{K}.$$

Следовательно, постоянную времени электрометра можно получить достаточно малой путем увеличения K.

Напряжение на выходе электрометра при $\omega_н < \omega < \omega_в$ равно:

$$U_{вых} = i_{вх} \frac{K_п T_1}{T_3} = i_{вх} \frac{C_2}{C_1} R_н.$$

При измерении с помощью рассматриваемого электрометра только быстроменяющихся малых токов можно устранить один из указанных выше недостатков интеграторов-дифференциаторов — цикличность работы. Для этого параллельно конденсатору C_1 необходимо включить резистор типа КВМ или КЛМ величиной 10^{10}—10^{12} Ом (в зависимости от параметров измеряемого быстроменяющегося малого тока, поскольку от величины резистора зависит нижняя граничная частота полосы пропускания). Тогда постоянная составляющая входного тока будет компенсироваться током, протекающим через указанный резистор и, следовательно, ЭМУ с течением времени не достигнет состояния насыщения, т. е. электрометр перестанет быть циклическим.

Уровень шумов интегратора-дифференциатора в основном определяется шумами электрометрической лампы на входе ЭМУ. Эквивалентная схема электрометра для анализа шумов показана на рис. 3. Шумы лампы, также как и тепловые шумы, получили название «белого» шума, под которым понимается случайный процесс, имеющий одинаковое значение спектральной плотности при всех частотах от $-\infty$ до $+\infty$: $S(\omega) = N$. Для лампы уровень спектральной плотности хаотического напряжения шумов равен [8]:

$$N = 4R_{экв}kT^{\circ}, \tag{2}$$

где $R_{экв}$ — эквивалентное шумовое сопротивление лампы; $k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана; T_0 — абсолютная температура.

Как показали расчеты, передатрчная функция электрометра для напряжения шумов имеет вид

$$W_ш(p) = \frac{U_{вых}(p)}{U_ш(p)} = \frac{K_ш T_5 p (T_6 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_4 p + 1)},$$

где

$$T_4 = \frac{C_{вх} + C_1}{C_1} \frac{R_н C_2}{K}; \quad K_ш = \frac{R_1 + R_{вх}}{R_{вх}}; \quad T_5 = R_н C_2;$$

$$T_6 = \frac{R_{вх} R_1}{R_{вх} + R_1}(C_{вх} + C_1).$$

Логарифмическая амплитудная частотная характеристика электрометра по шумам показана на рис. 2 (кривая 2). Из этого рисунка видно, что полосы пропускания электрометра для сигнала и напряжения шумов смещены одна относительно другой и имеют лишь незначительную общую область (на рис. 2 заштрихована). Следовательно, учитывая, что спектральная плотность шумов зависит от полосы пропускания системы [8], полосу пропускания электрометра для напряжения шумов можно ограничить сверху на частоте, $\omega_{шв} > \omega_в$. При этом быстродействие электрометра практически не изменится.

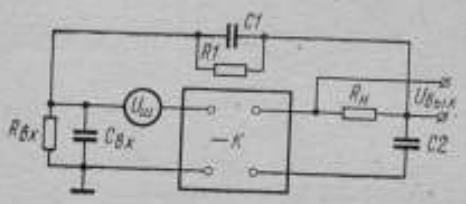


Рис. 3. Эквивалентная схема электрометра при анализе шумов

Как показали расчеты и эксперименты, для ограничения полосы пропускания целесообразно на выходе электрометра ввести звено, имеющее передаточную функцию

$$W_к(p) = \frac{1}{(T_7 p + 1)^2}.$$

Причем наиболее оптимальным с точки зрения эффективности подавления шумов и сохранения высокого быстродействия является вариант, когда

$$T_7 = T_4 < \tau_э \sqrt{\sqrt[3]{2} - 1} \approx 0{,}51\tau_э,$$

где $\tau_э$ — заданная постоянная времени электрометра. Тогда передаточная функция электрометра для напряжения шумов принимает вид:

$$W_ш(p) = \frac{K_ш T_5 p (T_6 p + 1)}{(T_3 p + 1)(T_7 p + 1)^3}.$$

Спектральная плотность шумов на выходе электрометра будет равна:

$$S_{\text{ш}}(\omega) = |W_{\text{ш}}(j\omega)|^2 S(\omega)$$

или

$$S_{\text{ш}}(\omega) = NK_{\text{ш}}^2 \frac{T_5^2\omega^2\left(T_6^2\omega^2+1\right)}{|[T_3(j\omega)+1][T_7(j\omega)+1]^3|}. \qquad (3)$$

Приведем выражение (3) к виду, удобному для последующего интегрирования

$$S_{\text{ш}}(\omega) = NK_{\text{ш}}^2 \frac{T_5^2\left[T_6^2(j\omega)^4-(j\omega)^2\right]}{\left|\begin{array}{l} T_3T_7^3(j\omega)^4+\left(3T_3T_7^2+T_7^3\right)(j\omega)^3+ \\ +\left(3T_3T_7+3T_7^2\right)(j\omega)^2\left(T_3+3T_7\right)j\omega+1\end{array}\right|^2}.$$

Интегрирование по всем частотам позволяет определить дисперсию

$$D = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} S_{\text{ш}}(\omega)\,d\omega = NK_{\text{ш}}^2 I_4,$$

где интеграл

$$I_4 = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{T_5^2\left[T_6^2(j\omega)^4-(j\omega)^2\right]}{\left|\begin{array}{l} T_3T_7^3(j\omega)^4+\left(3T_3T_7^2+T_7^3\right)(j\omega)^3+ \\ +\left(3T_3T_7+3T_7^2\right)(j\omega)^2+\left(T_3+3T_7\right)j\omega+1\end{array}\right|^2} d\omega$$

в соответствии с приложением 2, приведенным в работе [8], равен

$$I_4 = \frac{b_0(-a_1a_4+a_2a_3)-a_0a_2b_1+a_0a_1b_2+\dfrac{a_0b_3}{a_4}(a_0a_2-a_1a_2)}{2a_0\left(a_0a_3^2+a_1^2a_4-a_1a_2a_3\right)}.$$

Подставляя в это выражение значения коэффициентов

$$a_0 = T_3T_7^3, \qquad b_0 = 0,$$
$$a_1 = 3T_3T_7^2+T_7^3, \qquad b_1 = T_6^2,$$
$$a_2 = 3T_3T_7+3T_7^2, \qquad b_2 = 1,$$
$$a_3 = T_3+3T_7, \qquad b_3 = 0,$$
$$a_4 = 1,$$

получим

$$D = NK_{\text{ш}}^2 \frac{T_5^2\left(T_3T_6^2+3T_7T_6^2+3T_3T_7^2+T_7^3\right)}{16T_7^3\left(T_3+T_7\right)^3}. \qquad (4)$$

Среднее квадратическое значение напряжения шумов на выходе электрометра

$$U_{\text{ш вых}} = \sqrt{D} = \sqrt{NK_{\text{ш}}^2 \frac{T_5^2\left(T_3T_6^2+3T_7T_6^2+3T_3T_7^2+T_7^3\right)}{16T_7^3\left(T_3+T_7\right)^3}}. \qquad (5)$$

Как видно из выражений (4) и (5), полоса частот электрометра

$$\Delta f = K_{ш}^2 \frac{T_5^2\left(T_3T_6^2 - 3T_7T_6^2 + 3T_3T_7^2 + T_7^3\right)}{16T_7^3\left(T_3 + T_7\right)^3}.$$

Тогда, подставляя значение N из выражения (2), получаем

$$U_{ш\ вых} = \sqrt{4R_{экв}kT^{\circ}\Delta f}.$$

Эксперименты, проведенные на макете рассмотренной схемы интегратора-дифференциатора, показали, что схема имеет высокое быстродействие и малый уровень собственных шумов. Измерение быстродействия электрометра производилось с помощью схемы, описание которой приведено в работе [2]. При измерении тока 10^{-13} А постоянная времени электрометра $\tau = 3{,}5$ мс, а при измерении тока 10^{-12} А $\tau = 0{,}38$ мс. После введения на выходе прибора указанного выше звена, имеющего $T_7 = 0{,}2$ мс, напряжение шумов на выходе электрометра снизилось примерно в восемь раз и составило около 5 мВ (от «пика до пика») при амплитуде выходного напряжения 50 мВ. Все экспериментальные данные почти полностью совпадают с результатами расчетов.

Таким образом, рассмотренная схема интегратора-дифференциатора является сравнительно простой по конструкции (содержит только один усилитель), обладает высоким быстродействием, свободна от недостатков, присущих известным электрометрам этого типа, и может быть использована для определения частотных и переходных характеристик объектов, имеющих большое внутреннее сопротивление ($10^{10} \div 10^{15}$ Ом), при токах до 10^{-14} А.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Александров В. С., Пряниишников В. А.** Приборы для измерения малых напряжений и токов. Л., «Энергия», 1971, 184 с. с ил.
2. **А. В. Паршин Н. Н., Романова, Л. Б. Устинова.** Методы уменьшения постоянной времени входной цепи электрометрических усилителей.— «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3, с. 88—94.
3. **Илюкович А. М.** Ламповые электрические усилители.— «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 39—44.
4. **Littauer R.** An ion current integrator.— «Review Scientific Instruments», 1954, v. 25, No. 2, pp. 148—152.
5. **Родионов Ю. Н.** Измерение малых токов при помощи устройств с интеграторами и дифференциаторами.— «Приборы и техника эксперимента», 1969, № 1, с. 234.
6. **Борзов В. М., Илюкович А. М.** Сравнительный анализ возможных методов построения измерителей малых токов высокой точности с непосредственным отсчетом при помощи средств аналоговой техники. — «Исследования в области электрометрии». Труды ВНИИФТРИ, вып. 1 (31), ч. 1, М., 1970, с. 95—119, с ил.
7. **Борзов В. М., Илюкович А. М.** Интеграторы малых постоянных токов.— «Измерительная техника», 1968, № 2, с. 9—15.
8. **Бесскерский В. А., Попов Е. П.** Теория систем автоматического регулирования. М., «Наука», 1972, 768 с. с ил.
9. **Ralph B. J., Muller H.** New Extremely fast Electrometer Has great versatility.— «Analitical Chemistry», 1968, v. 40, No. 1, p. 119A—120A.
10. Радиоизмерительные приборы. Каталог—проспект. НИИ экономики и информации по радиоэлектронике. 1973.
11. **Курилов В. А., Аннинн В. В.** Электрометрический интегратор П2—3.— «Приборы и техника эксперимента», 1971, № 4, с. 110.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.723.089.52

В. М. Кудрин

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ ИНЕРЦИОННОСТИ ЭЛЕКТРОМЕТРОВ

В настоящее время вопросы повышения быстродействия электрометров освещены достаточно полно [1—4]. Однако при рассмотрении проблемы повышения быстродействия электрометров возникает необходимость определения постоянной времени электрометра.

Широкое распространение для измерения инерционности электрометров получил способ, описание которого приведено в [2]. Он заключается в том, что на вход электрометра подаются импульсы тока и постоянная времени электрометра определяется по кривой переходного процесса на его выходе. При этом ко входу электрометра подключается специальный дифференцирующий конденсатор, на который подается от генератора напряжение треугольной формы.

Однако этот способ является довольно сложным и неудобным, поскольку при измерениях необходима тщательная экранировка всех цепей, подключаемых ко входу электрометра. Кроме того, при малой собственной постоянной времени электрометра (0,1—1 мс) подключаемый ко входу конденсатор вызывает изменение постоянной времени электрометра, т. е. при измерении инерционности этим способом возникает методическая погрешность.

Ниже рассматривается простой способ, который может быть использован для измерения инерционности автокомпенсационных электрометров и электрометров, основанных на методе интегрирования—дифференцирования. Он заключается в том, что импульс тока подается не на вход, а на выход электрометра и по кривой переходного процесса напряжения на выходе прибора измеряется его постоянная времени. Иначе говоря, в способе используется свойство операционного усилителя, охваченного обратной связью, заключающееся в том, что его постоянная времени не зависит от точки приложения возмущающего воздействия.

Рассмотрим пример для измерения инерционности автокомпенсационных электрометров данным способом (рис. 1). Как известно [1, 4], постоянная времени автокомпенсационного электрометра

$$\tau = RC + \frac{RC_{вх}}{K+1}, \tag{1}$$

где $C_{вх}$ — входная емкость электрометра; R — измерительное сопротивление; C — собственная емкость сопротивления R; K — коэффициент усиления электрометрического усилителя (ЭМУ). При подаче скачка тока на выход прибора, как показали расчеты, его передаточная функция

$$W(p) = \frac{U_{вых}(p)}{I(p)} = \frac{R_{вых}}{K+1}\,\frac{R(C+C_{вх})p+1}{\left(RC+\frac{RC_{вх}}{K+1}\right)p+1}, \tag{2}$$

где $U_{вых}$ — выходное напряжение электрометра; $R_{вых}$ — выходное сопротивление ЭМУ; I — ток, подаваемый на выход электрометра от источника тока. График переходного процесса, соответствующий выражению (2), показан на рис. 2. В начальный момент времени электрометр скачком выводится из установившегося состояния, причем

$$U_{вых\,макс} = IR_{вых}\frac{C+C_{вх}}{C(K+1)+C_{вх}}.$$

Затем выходное напряжение электрометра изменяется по экспоненциальному закону до $U_{вых\,мин} = \frac{IR_{вых}}{K+1}$. Причем, как это видно из выражения (2),

постоянная времени прибора $\tau = RC + \frac{RC_{вх}}{K+1}$, что полностью соответствует выражению (1). Следовательно, подключив к выходу электрометра осциллограф, по графику переходного процесса можно легко определить постоянную времени прибора. Учитывая, что емкость C составляет обычно десятые доли пикофарады, а емкость $C_{вх}$ составляет десятки пикофарад, получим

$$\frac{U_{вых\,макс}}{U_{вых\,мин}} = \frac{C_{вх}(K+1)}{C(K+1)+C_{вх}} = \frac{C_{вх}}{C},$$

т. е. $U_{вых\,макс} \gg U_{вых\,мин}$. При измерении постоянной времени электрометра напряжением $U_{вых\,мин}$ можно пренебречь.

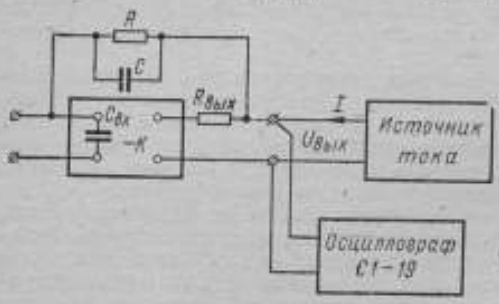


Рис. 1. Схема измерения постоянной времени автокомпенсационного электрометра

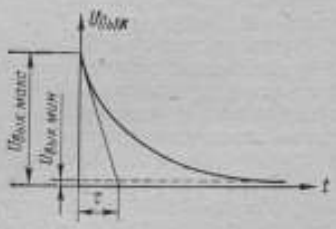


Рис. 2. График переходного процесса на выходе электрометра

Следует учитывать, что ток, подаваемый на выход электрометра, не должен превышать максимальный выходной ток прибора, приведенный в его паспорте. При измерениях вход электрометра остается свободным и на него надевается экранирующий колпачок. В качестве источника тока может быть использован любой стандартный стабилизированный источник постоянного напряжения (например, УИП-1, ВСП-50 и т. д.) с гасящим сопротивлением.

Результаты экспериментов, которые были проведены на электрометре типа У5—6 и на макете электрометра, выполненного по схеме интегрирования—дифференцирования, хорошо согласуются с результатами расчетов. Причем измерение постоянной времени интегратора-дифференциатора (который при измеряемом токе 10^{-12} А имел постоянную времени $\tau = 0{,}2$ мс) проводилось как с помощью способа, рассмотренного в данной статье, так и с помощью известного способа, указанного в начале статьи. Измерения показали, что погрешность известного способа при таких малых постоянных времени достигает 10% и растет с уменьшением постоянной времени электрометра. Погрешность же рассмотренного способа практически зависит лишь от погрешности используемого для измерений осциллографа.

Таким образом, рассмотренный в статье способ является простым в реализации и позволяет повысить точность измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ерёмин А. П.** Повышение быстродействия электрометров.— «Измерительная техника», 1969, № 3, с. 44—46.

2. **Паршин А. В., Романова Н. Н., Устинова Л. Б.** Методы уменьшения постоянной времени входной цепи электрометрических усилителей.— «Приборы и техника эксперимента», 1964, № 3, с. 19—21.

3. **Илюкович А. М.** Ламповые электрические усилители.— «Измерительная техника», 1966, № 12, с. 39—44.
4. **Александров В. С., Прянишников В. А.** Приборы для измерения малых напряжений и токов. Л., «Энергия», 1971, 184 с. с ил.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.772

А. А. Анепир, О. И. Гуторов,
С. А. Кравченко
ВНИИМ

СНИЖЕНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ПРИ КОНВЕРТИРОВАНИИ ФАЗОВОГО СДВИГА В НАПРЯЖЕНИЕ

Одним из основных узлов аналоговых фазометров является выходное устройство. Выходное устройство, выполняемое обычно на триггерах, конвертирует временной интервал, равный по длительности фазовому сдвигу, в аналоговый или цифровой эквивалент [1]. При этом среднее значение напряжения на выходе конвертора может быть представлено выражением

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{к min}} \frac{T-\tau}{T} + U_{\text{к max}} \frac{\tau}{T} = U_{\text{к min}} \frac{2\pi-\varphi}{2\pi} + U_{\text{к max}} \frac{\varphi}{2\pi}, \quad (1)$$

где $U_{\text{к min}}$ и $U_{\text{к max}}$ — напряжения на коллекторе открытого и закрытого транзисторного триггера соответственно; $\tau = \frac{\varphi}{\Omega}$ — длительность выходного импульса; Ω — частота сигнала; φ — фазовый угол; T — период сигнала.

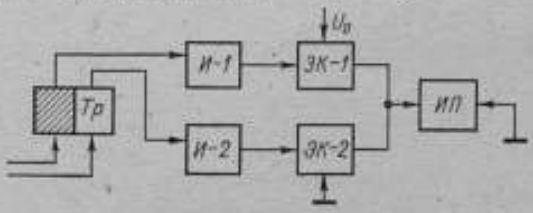


Рис. 1. Функциональная схема преобразователя

Точность такого конвертора невысока, так как погрешность конвертирования зависит от многих источников, основными из которых являются: нестабильность параметров используемых транзисторов (β; $f_{\text{кв}}$; f_α и т. д.), нестабильность питающего напряжения; влияние фронтов импульса; изменение температуры окружающей среды.

Погрешность от непостоянства напряжения питающей сети может быть значительно снижена путем применения стабилизаторов напряжения. Погрешности вследствие нестабильности параметров используемых транзисторов, фронтов и изменения температуры окружающей среды могут быть уменьшены только благодаря особым схемным решениям выходного устройства.

Погрешность обычного конвертора на триггерах, обусловленная изменением температуры окружающей среды на 10° С, составляет примерно 1—2°. Эту составляющую погрешности фазометра можно уменьшить, если измерительный прибор ИП (рис. 1) периодически с помощью точных электронных ключей ЭК—1 и ЭК—2 подключать то к образцовому источнику питания U_0, то к корпусу. Управление электронными ключами осуществляется триггером через инверторы И—1 и И—2. Один из возможных вари-

антов схемы такого конвертора изображен на рис. 2. Температурный коэффициент конвертора в диапазоне температур от — 20 до + 60° С не превышает 4—5 мкВ/°С, остаточное напряжение при оптимальном токе нагрузки не превышает 0,4—0,5 мВ, длительность фронтов выходного импульса при нагрузке 1 кОм — не более 0,5 мкс [2, 3]. Электронные ключи ЭК—1 и ЭК—2 выполнены на транзисторах типа П30. Указанные характеристики можно улучшить, если использовать электронные ключи на интегральных прерывателях типа 1КТ 011А, остаточное напряжение которых 30—50 мкВ, а температурный коэффициент 0,3—0,5 мкВ/°С.

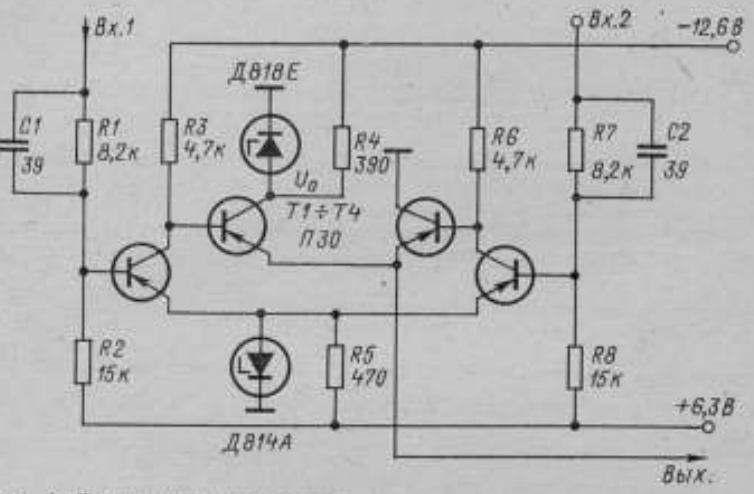


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема выходного устройства

В качестве образцового источника U_0 выбран параметрический стабилизатор на опорном стабилитроне Д 818Е, имеющем температурный коэффициент $\alpha_и = 0{,}001\%/°С$, нестабильность напряжения такого источника в интервале температур $20 \pm 10°$ С не превышает 10^{-4}.

Погрешность конвертора $\tau_\varphi \to U$, работающего в указанном интервале температур, может быть представлена выражением

$$\Delta\varphi^0_{(t)} = 57{,}3\left(\frac{dU_{кэ}}{U_0\,dt^\circ}\,\frac{2\pi-\varphi}{2\pi} + \frac{\varphi\alpha_и}{2\pi}\right)\Delta t^\circ, \qquad (2)$$

где $\frac{dU_{кэ}}{dt}$ — температурный коэффициент электронного ключа. Для транзистора типа П30 $\frac{dU_{кэ}}{dt^\circ} \approx 5$ мкВ/° С. Для интегрального прерывателя типа 1КТ 011А $\frac{dU_{кэ}}{dt^\circ} \approx 0{,}5$ мкВ/°С.

Как показал расчет по формуле (2), погрешность конвертора в интервале температур от + 10 до + 30° С не превышает 0,006° (при использовании транзистора типа П30) и 0,0006° (при использовании интегрального прерывателя типа 1КТ 011А), при $U_0 = 9$ В, $\alpha_и = 10^{-5}/°С$, $\varphi = 5$ рад, $\Delta t = 10°$ С.

Рассмотрим динамическую составляющую погрешности, обусловленную влиянием фронтов импульса. Процесс замыкания ключа достаточно сложен и состоит из нескольких стадий, которые описываются различными аналитическими выражениями. Однако для упрощения оценки погрешности можно

произвести некоторые упрощения и считать, что напряжения на выходе ключа при переключении изменяются по экспоненциальному закону с различными постоянными времени $\tau_э$ и $\tau_р$. При этом среднее значение напряжения на выходах ключей составляет [4]

$$U_{вых} = \frac{U_0}{T}\left\{\int_0^{\tau}\left[1-\left(1-\frac{\Delta U}{U_0}\right)e^{-\frac{t_э}{\tau_э}}\right]dt + \right.$$

$$\left. + \int_{\tau}^{T}\left[1-\left(1-\frac{\Delta U}{U_0}\right)e^{-\frac{\tau}{\tau_э}}e^{-\frac{t}{\tau_р}}\right]dt\right\}, \qquad (3)$$

где $\frac{\Delta U}{U_0} = \frac{e^{-\frac{T-\tau}{\tau_р}}\left(1-e^{-\frac{\tau}{\tau_э}}\right)}{1-e^{-\frac{\tau}{\tau_э}}e^{-\frac{T-\tau}{\tau_р}}}$ — относительное изменение напряжения на паразитной емкости к концу периода; $\tau_э$ и $\tau_р$ — постоянные времени зарядной и разрядной цепей.

Если выполняются условия $e^{-\frac{T-\tau}{\tau_р}} \ll 1$ и $e^{-\frac{\tau}{\tau_э}} \ll 1$, то $\frac{\Delta U}{U_0} = e^{-\frac{\tau-T}{\tau_р}}$.

После интегрирования выражения (3), пренебрегая величинами второго порядка малости, получим

$$U_{вых} = \frac{U_0}{T}\left[\tau + \tau_э\left(e^{-\frac{\tau}{\tau_э}}-1\right) + \tau_р\left(1-e^{\frac{\tau-T}{\tau_р}}\right) + \right.$$

$$\left. + \tau_э e^{\frac{\tau-T}{\tau_р}} - \tau_р e^{-\frac{\tau}{\tau_э}}\right]. \qquad (4)$$

Первый член этого выражения пропорционален измеряемому сдвигу фаз $U'_{вых} = \frac{U_0\tau}{T} = \frac{U_0\varphi}{2\pi}$, а остальные — характеризуют погрешность конвертора, которая определяется выражением (4)

$$\Delta\varphi^{\circ}_{\tau\to U} = 57{,}3\Omega\left[\left(\tau_р-\tau_э\right) + \left(\tau_э-\tau_р\right)e^{\frac{\varphi-2\pi}{\Omega\tau_р}} + \right.$$

$$\left. + (\tau_э-\tau_р)e^{-\frac{\varphi}{\Omega\tau_э}}\right] = 57{,}3\Omega(\tau_э-\tau_р)\left(e^{\frac{\varphi-2\pi}{\Omega\tau_р}} + e^{-\frac{\varphi}{\Omega\tau_э}} - 1\right). \qquad (5)$$

На основе анализа выражения (5) можно сделать выводы, что погрешность конвертора растет с увеличением Ω и что при выполнении условия $\tau_э = \tau_р$ или $\left(e^{\frac{\varphi-2\pi}{\Omega\tau_р}} + e^{-\frac{\varphi}{\Omega\tau_э}} - 1\right) = 0$ она имеет минимальное значение.

Продифференцировав последнее равенство по $d\varphi$ и приравняв его нулю, после простейших преобразований находим, что при $\tau_э \neq \tau_р$ и $\Delta\varphi_\tau \to 0$

$$\tau_р e^{-\frac{\varphi}{\Omega\tau_э}} = \tau_э e^{\frac{\varphi-2\pi}{\Omega\tau_р}}. \qquad (6)$$

Как показал расчет по формуле (5), погрешность конвертора не превышает 3,2° при $\tau_э = 0{,}5$ мкс; $\tau_р = 0{,}6$ мкс; $F = \frac{\Omega}{2\pi} = 100$ кГц и $\varphi = 180°$.

Если в конверторе фазоизмерителя напряжение

$$\Delta U = \frac{U_0}{T}\left[e^{-\frac{\pi}{\Omega\tau_р}} + e^{-\frac{\pi}{\Omega\tau_з}} - 1\right](\tau_з - \tau_р), \qquad (7)$$

обусловленное неравенством $\tau_з$ и $\tau_р$, компенсировать при помощи схемы установки нуля, то при изменении фазового сдвига от 80 до 280° погрешность конвертирующего устройства, обусловленная влиянием фронта импульса, на частоте 100 кГц, не будет превышать 0,1° С (рис. 3, *а*).

Для снижения погрешности устройства при измерении фазовых сдвигов $\varphi < 80$ или $\varphi > 280°$ осуществляют инвертирование импульса, поступающего на вход триггера. В этом случае сдвиг фаз $\varphi_{изм}$ определяют как $\varphi_{изм} = \varphi \pm 180°$.

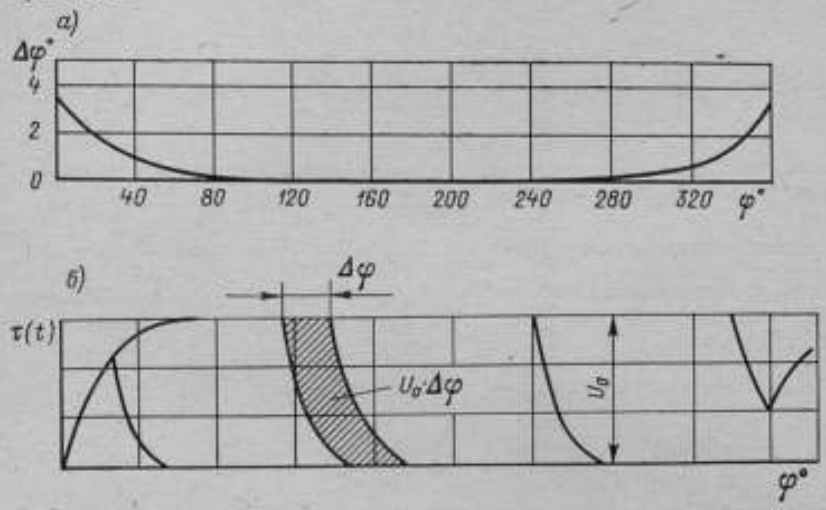


Рис. 3. Механизм возникновения динамической погрешности: *а* — зависимость погрешности от измеряемого сдвига фаз; *б* — временная диаграмма

Механизм появления динамической погрешности, обусловленной влиянием фронтов импульса конвертора, поясняется временной диаграммой, представленной на рис. 3, *б*.

Таким образом, предлагаемая схема обеспечивает минимальную погрешность конвертирования $\varphi \to U$, так как момент закрытия одного электронного ключа соответствует моменту открытия второго. Ввиду того, что в схемном отношении ключи идентичны, условие минимума погрешности $\tau_з \approx \tau_р$ выполняется.

Экспериментальные исследования макета конвертора с компенсацией опорного напряжения, проводившиеся в диапазоне частот 20—100·10³ Гц, показали, что погрешность конвертора снижается более чем на порядок и на частоте 100 кГц не превышает 0,1°.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Вишенчук И. М., Котюк А. Ф., Мизюк Л. Я.** Электронные и электромеханические фазометры. М.—Л., Госэнергоиздат, 1962, 207 с. с ил.

2. **Арховский В. Ф.** Схемы переключения аналоговых сигналов. — «Библиотека по автоматике», вып. 419, Л., «Энергия», 1970, 144 с. с ил.

3. **Калинчук Б. А., Пичугин О. А.** Модуляторы малых сигналов. Л., «Энергия», 1972, 160 с. с ил.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.772.086.7

А. А. Анепир, О. И. Гуторов
ВНИИМ

РАСШИРЕНИЕ АМПЛИТУДНОГО ДИАПАЗОНА ФАЗОИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

С развитием техники фазовых измерений растут и требования к фазоизмерительным устройствам. Так, например, для поверки пеленгационных и радионавигационных систем требуется воспроизведение и измерение фазового сдвига в амплитудном диапазоне 60—80 дБ и выше.

Однако решить эту задачу с помощью существующих фазометров не представляется возможным, так как их амплитудный диапазон, как правило, не превышает 40 дБ, а амплитудно-фазовая погрешность (АФП) достигает $\pm 4°$ [1]. Одним из важнейших требований, предъявляемых к фазоизмерительным устройствам, является расширение амплитудного диапазона входных сигналов, который, с одной стороны, ограничен уровнем шумов, различного рода наводками и допустимым значением АФП, а с другой,— максимально возможным уровнем входного сигнала, который для транзисторных схем обычно составляет ~ 5 В.

В ряде случаев расширение амплитудного диапазона фазоизмерительных устройств осуществляют путем предварительного выравнивания сигналов, подаваемых на входы фазометра, с помощью индуктивных, емкостных или активных аттенюаторов, которые через согласующие каскады подключаются к источникам сигналов. Однако с эксплуатационной точки зрения это неудобно, а при измерениях сдвига фазы в динамическом режиме между двумя гармоническими сигналами, уровни которых изменяются во времени, даже невозможно. Кроме того, аттенюаторы сами вносят фазовые погрешности, которые при определенных условиях достигают значительной величины.

В обычных фазометрах одним из основных источников, ограничивающих амплитудный динамический диапазон входных сигналов, является нелинейность вольт-амперных характеристик каскадов усилителей-ограничителей. При изменении уровня входного сигнала U_c в любом из каналов фазоизмерителя один из импульсов, например, τ_1 увеличивается на $\Delta\tau$, а второй τ_2 точно на такую же величину уменьшится, что приводит к амплитудно-фазовой погрешности.

$$\Delta\varphi'_{АФП} = \frac{\pi\,\Delta\tau}{\tau_1 + \tau_2}, \qquad (1)$$

где τ_1 и τ_2 — длительности импульсов положительной и отрицательной полярности на выходе усилителя-ограничителя.

Одной из основных причин, ограничивающих нижний уровень входного сигнала, являются шумы. В усилителях-ограничителях, работающих в диапазоне звуковых и ультразвуковых частот, преобладают тепловые и дробовые шумы, которые подчиняются нормальному закону распределения [2]. Разложим напряжение шума $U_ш$, приведенного ко входу фазоизмерителя, на нормальную $U_{ш_n}$ и тангенциальную $U_{ш_\tau}$ составляющие. Поскольку фаза шума относительно фазы сигнала случайна и может иметь равновероятное значение от 0 до 2π, то спектральные плотности компонентов $U_{ш_n}$ и $U_{ш_\tau}$ равны между собой, т. е. $U_{ш_n} = U_{ш_\tau} = \frac{U_ш}{\sqrt{2}}$. Тангенциальная составляющая шума приводит к амплитудной модуляции сигнала, а нормальная составляющая — к хаотической фазовой модуляции $\Delta\varphi_ш$, что вызывает изменение длительности выходного импульса триггера

$$\tau_{тр} = \frac{\varphi + \Delta\varphi_ш}{2\pi F_c} = \psi(U_ш), \qquad (2)$$

где F_c — частота входного сигнала.

При измерении фазовых сдвигов, близких к 180°, сравнительно низкой частоте сигнала и малом отношении $\frac{U_ш}{U_c}$ шумы приводят к появлению только случайной погрешности $\Delta\varphi_ш$ со средним квадратическим отклонением $\sigma_\varphi = \frac{U_ш}{U_c}$.

Среднее квадратическое отклонение показаний цифрового фазометра от среднего значения при доверительной вероятности 0,68 составляет

$$S_\varphi^0 = \frac{U_ш 360^\circ}{U_c \sqrt{N-1}}, \tag{3}$$

где N — число усреднений показаний в цифровом фазоизмерителе.

Для аналогового фазоизмерительного устройства S_φ^0 равно

$$S_\varphi^0 = \frac{U_ш 360^\circ}{U_c \sqrt{\frac{\tau_ф}{T} - 1}}, \tag{4}$$

где $\tau_ф$ — постоянная интегрирования сглаживающего фильтра; T — период.

При измерении триггерными фазометрами малых фазовых сдвигов на высоких частотах в случае, если сдвиг между импульсами, поступающими на входы триггера, окажется меньше его временного разрешения, то произойдет сбой, и триггер будет находиться в рабочем состоянии в течение времени

$$t = T + \frac{\varphi}{2\pi F_c}. \tag{5}$$

Это повлечет за собой дополнительную погрешность

$$\Delta\varphi_{сб} = \frac{2\pi}{n} = 2\pi[1 - \Phi(\varepsilon)], \tag{6}$$

где $\Delta\varphi_{сб}$ — погрешность фазоизмерителя вследствие сбоя триггера; $n = \frac{1}{1 - \Phi(\varepsilon)}$ — среднее значение правильных показаний триггера, приходящихся на один сбой при нормальном законе распределения шумов [2];

$$\Phi(\varepsilon) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^{\varepsilon} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\Delta\varphi_ш}{\sigma_ш}\right)^2} d\left(\frac{\Delta\varphi_ш}{\sigma_ш}\right) -$$

интеграл вероятностей; ε — предел интегрирования. Чем меньше фазовое рассогласование между входными сигналами и выше частота сигнала, тем чаще возникают сбои триггера из-за того, что временной интервал между импульсами становится меньше разрешающей способности триггера, т. е. нарушается условие

$$f_{тр} > \frac{2\pi F_c}{\varphi - \varepsilon\sigma_\varphi}, \tag{7}$$

где $f_{тр}$ — граничная частота триггера; φ — фазовый сдвиг, регистрируемый фазометром; $\varepsilon\sigma_\varphi$ — граница доверительного интервала.

Подставляя в (7) значение σ_φ и решая уравнение относительно $\frac{U_c}{U_ш}$, находим

$$\frac{U_c}{2\pi U_ш} \geqslant \frac{\varepsilon}{\frac{\varphi}{2\pi} - \frac{F_c}{f_{тр}}}. \qquad (8)$$

Коэффициент ε определяют, исходя из допустимого значения $\Delta\varphi_{сб}$ (см. рис. 1).

Напряжение шумов усилителя, приведенных к его входу, можно определить по формуле [3]

$$U_ш = 0{,}125\sqrt{r_i\,\Delta f_п k_F}\,10^{-9}, \qquad (9)$$

где r_i — внутреннее сопротивление источника сигнала; $\Delta f_п$ — эквивалентная полоса пропускания усилителя-ограничителя; k_F — коэффициент (фактор) шума.

Например, подставляя в (9) значения $r_i = 0{,}5$ кОм; $k_F = 2{,}5$ и $\Delta f_п = 700$ кГц, что должно отвечать фазометрам с максимальной граничной частотой 100 кГц, получаем $U_ш \approx 4$ мкВ.

Однако из-за действия фликкер-шума результирующее значение $U_{ш\Sigma}$ будет на 20—50% больше $U_ш$.

Решая выражение (8) относительно U_c и подставляя значения $\varepsilon = 3{,}53$, $f_{тр} = 5$ МГц, $\Delta f_п = 100$ кГц; $U_ш = 6$ мкВ и $\varphi = \varphi_{min} = 30°$, получаем $U_{c_{min}} = 0{,}8$ мВ.

Немаловажной причиной амплитудно-фазовой погрешности фазоизмерителей является наличие порога срабатывания в формирователях импульсов. Составляющая АФП, обусловленная $U_{пор}$, равна

$$\Delta\varphi_{АФП} = \frac{U_{пор}}{U_0 k}, \qquad (10)$$

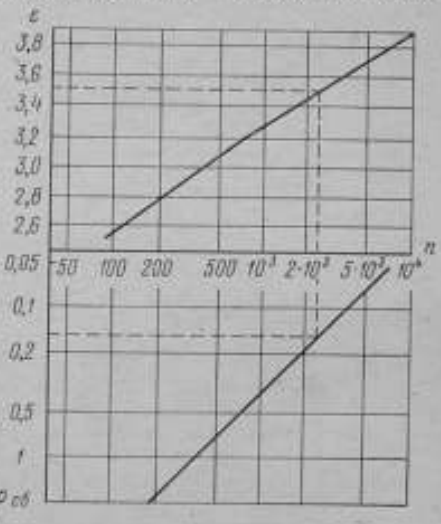


Рис. 1. Зависимость коэффициента ε от n и $\Delta\varphi^0_{сб}$

где k — коэффициент усиления усилителя-ограничителя.

Так, например, при $U_{пор} = 15$ мВ; $U_0 = 3$ В и $k = 5000$ имеем $\Delta\varphi_{АФП} \approx 0{,}35°$. Из рассмотренных выше источников АФП наиболее значительным является нелинейность усилителей-ограничителей.

В настоящей работе предлагается один из способов — снижение этой погрешности за счет расширения амплитудного диапазона путем использования в фазоизмерительном устройстве усилителя-ограничителя следящего типа УОСТ. Отличительной особенностью УОСТ является то, что выходные импульсы формируются не в момент прохождения результирующего напряжения через 0, а в момент прохождения его через условную линию, делящую период сигнала на две равные части. Принцип действия устройства заключается в следующем. Сигналы, сдвиг фаз между которыми необходимо измерить, поступают на сигнальные входы двух идентичных дифференциальных усилителей постоянного типа ДУПТ (рис. 2). В каждом канале фа-

зоизмерителя усиленный и ограниченный сигнал управляет работой формирователя импульсов ФИ. Выходные импульсы ФИ подаются на транзисторные ключи К1 и К2 и подключают нагрузку к одному из опорных источников питания $+U_0$ или $-U_0$, абсолютные значения которых равны между собой. Нагрузкой транзисторных ключей является триггер Тр выходного устройства ВУ и фильтр нижних частот ФНЧ, постоянная составляющая напряжения которого усиливается узкополосным усилителем ошибки УО и воздействует на управляющий вход ДУПТ, т. е.

$$U_{упр} = \frac{(\tau_1 - \tau_2)\, U_0 k_{ус.\,ош}}{\tau_1 + \tau_2} = \frac{\Delta\tau U_0 k_{ус.\,ош}}{\tau_1 + \tau_2}, \qquad (11)$$

где $k_{ус\ ош}$ — коэффициент усиления усилителя ошибки.

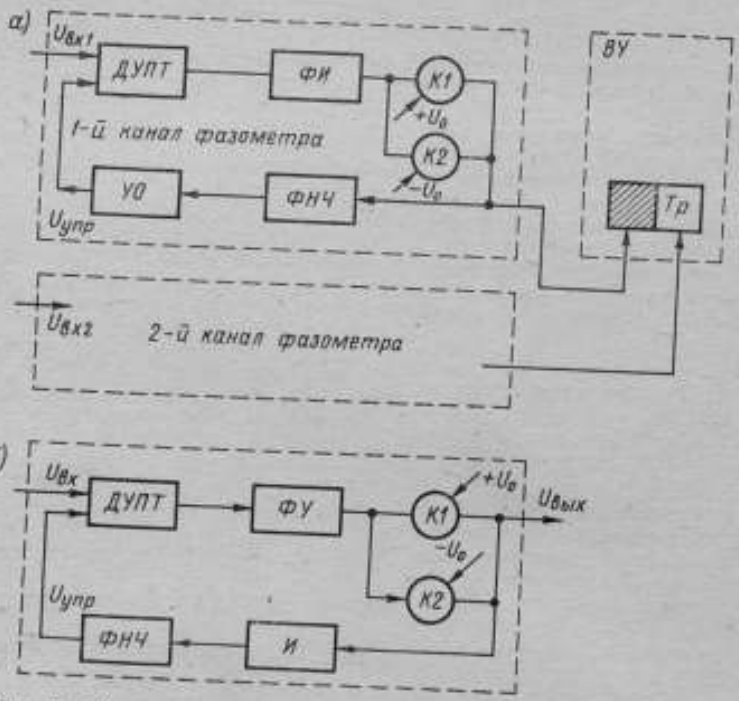


Рис. 2. Функциональная схема усилителя-ограничителя следящего типа

С другой стороны, управляющее напряжение автоматически вырабатывается рассматриваемой схемой усилителя-ограничителя следящего типа УОСТ и имеет значение [4]

$$U_{упр} = U_c k_2 \sin \varphi_2, \qquad (12)$$

где U_c — амплитуда входного сигнала; k_2 — коэффициент нелинейных искажений по 2-й гармонике; φ_2 — фазовый сдвиг между 2-й гармоникой и составляющей основной частоты.

Если абсолютные значения опорных источников питания равны по величине и обратны по знаку, то среднее значение напряжения на выходе ФНЧ будет стремиться к нулю только при выполнении условия $\tau_1 = \tau_2$. Таким образом, благодаря действию отрицательной обратной связи по постоянному

току, на выходе УОСТ при изменении в широком диапазоне амплитуды U_c поддерживается равенство $\tau_1 = \tau_2$, что значительно снижает амплитудно-фазовую погрешность, которая с учетом влияния четных гармонических составляющих для больших входных сигналов определяется выражением [4]

$$\Delta\varphi^\circ = \frac{U_c k_2 180^\circ}{U_0 k_{\text{ус. ош}}} \sin \varphi_2. \qquad (13)$$

Так, например, для $U_c = 5$ В, $U_0 = 3$ В; $k_2 = 0{,}1$ и $\varphi_2 = 90^\circ$ получаем $\Delta\varphi = 0{,}3^\circ$, а для малых входных сигналов оценивается выражением (10).

Составляющая АФП, обусловленная прохождением в тракт управляющего сигнала основной частоты F_c, примерно на порядок ниже [4]. Благодаря охвату усилителя-ограничителя глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току АФП, возникающая из-за нелинейности вольт-амперных характеристик, уменьшается в $k\ k_{\text{ус. ош}}$ раз и будет очень малой. Таким образом, амплитудный динамический диапазон фазоизмерителя с УОСТ $Д = \frac{U_{c\,max}}{U_{c\,min}}$ определяется выражениями (10), (12) и (13) и составляет 75—80 дБ при $\Delta\varphi_{АФП} < 0{,}5^\circ$ С.

В результате можно сделать выводы: фазоизмеритель с УОСТ позволяет расширить амплитудный диапазон до 75—80 дБ при одновременном снижении амплитудно-фазовой погрешности; являясь в сущности однополярным, этот фазоизмеритель мало подвержен влиянию четных гармонических составляющих; выведенное выражение (10) связывает параметры сигнала и характеристики фазометра с допустимой погрешностью ее от сбоя триггера.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радиоизмерительные приборы. Каталог—проспект. М., Изд. НИИЭИР, 1974, 235 с. с ил.
2. **Маликов С. Ф., Тюрин Н. И.** Введение в метрологию. М., Изд-во стандартов, 1968, 239 с. с ил.
3. **Шор К. Г.** Малошумящие транзисторные усилители. М., «Энергия», 1971, 111 с. с ил.
4. **Гуторов О. И.** Анализ погрешностей триггерных фазометров с усилителем—ограничителем следящего типа.— «Метрология», 1974, № 12, с. 38—45.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.391.822 : 621.3.035.22

Ю. В. Тарбеев, В. А. Тарасов, В. М. Симахин, И. П. Булгакова

ВНИИМ

ШУМЫ ХЛОРСЕРЕБРЯНЫХ ЭЛЕКТРОДОВ

Измерение спектральной плотности шума хлорсеребряных электродов (Ag/AgCl) производилось в растворах хлорида натрия 0,05—0,5 М в частотном диапазоне 1—10^4 Гц.

Хлорсеребряные электроды широко используются в качестве основных элементов многих первичных измерительных преобразователей, применяемых в электрохимических измерениях [1, 2] и измерениях электрических сигналов в растворах электролитов [3, 4]. Для точных метрологических измерений слабых электрических сигналов особое значение имеет уровень шума таких электродов. Хлорсеребряные электроды, имеющие практически одинаковые равновесные электродные потенциалы [2], для указанных целей

получают несколькими способами. При описываемых исследованиях использовались электроды, полученные электрическим хлорированием чистого серебра марки Ср 999,99 и электролитическим хлорированием азотнокислого серебра. У электродов обоих типов в растворе хлорида натрия 0,05—0,5 М при комнатной температуре значения собственной э. д. с. не превышали 1 мВ. При изменении концентрации хлорида натрия собственные э. д. с. электродов устанавливались в равновесное состояние в течение 2—4 ч.

Конструктивно хлорсеребряный электрод первого типа представляет собой пластину размером 0,015 × 2 × 10,5 см, а второго — цилиндр диаметром 2 и длиной 5 см.

Из работ по исследованию электрохимических шумов [5] следует, что примерный уровень шума электродов в области низких частот (до 10^3—10^4 Гц) с поверхностями в несколько десятков квадратных сантиметров в отсутствие внешних токов составляет единицы нановольт. Измерение таких уровней шума возможно только с помощью аппаратуры, имеющей минимальные собственные шумы, и при тщательном выполнении рекомендаций, данных в этих работах.

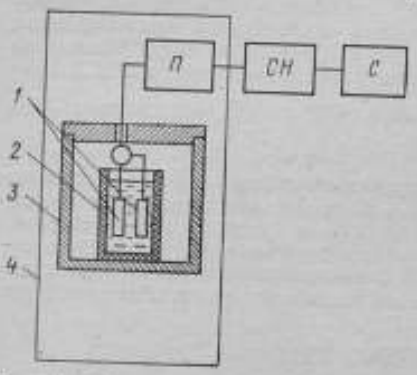


Рис. 1. Схема установки для измерения шума электродов: *1* — электроды; *2* — диэлектрический сосуд; *3* — металлический сосуд; *4* — помехозащищенная кабина; *П* — предусилитель; *СН* — селективный нановольтметр, *С* — самописец

В рассматриваемом эксперименте для измерения шума использовался селективный нановольтметр УНИПАН-237 с предусилителем УНИПАН 233,7. Входной импеданс предусилителя, равный 100 мОм/1,5 пФ обеспечивает измерение шумов электродов практически в равновесном состоянии, так как плотность тока на электродах пренебрежимо мала. Нановольтметр имеет регулируемую октавную селективность 0, 25 и 40 дБ. Напряжение собственных шумов нановольтметра с предусилителем при селективности 40 дБ составляет не более 4 нВ до частоты 20 Гц, с расширением полосы пропускания оно увеличивается и на частоте 10^5 Гц достигает 30 нВ. Погрешность нановольтметра не превышает 10%.

Для уменьшения случайных погрешностей при измерении напряжений шума запись производилась при различных скоростях развертки. Примененный для этой цели двухкоординатный самописец «Endim 620.01», кроме того, существенно увеличивал разрешающую способность прибора.

Схема установки для исследования шумов хлорсеребряных электродов представлена на рис. 1. Исследуемые электроды *1* помещались в диэлектрический сосуд *2*, причем расстояния между осями электродов устанавливались равными 10 см. Диэлектрический сосуд устанавливался в замкнутый металлический экран. Затем сосуд с электродами и предусилитель помещались в помехозащищенную кабину. Благодаря применению экранов существенно снизились наводки промышленной частоты и ее гармоник.

Установка позволила измерить среднее квадратическое напряжение $\varphi_x(f)$ на фиксированных частотах от 1 до 10^5 Гц и записать их с разрешающей способностью 0,2—0,4 нВ/мм.

Напряжение шума обоих типов исследуемых хлорсеребряных электродов оказалось соизмеримым с собственными шумами нановольтметра практически во всем указанном диапазоне. В связи с этим были произведены измерения напряжений шума с уменьшенными поверхностями электродов при погружении последних в раствор хлорида натрия на 0,1 и 0,2 их длины.

На каждой фиксированной частоте записывались напряжения шума нановольтметра с закороченным входом $\psi_0(f_i)$, а затем с подключенными электродами — $\psi_{0э}(f_i)$. При определении средних значений зарегистрированных напряжений учитывались наиболее устойчивые записи. Средние значения напряжений определялись по формулам

$$\overline{\psi}_0(f_i) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\psi_0(f_i);$$

$$\overline{\psi}_{0э}(f_i) = \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n}\psi_{0э}(f_i),$$

где n — число учитываемых значений, причем $n > 20$.

Исходя из независимости источников шума селективного нановольтметра и исследуемых электродов, напряжение шума самих электродов определилось по формуле

$$\overline{\psi}_э^2(f_i) = \overline{\psi}_{0э}^2(f_i) - \overline{\psi}_0^2(f_i).$$

Спектральная плотность шума хлорсеребряных электродов $G_э(f_i)$ рассчитывалась по формуле

$$G_э(f_i) = \frac{\overline{\psi}_э^2 f_i}{B},$$

где B — шумовая полоса пропускания селективного нановольтметра, равная $0{,}01\ лf_i$.

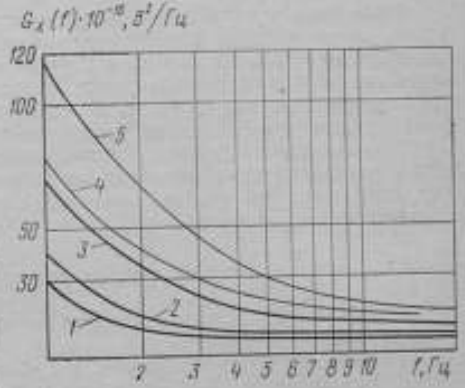


Рис. 2. Зависимость шума хлорсеребряных электродов от частоты

Из рис. 2, на котором представлены спектральные плотности шума хлорсеребряных электродов, видно, что с увеличением поверхностей электродов (кривые *1* и *4*) интенсивность электрохимического шума уменьшается обратно пропорционально поверхности электродов. Электрохимический шум электродов уменьшается также и с увеличением концентрации электролита (кривые *2* и *4*).

Для определения шума хлорсеребряных электродов с произвольными поверхностями целесообразно пересчитать экспериментальные данные на пару электродов с поверхностями по 1 см² каждая, согласно соотношению

$$G_1(f_i) = \frac{G_1(f_i)}{S},$$

где $G_1(f_i)$ — спектральная плотность шума электродов с единичными поверхностями; $G_s(f_i)$ — спектральная плотность шума электродов с поверхностями S.

Спектральная плотность шумов хлорсеребряных электродов с единичными поверхностями, расположенными на расстоянии 10 см друг от друга, представлена на рис. 2 кривыми *3* и *5*. Они построены методом экстраполяции по кривым *1* и *4* для 0,05 М раствора хлорида натрия и кривой *2* для 0,5 М раствора. Проведенные исследования электродов дают возможность определить уровень шума хлорсеребряных электродов в частотном диапазоне f_1—f_2 при аналитическом выражении спектральной плотности по формуле

$$\overline{u}_ш^2 = \int_{f_1}^{f_2} G_э(f)\,df. \qquad (1)$$

Как видно из экспериментальных кривых, спектральная плотность электрохимического шума хлорсеребряных электродов в области низких частот (до 10^2 Гц) изменяется по закону $f^{-\alpha}$. В первом приближении коэффициент α может быть принятым за единицу, тогда спектральная плотность запишется аналитически в виде

$$\bar{u}_{ш}^2 = A \int_{f_1}^{f_2} f^{-1}\, df. \qquad (2)$$

Коэффициент A для электродов с единичной поверхностью в 0,05 М растворе равен примерно $1{,}0—1{,}2 \cdot 10^{-14}$ [В²/Гц], в 0,5 М—$0{,}7—0{,}8 \cdot 10^{-14}$ [В²/Гц].

Подсчитанное по формуле (2) напряжение шума хлорсеребряных электродов с единичными поверхностями в диапазоне 1—20 Гц в хлориде натрия концентрации 0,05 М составило $160—190 \cdot 10^{-10}$ В² и при концентрации 0,5 М — $140—160 \cdot 10^{-16}$ В².

Сравнивая эти данные с примерным уровнем электрохимического шума, указанном в работе [8], необходимо отметить, что экспериментальные уровни электрохимического шума превышают расчетные. В указанной работе проведен расчет для одного электрода, представленного простейшей эквивалентной схемой. Экспериментально же измерялся шум двух электродов, включая и шум раствора электролита между ними.

Полученные в описанном эксперименте уровни шумов электродов представляют практический интерес при оценке реальных уровней шумов первичных измерительных преобразователей, основным элементов которых является хлорсеребряный электрод.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Феттер К.** Электрохимическая кинетика. М., «Химия», 1967, 856 с. с ил.
2. **Бейтс Р.** Определение pH. Л., «Химия», 1968, 397 с. с ил.
3. **Балашков И. В., Гончаров И. И.** Геоэлектромагнитные измерители течений на ходу судна. Л., «Судостроение», 1970, 174 с. с ил.
4. **Корвин Р., Конти И.** Хлорсеребряный электрод для применения в полевых условиях.— «Приборы для научных исследований», 1973, 44, № 6, с. 38—41.
5. **Тягай В. А.** Шумы электрохимических систем.— «Электрохимия», вып. 1, т. X, 1974, с. 3—25.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.374.5 : 621.317.772

С. Т. Вигранеико, А. А. Муранов

ВНИИМ

ВОССТАНОВЛЕНИЕ ФОРМЫ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ В ЛИНИЯХ ЗАДЕРЖКИ

Известно, что в качестве фазовращателей в фазозадающих устройствах используются линии задержки (ЛЗ) [1]. Одним из основных источников погрешности ЛЗ является зависимость времени задержки от частоты, что делает возможным их применение только на фиксированных частотах.

При прохождении через ЛЗ прямоугольных импульсов с широким спектром частот происходит усреднение времени задержки по всему спектру импульса, что позволяет исключить частотную зависимость времени задержки и тем самым использовать ЛЗ в диапазоне частот. В связи с этим ЛЗ, как

фазовращатель, целесообразно применять в режиме передачи импульсов, что достаточно актуально в связи с развитием импульсно-цифровых методов воспроизведения угла сдвига фаз на базе интегральных микросхем.

С другой стороны, сравнительно узкая полоса пропускания ЛЗ и наличие затухания обусловливают увеличение длительностей фронтов и уменьшение амплитуды импульсов. Это приводит к увеличению погрешностей задания фазовых сдвигов и ограничению числа звеньев реальной ЛЗ. Последнее особенно заметно в инфранизком диапазоне частот, число звеньев ЛЗ для создания фазового сдвига (0, 2 π) может быть достаточно велико.

Таким образом, возникает задача восстановления сигнала, искаженного линией задержки, которая заключается в восстановлении формы импульса, близкой к прямоугольной, и в нормировании амплитуды импульсов для обеспечения надежного срабатывания ключей в логических схемах.

Эта задача решается с помощью специальных безынерционных формирующих устройств — нормализаторов амплитуды (НА). Ряд НА, включенных последовательно с линиями задержки, образует нормализованную линию задержки (НЛЗ).

Можно сформулировать требования, предъявляемые к идеальным НА.

1. Входное и выходное сопротивления НА должны быть равны волновому сопротивлению линии задержки.

2. Амплитуда выходных импульсов должна быть достаточной для надежного срабатывания микросхем. При использовании микросхем 217, 133, 155 серий амплитуда должна лежать в пределах $U_{имп} = (2{,}5—3)$ В, так как порог срабатывания $U_{пор} = 2$ В, а максимально допустимая амплитуда входного сигнала $U_{вх\ max} = 3$ В.

3. Длительности фронтов выходных импульсов должны быть равны нулю.

4. Длительность выходных сигналов должна быть равна длительности входных.

5. Полярность выходных импульсов должна быть такой же, как и входных.

6. Задержка по времени между входным и выходным импульсами должна быть равна нулю.

Примером формирователя, восстанавливающего форму импульса, может служить триггер Шмитта [2]. Необходимым и достаточным условием работы этого триггера в пусковом режиме является наличие на входной характеристике участка с отрицательным сопротивлением, пересечение этого участка входной нагрузочной характеристикой. Триггер имеет существенные недостатки: входное сопротивление меняется в процессе формирования фронтов импульсов, что приводит к рассогласованию ЛЗ в момент срабатывания и отпускания, к многократным отражениям от концов ЛЗ и иногда к самовозбуждению; волновое сопротивление ЛЗ может оказаться слишком большим и достаточное условие работы триггера в пусковом режиме не будет выполняться. Из этих двух условий следует, что требуется дополнительный развязывающий каскад (например, эмиттерный повторитель), компенсирующий отрицательное входное сопротивление триггера Шмитта; Кроме того, формируемые импульсы имеют уменьшенную длительность, что объясняется меньшим временем задержки заднего фронта по сравнению с передним.

Все эти недостатки не позволяют применять триггер Шмитта в качестве НА. В НА, изображенных на рис. 1 *а*, *б*, используется принцип переключения тока [3], который заключается в том, что схемы работают с источниками питания, являющимися по существу источниками тока, а входной сигнал используется только для переключения токов внутри схемы. Ток эмиттеров триодов Т1 и Т2 протекает либо через Т1, либо через Т2 и не делится между ними, за исключением времени переключения. Чтобы обеспечить режим источника тока, значения питающих напряжений должны быть велики по сравнению с падениями напряжений внутри схемы. Так как для переключения тока требуется очень малая мощность входного сигнала, входное сопротивление каскада в режиме переключения тока практически постоянно и достаточно велико, что упрощает согласование с линией задержки. По быстродейст-

вию такой каскад приближается к применяемым транзисторам, так как последние работают в ненасыщенном режиме. Рассмотрим некоторые схемы НА.

1. Триоды Т1 и Т2 образуют дифференциальную пару активных элементов переключателя тока, а триод Т3 выполняет функции регенеративной обратной связи, причем Т3 — незапирающимся. Все это обеспечивает практически полную безынерционность цепи ОС. Другая особенность цепи состоит в исключении влияния емкостей, шунтирующих резистор R1, благодаря переключению в точке соединения коллектора Т1 и эмиттера Т2

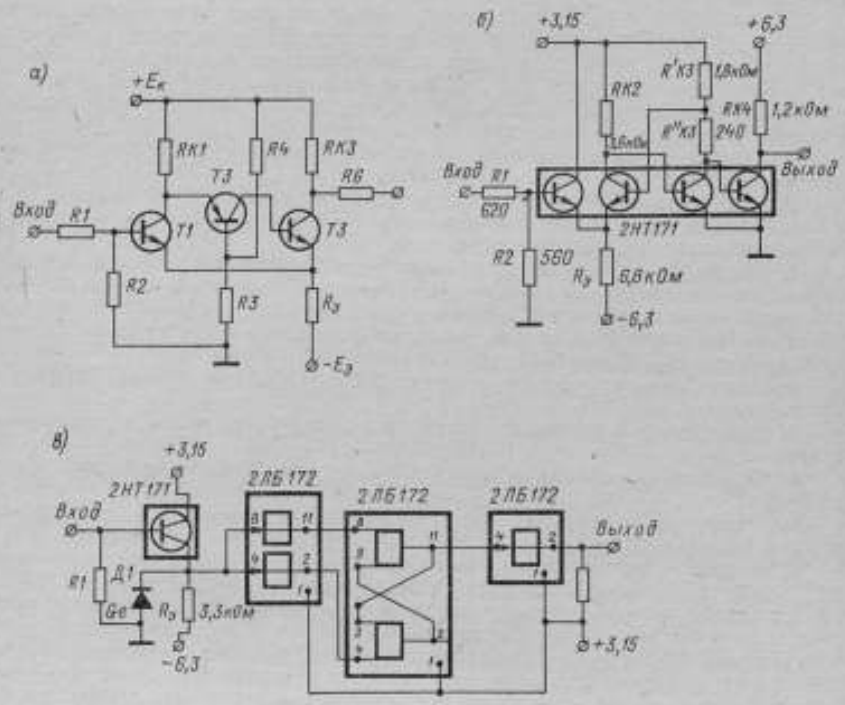


Рис. 1. Принципиальные схемы нормализаторов амплитуды

тока, а не напряжения. Наконец, потенциал базы Т3 становится более стабильным в обоих положениях НА. Для быстрого переключения Т1—Т2 целесообразно уменьшить значение резистора R5 до нескольких сотен Ом, поддерживая перепад напряжений Т2 в пределах

$$U_{эб0} \div (U_{эб0} + 0{,}3),$$

где $U_{эб0}$ — напряжение на эмиттерных переходах Т1 и Т3, соответствующее их естественной отсечке.

Каждый из триодов пары в открытом состоянии проводит ток

$$i_к = \alpha i_э \approx \frac{E_э}{R_э}.$$

Пределы изменения тока триода Т2 составляют

$$i_{к2\,min} = \frac{E_{к1} - (i_{к1} R_{к1} + U_{б2} + U_{эб2})}{R_{к1}}$$

и

$$i_{к2\,max} = \frac{E_к - (U_{б3} + U_{эб3})}{R_{к1}};$$

причем

$$\frac{R_3}{R_3 + R_4} \leqslant (0{,}1 \div 0{,}3)\, R_{к1}.$$

При отсутствии входного сигнала триод Т3 проводит, а Т1 — заперт,

$$U_{б3\,max} = i_{к2\,max} R_5 \text{ В}.$$

Значение порога срабатывания НА при появлении входного сигнала составляет

$$U_{пор} \approx U_{б3\,max} = (0{,}1 - 0{,}2) \text{ В}.$$

Достоинствами схемы являются безынерционность, повышенная стабильность порогов срабатывания и отпускания, хорошее согласование с ЛЗ.

2. Попыткой микроминиатюризации НА является устройство, принципиальная схема которого изображена на рис. 1, *б*. Здесь первая часть НА представляет собой эмиттерный переключатель тока, взаимодействующий посредством регенерации со второй частью, транзисторы которой поставлены в режим ОЭ.

В исходном состоянии проводят триоды Т2 и Т4; выходное напряжение $U_{вых\,1} \approx 0$. При поступлении на вход устройства импульса отпирается триод Т1 и запирается Т2. Процесс запирания последнего протекает весьма кратковременно, благодаря высокой предельной частоте усиления транзистора серии 217 и наличию регенеративных обратных связей. В итоге Т3 отпирается, а Т4 запирается, и происходит формирование выходного импульса с верхним уровнем

$$U_{вых2} = \frac{E_{к2}}{2} = U_m,$$

где U_m — номинальное значение амплитуды видеоимпульса, необходимой для срабатывания декодирующих ключей.

Этот вариант НА отличается простотой. В нем используется только одна микросхема серии 217 типа 2НТ171 с малой задержкой, хорошей формирующей способностью и высокой стабильностью обоих порогов.

Общим недостатком рассмотренных устройств является некоторая зависимость параметров от величин питающих напряжений и разброса параметров элементов схемы.

3. Другой попыткой микроминиатюризации НА является устройство, представленное на рис. 1, *в*. Особенность этого нормализатора заключается в разделении функций, которые раньше совмещались в одном пороговом устройстве. Так, для приема входного импульса служит эмиттерный повторитель на триоде Т1, пороговым устройством — нижний инвертор микросхемы У2, регенератором — У3, инверторы которой имеют перекрестные связи, выходным каскадом — инвертор У4. Эмиттерная цепочка R_3—Д1 предназначена для подготовки транзистора, благодаря чему уменьшается задержка передачи сигнала от базы Т1 к эмиттеру и, кроме того, уменьшается мощность, рассеиваемая на его коллекторном переходе.

Работа транзистора микросхемы У4 в насыщенном режиме позволяет стабилизировать оба уровня выходного сигнала и тем самым повысить как стабильность порогов НА, так и надежность срабатывания ключей И. Недостатком устройства является относительно высокий порог срабатывания (около 1,8—2 В), обусловленный схематической особенностью микросхем серии 217.

Параметры описываемых нормализаторов приведены в таблице.

Номер устройства	Время задержки переднего фронта импульса, мкс	Минимальная длительность пропускаемого импульса, мкс	Выходное сопротивление, Ом	Выходное напряжение, В	
				минимальное	максимальное
1	0,02	0,5	1200	+1,0	+2,5
2	0,02	0,4	1200	+1,0	+3
3	0,08	0,6	1200	+1,0	+3

Все рассмотренные выше НА проверялись экспериментально. При этом использовались линии задержки типа ЛЗТ со следующими параметрами: $\rho = 1200$ Ом, $\Delta f = 4$ МГц, $t_{зад} = 4$ мкс. Из пяти таких ЛЗ и НА № 2 (см. рис. 2, *в*) была составлена НЛЗ с общей длительностью $T_{в\ общ} = 20$ мкс. Длительность пропускаемого импульса $t_и = 1$ мкс. На рис. 2 представлен график зависимости $t_{вых} = f(t_{вх})$. При несложной регулировке порога срабатывания может быть достигнуто равенство $t_{вых} = t_{вх}$. Нормализатор амплитуды НА № 2 успешно прошел климатические испытания в диапазоне температур от — 50 до + 50° С и показал устойчивую работоспособность. Эксперимент показал, что применение НА позволяет применить любое необходимое число звеньев ЛЗ при минимальной длительности пропускаемых импульсов, что эквивалентно расширению полосы пропускания ЛЗ.

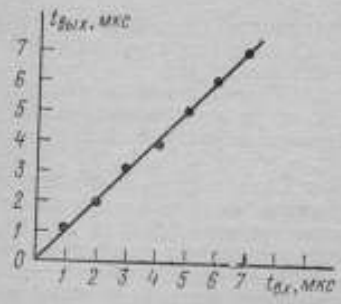


Рис. 2. График зависимости $t_{и\ вых} = f(t_{и\ вх})$

Абсолютная погрешность сдвига фаз определялась шагом дискретности звена, относительная — обратно пропорционально числу звеньев (нестабильность фронтов не вносила заметной погрешности по сравнению с шагом дискретности).

Таким образом, можно сделать вывод что термостатированная НЛЗ позволит значительно повысить точность фазовращателей, построенных на линиях задержки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Колтик Е. Д.** Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. М., Стандартгиз. 1968, 57 с.
2. **Степаненко И. П.** Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., «Энергия», 1967, 448 с.
3. **Ричардс Р. К.** Элементы и схемы цифровых вычислительных машин. М., Изд. иностр. литер., М., 1961, 207 с.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.314.32.08 : 621.317.328

Ю. В. Тарбеев, В. А. Тарасов,
В. М. Симахин
ВНИИМ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЭЛЕКТРОДНЫХ ПЕРВИЧНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При измерении параметров электрических полей в проводящих средах электродными первичными измерительными преобразователями (ИП) принято считать их коэффициент преобразования линейным. Для первичных ИП с большими измерительными базами некоторое отклонение коэффициента преобразования от линейности практически не сказывается на погрешности измерения параметров электрического поля. Для первичных ИП с малыми базами отклонение коэффициента преобразования от линейности необходимо учитывать, чтобы не допустить значительной погрешности при измерении параметра электрического поля.

Как всякое средство измерения, электродные первичные ИП воздействуют на объект измерения, в данном случае — электрическое поле в электролите, и искажают его. Причинами искажения электрического поля являются искажение части электролита изолированными корпусами электродов, введение в электролит участков электродов с проводимостью, отличной от проводимости окружающего электролита, а также протекание тока в цепи среда — электроды — измерительный прибор [1].

В электродных первичных ИП применяют два типа электродов — открытые или закрытые. У электродов открытого типа происходит непосредственный контакт металла с электролитом внешней среды, в электродах закрытого типа он осуществляется через полупроницаемые перегородки — фильтры. В зависимости от конструкции электроды оказывают различное влияние на измеряемое поле и соответственно на статический коэффициент преобразования.

Коэффициент преобразования электродного первичного ИП может быть определен из функциональной связи двух физических величин

$$Y = f(x), \tag{1}$$

где x — разность потенциалов неискаженного электрического поля в точках, расположенных на продольных осях электродов; Y — выходное напряжение с электродов.

Статическую функцию преобразования ИП с электродами открытого типа, вследствие более правильной их геометрической формы и однородности граничных условий, можно получить решением соответствующей краевой задачи. Наиболее близкими аппроксимациями формы электродов открытого типа могут быть эллипсоиды вращения или сферы. Для тел правильной геометрической формы известны решения краевых задач 1-го и 2-го рода [2, 3], которые в первом приближении могут быть использованы для определения коэффициента преобразования электродных первичных ИП [4]. Задание граничных условий 1-го или 2-го рода не отражает особенностей электрохимических процессов на электродах при измерениях разности потенциалов. Более полно эти особенности могут быть учтены при задании на электродах граничных условий 3-го рода.

Пусть два идентичных сферических электрода находятся в однородном электрическом поле (рис. 1). Проводящая среда с удельной электропроводимостью γ однородна и изотропна. Входное сопротивление измерительного прибора R велико, но конечно. Требуется определить разность потенциалов, измеряемую прибором

$$U = U_A - U_B, \tag{2}$$

где U_A и U_B — потенциалы электродов.

В отсутствие электрического поля и разомкнутой измерительной цепи электроды имеют потенциалы, в простейшем случае определяемые только природой металла электродов и раствором электролита. Это собственные электродные потенциалы e_A и e_B [5].

Во внешнем электрическом поле и разомкнутой измерительной цепи электроды получат дополнительно потенциалы $U_A(E)$ и $U_B(E)$, определяемые положением электродов в электрическом поле. При замыкании цепи электродов через измерительный прибор вследствие протекания тока потенциалы электродов изменяются. Зависимость между отклонением потенциала и плотностью тока измерительных электродов, выражающая суммарную скорость электродных процессов на электродах, для малых плотностей тока имеет вид [5]

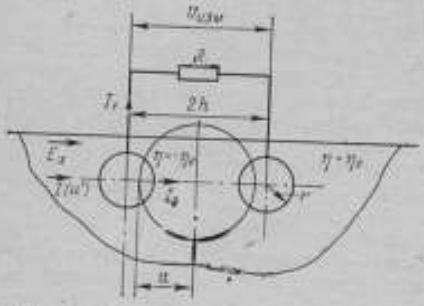


Рис. 1. Эквивалентная схема измерения разности потенциалов

$$\Delta\varphi_A = b_A i_A \qquad (3)$$
$$-\Delta\varphi_K = b_K i_K,$$

где i_A и i_K — плотности анодного и катодного токов соответственно; b_A и b_K — константы (удельные поляризуемости электродов).

Как правило, для измерений разности потенциалов в электролитах применяют обратимые электроды, что дает основание считать анодные и катодные поляризуемости электродов равными, т. е. $b_A = b_K = b$. Исходя из равенства поляризуемостей измерительных электродов, представим их потенциалы в электрическом поле в виде типовых граничных условий 3-го рода

$$U_A(S) - k\frac{\partial U}{\partial n} = U_A;$$

$$U_B(S) + k\frac{\partial U}{\partial n} = U_B, \qquad (4)$$

где

$$U_A(S) = U_A(E) + e_A(0); \quad U_B(S) = U_B(E) + e_B(0);$$
$$k = b\gamma\,[\text{м}].$$

Решение поставленной задачи в диполярной системе координат с использованием метода Грина для граничных условий 3-го рода дает значение разности потенциалов, измеряемой прибором, в виде

$$U = U_A - U_B = 2aE_X \frac{2\sum\limits_{\lambda=0}^{\infty}\left(\lambda+\frac{1}{2}\right)\left[(1+c)\,e^{(2\lambda+1)\eta_0}-1\right]^{-1}}{\left(1+\frac{r_{эл}}{R}\right)\sum\limits_{\lambda=0}^{\infty}\left[(1+c)\,e^{(2\lambda+1)\eta_0}-1\right]^{-1}}, \qquad (5)$$

где E_x — составляющая напряженности электрического поля, направленная вдоль оси, проходящей через центры электродов; η_0 — координатная поверхность (поверхность сферического электрода); a — параметр диполярной системы координат, определяемый соотношением $a = h\sqrt{1-\left(\frac{r}{h}\right)^2}$;

$2h$ — расстояние между продольными осями электродов; r — радиус сферического электрода; $c = \frac{h}{r}$ — константа (безразмерная характеристика поляризуемости электродов).

Анализ выражения (5) показывает, что если не учитывать поляризацию электродов, т. е. принять $c = 0$ и $R \to \infty$, то (5) преобразуется в известное решение для двух проводящих сфер с граничными условиями 1-го рода в однородном электрическом поле [3].

Для определения коэффициента преобразования электродных первичных ИП представим выражение (5) в виде

$$U_{изм} = 2hE_x S, \qquad (6)$$

где $2hE_x$ — разность потенциалов неискаженного электрического поля в точках, расположенных на продольных осях электродов; S — статический коэффициент преобразования.

Таким образом, статический коэффициент преобразования первичного ИП с электродами открытого типа с учетом геометрии электродов и электрохимических процессов на них определяется выражением

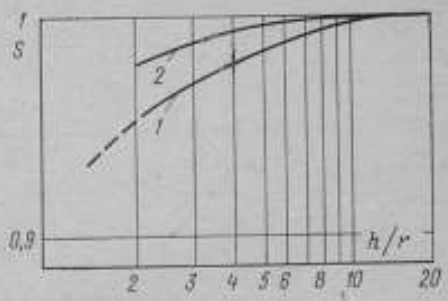


Рис. 2. Изменение коэффициента преобразования при наличии и отсутствии поляризации (кривые 1 и 2 соответственно)

$$S = 2\sqrt{1+\left(\frac{r}{h}\right)^2}\,\frac{\sum\limits_{\lambda=0}^{\infty}\left(\lambda+\frac{1}{2}\right)\left[(1+c)\,e^{(2\lambda+1)\,\eta_0}-1\right]}{\left[(1+c)\,e^{(2\lambda+1)\,\eta_0}-1\right]^{-1}}\left(1-\frac{r_{эл}}{R}\right),$$

где

$$r_{эл} = \frac{1}{\sum\limits_{\lambda=0}^{\infty}\left[(1+c)\,e^{(2\lambda+1)\,\eta_0}-1\right]^{-1}},$$

$r_{эл}$ — сопротивление растекания между электродами.

Расчет коэффициента преобразования осуществляется на ЦВМ «Минск-222» с учетом изменения коэффициента поляризации c от 0,1 до 1 и изменения отношения расстояния между электродами h к радиусу электрода r от 2 до 10 и $R = 10^9$ Ом.

На рис. 2 показано изменение коэффициента преобразования электродных первичных ИП при отсутствии и наличии поляризации ($c = 1{,}0$).

При удалении электродов друг от друга коэффициент преобразования, действительно, стремится к единице. Так, при $h/r = 10$ как с учетом поляризации электродов (при $c \leq 1$), так и без него отклонение коэффициента преобразования от единицы не превышает 0,1%.

Как видно из сравнения кривых на рис. 2, электрохимические процессы на электродах сказываются на значении статического коэффициента преобразования электродных первичных ИП. При предельной поляризации электродов открытого типа на их поверхности может появиться непроводящий поверхностный слой, что приведет к резкому увеличению сопротивления растекания электродов и соответственно к уменьшению коэффициента преобразования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Карплюс У.** Моделирующие устройства для решения задач теории поля. М., Изд-во иностр. литер., 1967, 487 с. с ил.
2. **Смайт В.** Электростатика и электродинамика. М., Изд-во иностр. литер. 1954, 453 с.
3. **Бухгольц Г.** Расчет электрических и магнитных полей. М., Изд-во иностр. литер. 1961, 712 с. с ил.
4. **Зимин Е. Ф., Ларионов В. Д., Коробков О. В.** Электродный датчик как входной преобразователь.— «Труды МЭИ», вып. 107, 1972, с. 37—42.
5. **Феттер К.** Электрохимическая кинетика. М., «Химия», 1967, 856 с. с ил.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 681.325.3 : 534.852.2

Е. Д. Колтик, Л. К. Сафронов,
В. А. Слаев, Э. В. Филиппов

ВНИИМ

ИССЛЕДОВАНИЕ НОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ УГОЛ—КОД НА ОСНОВЕ МАГНИТНОЙ ЗАПИСИ И ПОТОКОЧУВСТВИТЕЛЬНОГО СЧИТЫВАНИЯ

Создание образцовых средств для задания угловых и линейных ускорений при вращении платформ с постоянной или линейно меняющейся скоростью потребовало разработки точных первичных преобразователей угла поворота в число импульсов или угловой скорости вращения в частоту. Одним из таких устройств, отличающихся высокой точностью, надежностью и простотой конструкции, является преобразователь, основанный на бесконтактной магнитной записи—считывании.

Такой преобразователь состоит из магнитного барабана или диска, жестко связанного с поворотной платформой, магнитных головок записи, считывания и стирания, установленных на некотором расстоянии от рабочей поверхности барабана, и электронных блоков записи и считывания. Как правило, при этом используется многоканальная система с записью по различным дорожкам. На одной из дорожек записываются импульсы или перепады намагниченности на заданных угловых расстояниях относительно друг друга, на других — служебные метки, например, метка одного оборота платформы или метки начала и конца записи импульсной последовательности.

В настоящее время в качестве магнитных головок считывания применяются серийно выпускаемые индукционные универсальные или воспроизводящие головки, э. д. с. считывания которых пропорциональна скорости изменения магнитного потока в рабочем зазоре головки. При малых скоростях вращения платформы, т. е. при малой линейной скорости перемещения магнитного слоя относительно головки, э. д. с. считывания уменьшается и становится соизмеримой с уровнем шумов, наводок и фона питания. В этом случае необходимо использовать потокочувствительную магнитную головку считывания.

При построении потокочувствительных магнитных головок (ПМГ) применяются принципы информационно-вычислительной техники, в результате чего созданы трансфлюксорные [1], биаксиальные [2], параметрические [3] ПМГ. К числу недостатков ПМГ следует отнести климатическую неустойчивость, малое отношение сигнал/помеха, недостаточную чувствительность к полезному потоку. Указанные недостатки могут быть устранены, если для усиления потока использовать принципы построения быстродействующих феррит-ферритовых элементов — разнополярное представление двоичных

информационных символов, динамическое смещение, активизацию потока дросселя, полезное использование обратного движения информации [4] двуполярное тактовое питание [5]. В результате проведенной работы были исследованы ПМГ нового типа и определены их основные рабочие характеристики в предположении, что кривая перемагничивания магнитных сердечников аппроксимируется суперпозицией ее линейных участков.

Принцип действия. Тактированная ПМГ (рис. 1, *а*) состоит из основного магнитопровода *1*, выполненного из материала с малым магнитным сопротивлением, на котором намотана обмотка записи $W_{зап}$ модулятора, имеющего две пары C_1 и D_1 перемычек (*2*, *3* и *2'*, *3'*) из материала с ППГ.

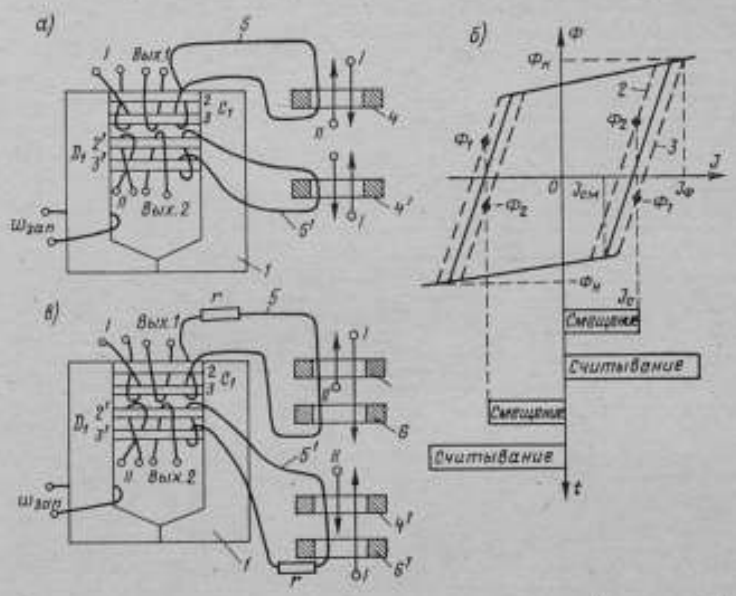


Рис. 1. Схема тактированной потокочувствительной магнитной головки

На каждой паре нанесены обмотки тактового питания I (II), выходная обмотка — Вых. 1 (Вых. 2), обмотка петли связи *5* (*5'*) с нормализующим сердечником *4* (*4'*) и, если используется двуполярная система тактового питания, которая необходима для уменьшения дрейфа нуля, со вспомогательным 6 (6') сердечником (рис. 1, *в*), увеличивающим магнитное сопротивление цепи 5 (5') в моменты съема сигнала с перемычек. Нормализующий сердечник предназначен для уменьшения потока записи в перемычках модулятора, так как при подаче тактового импульса (ТИ) II (I) возникает м. д. с. смещения J_c (рис. 1, *б*) и рабочая точка переводится на участок с большей крутизной. Очевидно, что м. д. с. воспроизведения $J_в$ в одной перемычке пары направлена встречно J_c, а в другой — согласно, поэтому уравнения предельного перемагничивания запишутся в виде

$$J_{в\,max} + J_c = J_ф;$$
$$J_c - J_{в\,max} = J_{ст}, \qquad (1)$$

откуда

$$J_{в\,max} = \frac{J_ф - J_{ст}}{2} \quad \text{и} \quad J_c = \frac{J_ф + J_{ст}}{2},$$

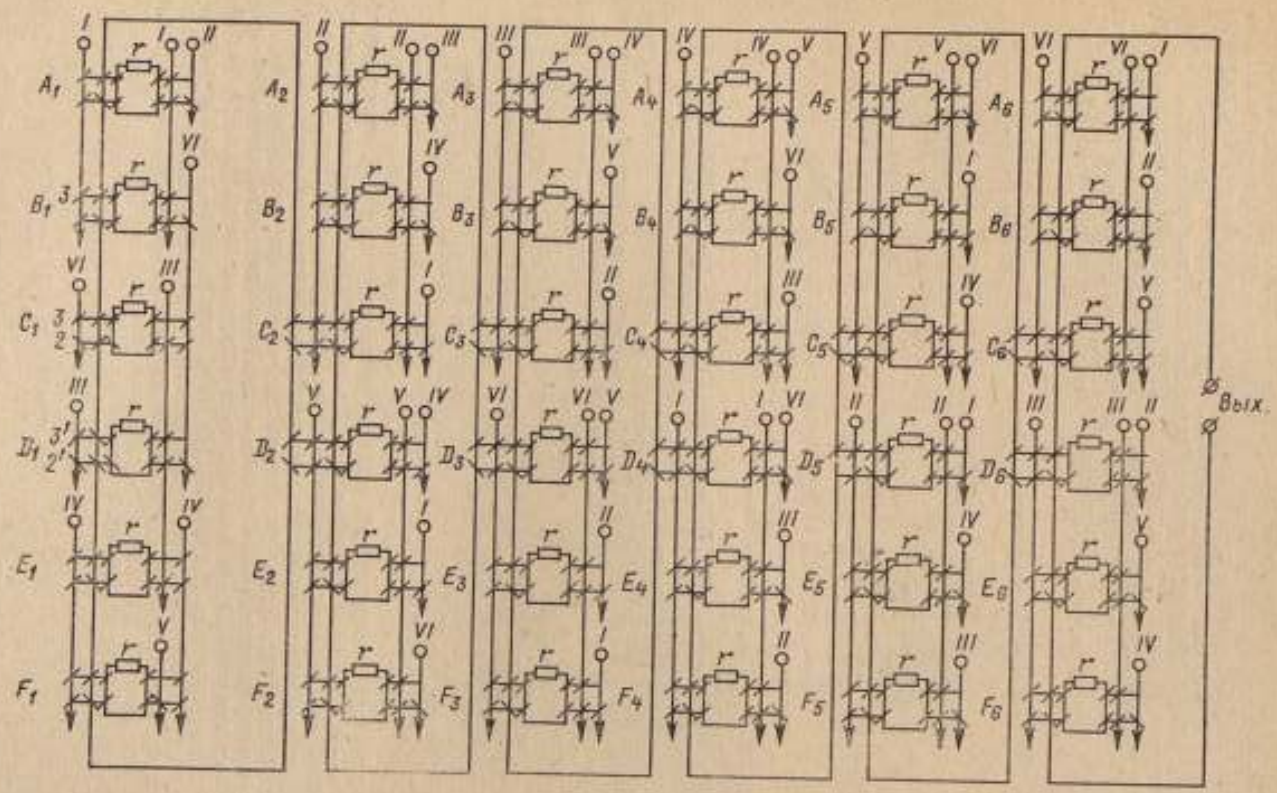


Рис. 2. Схема тактированного магнитного усилителя

де $J_{ст}$ и $J_ф$ — соответственно м. д. с. старта и финиша; $J_{в\,max}$ — максимальная м. д. с. воспроизведения. Пара C_1 (D_1) вместе с нормализующим сердечником образует балансную пару, в которой под воздействием м. д. с. $J_в$ и $J_с$ поток изменяется на величину

$$\Delta\Phi_{б.\,п.} = 2J_в(l + L), \tag{2}$$

где l и L — индуктивность перемычки на пологом и крутом участках гистерезисной петли соответственно.

После снятия м. д. с. $J_с$ балансная пара сохраняет магнитный поток

$$\Delta\Phi_{б.\,п.} = 2J_в L. \tag{3}$$

Таким образом, наличие пары перемычек позволяет уменьшить поток записи в них вдвое. Работу ПМГ поясняют рис. 1 и рис. 2. При переключении потока во второй каскад тактированного магнитного усилителя (ТМУ) с целью ограничения контурного тока в выходной обмотке поставлены дроссели B_1 и E_1, а для повышения коэффициента усиления используются накопители A_1 и F_1. Временная диаграмма импульсов тактового питания приведена на рис. 3.

ТИ VI считывает поток с пары C_1 и подает динамическое смещение в пару B_1, в которую записывает информацию согласно (2). На ТИ I информация считывается с дроссельной пары B_1 и записывается в информационную пару C_2 второго каскада ТМУ. В дальнейшем на ТИ II при считывании информации со второго каскада ТМУ обратная информация запоминается в накопительной паре A_1. На ТИ I информация считывается с пар B_1 и A_1, а суммарный поток вновь переписывается во второй каскад ТМУ, а затем в пару A_1, т. е. происходит накопление полезного сигнала.

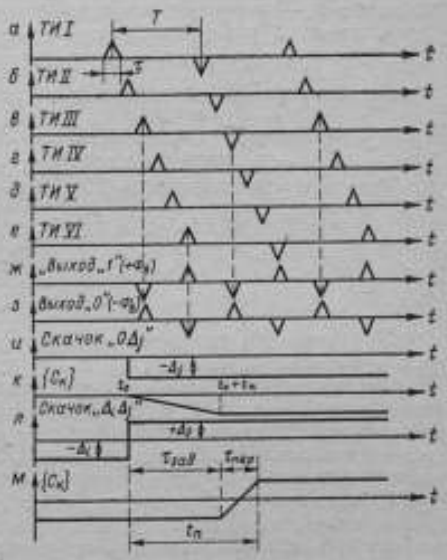


Рис. 3. Временная диаграмма работы ПМГ

Считывание полезного потока с D_1 происходит на ТИ III, при этом в выходной обмотке возникает напряжение, обратное тому, которое наблюдается при считывании на ТИ VI, что позволяет осуществить разнополярное представление информации (рис. 3, *ж*, *з*) и ослабить влияние помехи при разбросе параметров тактовых импульсов и пар C_1 и D_1 (рис. 1, *б*). Запись и передача информации на вход ТМУ на ТИ III, IV, V аналогична процессам на ТИ I, II, VI.

Дальнейшее усиление сигнала происходит в следующих каскадах ТМУ, причем в любом каскаде вначале информация считывается с пар A_i, B_i, C_i, а затем с пар D_i, E_i, F_i. Вследствие того, что сигналы в парах A_i, B_i, C_i (D_i, E_i, F_i) имеют одинаковые фазы, то при записи информации в пару C_i (D_i) за счет обратного контурного тока в выходной обмотке i-го каскада произойдет запись и в E_i (B_i). В этом и заключается основное отличие остальных каскадов ТМУ от первого каскада усиления сигнала.

Качественные характеристики. Оценим быстродействие, чувствительность, разрешающую способность и потребляемую ПМГ (совместно с ТМУ) мощность.

По схеме, приведенной на рис. 2, можно составить уравнения, описывающие состояния пар ТМУ

$$
\begin{gathered}
[A_{j+3+6m} + B_{j+3+6m} + C_{j+3+6m}](1 - \Pi_1) \to C_{j+4+6m}; \\
[C_{j+4+6m}](1 - \Pi_2) \to E_{j+4+6m}; \\
[C_{j+3+6m}](1 - \Pi_3) \to A_{j+2+6m}; \\
[D_{j+6m} + E_{j+6m} + F_{j+6m}](1 - \Pi_1) \to D_{j+1+6m}; \\
[D_{j+1+6m}](1 - \Pi_2) \to B_{j+1+6m}; \\
[D_{j+6m}](1 - \Pi_3) \to F_{j-1+6m},
\end{gathered} \tag{4}
$$

где $\{X\}$ — содержимое ячейки, Π_i — потери на частных циклах перемагничивания; m — число шестерок каскадов; j — номер каскада в шестерке.

Система (4) решалась с использованием ЦВМ при $m = 0, 1, 2, 3$ и $j = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. В нулевом каскаде, с которого сигнал подается в пары C_1 и D_1, хранится поток, относительное значение которого $= \Delta \frac{\Phi_в}{\Phi_н}$, где $\Phi_в$ — поток воспроизведения с носителя, $\Phi_н$ — поток насыщения сердечника ТМУ. При этом $\Delta = \pm 10^{-4}, \pm 10^{-2}, \pm 1$. При определении потерь учитывался коэффициент усиления каскада k, находимый из уравнения

$$k^2 2\varepsilon(1 + 4\varepsilon) + k(11\varepsilon + 106\varepsilon^2 + 224\varepsilon^3) - (1 + 11\varepsilon + 26\varepsilon^2) = 0, \tag{5}$$

где

$$\varepsilon = \frac{l}{L},$$

Уравнение (5) получено в результате анализа контурной схемы замкнутого трехкаскадного ТМУ.

Так как диапазон рабочих температур составляет $\pm 70°$ С, а вследствие этого при постоянной амплитуде тактовых импульсов разброс передних фронтов импульсов тактового питания в рабочем диапазоне достигает 50%, величина ε выбиралась в диапазоне 1/20—1/200 (для сердечников с размерами $1 \times 0{,}7 \times 0{,}35$ мм из материала 0,27 ВТ и 2 ВТ).

Уравнения (4) решаются до тех пор, пока последний каскад ТМУ не входит в режим насыщения, т. е. в нем устанавливается $\Delta_н = 1$. Первоначально во всех каскадах информация стирается, затем подается $\mp \Delta_i$, а когда переходный процесс заканчивается, подается $\pm \Delta_j$, причем $|\Delta_i| \geqslant |\Delta_j|$. Зависимости переходных процессов $t_п/T$ от числа каскадов N представлены на рис. 4, причем пунктирной линией обозначены процессы при подаче $\mp \Delta_i$. Под $t_п$ понимается время, которое складывается из времени задержки $\tau_{зад}$ и времени перехода каскада из первоначального состояния в инверсное $\tau_{пер}$ (рис. 3, *м*). T — период следования тактовых импульсов.

До точки максимума усиление магнитного потока очередным каскадом равно k, а затем $k_н = 1$, поскольку в любом насыщенном каскаде $\Delta_н = 1$. Следовательно, оптимальное число каскадов с учетом минимального времени $t_п$ определяется согласно выражению

$$N_{опт} = \frac{\lg|1|\Delta_j|}{\lg k} + 2. \tag{6}$$

Дополнительное число каскадов обеспечивает надежную работу ПМГ при наличии помех.

После обработки результатов вычислений было получено эмпирическое соотношение, характеризующее быстродействие головки ($N > N_{опт}$)

$$\frac{t_п}{T} = 3g\left[1 - \left(1 + \frac{1}{200\varepsilon}\right)\lg|\Delta_j|\right] + 0{,}7\left(N - 2 + \frac{\lg|\Delta_j|}{\lg k}\right), \tag{7}$$

где $g = 1$, если $|\Delta_i| \leqslant |\Delta_j|$;

$$g = 1 + \ln\left(2\lg\left|\frac{\Delta_i}{\Delta_j}\right|\right), \quad \text{если } |\Delta_i| > |\Delta_j|. \tag{8}$$

Формулы (7) и (8) позволяют оценить влияние мультипликативных помех на быстродействие головки. С увеличением потока с носителя и уменьшением величины ε быстродействие головки возрастает. Для слабых потоков ($\Delta_j = 10^{-4}$) величина $t_п/T = 20—30$, а для средних ($\Delta_j = 10^{-2}$) величина $t_п/T = 14—24$, при $N = 12$ и $\varepsilon = 1/20—1/200$. Поэтому, если ТМУ собирается на сердечниках размерами $1 \times 0{,}7 \times 0{,}35$ мм из материала 0,27 ВТ, предельная частота работы которых $1/T = 300$ кГц, то верхняя граница частотного диапазона ПМГ будет не менее 10 кГц.

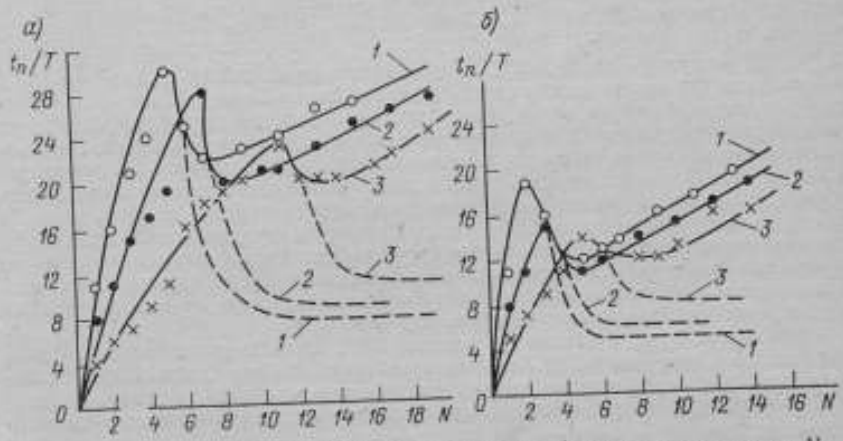


Рис. 4. Зависимость переходных процессов $t_п/T$ от числа каскадов N для *а* — $|\Delta_i| = |\Delta_j| = 10^{-4}$ и *б* — $|\Delta_i| = |\Delta_j| = 10^{-2}$ при значениях ε, равных: *1* — 1/100; *2* — 1/75; *3* — 1/20

Чувствительность головки по напряженности магнитного поля определяется согласно формуле

$$\Delta H = \frac{H_ф - H_{ст}}{2}\Delta_j, \tag{9}$$

где $H_{ст}$ и $H_ф$ — напряженность поля в моменты старта и финиша.

Полагая $\frac{H_ф - H_{ст}}{2} = 80$ А/м, получим $\Delta H = 8 \cdot 10^{-3}$ А/м при $\Delta_j = 10^{-4}$

В работе [6] показано, что феррит имеет собственные шумы $\sim 10^{-2}$ А/м, следовательно, чувствительность головки ограничена тепловыми шумами и шумами Баркгаузена.

Разрешающая способность тактированной ПМГ определяется в основном параметрами системы головка — носитель [7, 8] и может достигать в устройствах точной магнитной записи 50—100 имп/мм.

Мощность P, потребляемая каскадами ТМУ, рассчитывается по формуле

$$P \leqslant \frac{1}{T}\left(48\,\Phi_и N J_с + I_т^2 R \tau_и\right), \tag{10}$$

где $I_т$ — амплитуда тактового тока; R — суммарное сопротивление тактовых шин; $\tau_и$ — длительность тактового импульса.

При $T = 3{,}3$ мкс, $\tau_т = 0{,}5$ мкс, $I_т = 0{,}5$ А, $R = 1{,}5$ Ом и $N = 12$ получим $P = 0{,}3$ Вт. При частотном диапазоне головки $\Delta f = 0—1$ кГц мощность рассеяния снизится до 30 мВт.

Данные расчета показывают, что ТМУ целесообразно выполнять на пермаллоевых сердечниках, изготовленных методом фототравления листового материала, так как снижение P произойдет без сужения Δf.

Результаты эксперимента. Шумы Баркгаузена для сердечников из материала 50 НП толщиной 0,05 мм составляют $6 \cdot 10^{-3}$ А/м при 20° С и $4{,}5 \cdot 10^{-3}$ А/м при 100° С [9]. Уменьшение толщины до 0,02 мм снижает шумы соответственно до $1 \cdot 10^{-3}$ и $0{,}25 \cdot 10^{-3}$ А/м. Исследование модулятора, изготовленного методом фототравления ленточного пермаллоя 50 НП толщиной 0,05 мм и первого каскада ТМУ на пермаллоевых сердечниках размерами $1{,}2 \times 0{,}6 \times 0{,}05$ мм, а остальных каскадов ТМУ на сердечниках, 0,27 ВТ размерами $1 \times 0{,}7 \times 0{,}3$ мм при $\varepsilon = 1/75$ показало, что с учетом дрейфа нуля пороговая чувствительность головки соответствует потоку 10^{-11} Вб в диапазоне ± 70° С. Погрешность совпадения отношения $t_п/T$ с формулой (7) составляет около 30%. Записанная информация воспроизводится практически без сбоев. Известно, что основной причиной снижения достоверности при высокой плотности записи являются выпадения, возникающие из-за снижения сигнала ниже порога срабатывания формирователя [10], а уменьшение порога срабатывания снижает помехозащищенность тракта. Большое значение коэффициента усиления связано со сравнительно большой инерционностью ТМУ, что позволяет интегрировать помеху при высокой чувствительности головки. Чувствительность головки можно искусственно загрубить (ввести пороговое смещение), в этом случае можно воспроизводить информационный сигнал в троичной системе счисления при наличии двух выходов последнего каскада ТМУ.

Исследовалась устойчивость работы ПМГ при 15-процентном разбросе параметров сердечников ТМУ. Помеху обнаружить не удалось, что свидетельствует о соизмеримости потока помехи с шумами Баркгаузена.

Производилась стыковка головки с полупроводниковыми интегральными схемами. Выходное напряжение ТМУ при усилении перепадов $\Delta_f = 10^{-4}$ составляет не менее 15 мВ, поэтому возможно дальнейшее усиление сигнала полупроводниковым интегральным усилителем, которое расширяет область применения головки. Применение согласующего каскада на ферритовых сердечниках между ТМУ и полупроводниковым интегральным усилителем позволяет повысить помехозащищенность тракта связи, поскольку входное сопротивление согласующего каскада весьма мало (близко к нулю), а токи связи достигают долей ампера. В заключение можно сделать следующие выводы.

1. Исследования нового преобразователя угол—код, основанного на магнитной записи и потокочувствительном считывании импульсов, показали, что потокочувствительная магнитная головка, построенная на принципах тактированного усиления, отличается большой устойчивостью и работоспособна в температурном диапазоне ± 70° С при 15-процентном разбросе параметров сердечников балансных пар тактированного магнитного усилителя.

2. Чувствительность потокочувствительной магнитной головки ограничивается тепловыми шумами и шумами Баркгаузена, поэтому для устройств точной магнитной записи целесообразно сердечники балансных пар изготавливать из пермаллоя толщиной 0,02 мм. Абсолютное значение надежно считываемого магнитного потока составляет 10^{-11} Вб, что обеспечивает плотность записи 50—100 имп/мм.

3. Быстродействие потокочувствительной магнитной головки зависит от многих факторов, но определяющими являются значение неконтакта, коэффициент потерь в сердечниках и вид перепада намагниченности. Частотный диапазон ферритовой головки составляет 0—10 кГц.

4. Мощность, потребляемая потокочувствительной магнитной головкой, пропорциональна ее быстродействию и чувствительности и снижается до

нескольких десятков милливатт путем сужения частотного диапазона или замены ферритовых сердечников балансных пар тактированного магнитного усилителя пермаллоевыми сердечниками, изготовленными электролитическим способом в случае печатного нанесения обмоток усилителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Вальков В. М.** Оценка области предельных значений отношения сигналов 1 и 0 для преобразователя угол—код с трансфлюксорным методом считывания.— В сб. «Электронная техника», сер. Микроэлектроника, вып. 5. Изд. ВИНИТИ, 1967, с. 37—46.
2. **Килна А. А.** Модуляционная магнитная головка. Авт. свид. № 294169.— «Бюлл. изобр.», 1971, № 6, с. 156.
3. **Камп Р. С.** Новая система цифровой магнитной записи.— «Экспресс-информация», сер. Вычислительная техника, 1967, М., Изд. ВИНИТИ, № 40, с. 9—17.
4. **Беньон Д. Р.** Цифровая магнитная логика. М., «Мир», 1972, 286 с.
5. **Филиппов Э. В.** Магнитный дискриминатор знака. Авт. свид. № 276518.— «Бюлл. изобр.» 1970, № 23, с. 138.
6. **Константинов В. П., Титов Л. Н.** Магнитные модуляторы с повышенной частотой возбуждения.— В сб. «Магнитные элементы непрерывного действия», М., «Наука», 1972, с. 187—192.
7. **Аксенов В. А., Вичес А. И., Гитлиц М. В.** Точная магнитная запись. М., «Энергия», 1973, 280 с.
8. **Спелнотис Д. Е.** Теория магнитной записи с насыщением.— «Экспресс-информация», сер. Радиолокация, телевидение, радиосвязь, М., Изд. ВИНИТИ, 1966, № 38, с. 1—31.
9. **Higuchi T.** Experimental study of core noise in various ferromagnetic materials.— «IEEE Trans on Magn.», 1971, v. MAG—7, N 2, p. 316—319.
10. **Ворожцов А. С.** Статистика длительности выпадений в тракте магнитной записи — воспроизведения.— «Вопросы радиоэлектроники», сер., Электронно-вычислительная техника, М., Изд. ВИНИТИ, вып. 3, 1970, с. 59—66.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.772.088

Е. Д. Колтик, *А. Д. Хантель*

ВНИИМ

ИЗМЕРЕНИЕ ВРЕМЕННЫХ СООТНОШЕНИЙ СИГНАЛОВ ПРИ НЕРАВНЫХ ЧАСТОТАХ

При измерениях, связанных с определением расстояний между удаленными объектами, а также при изучении явления захватывания генераторов, резонанса N-го рода и т. п. необходимо измерять временной сдвиг — фазовый сдвиг основной волны сигнала и ее гармоник.

Рассмотрим это понятие применительно к сдвигу фаз двух колебаний различных частот. Приняв за начальный момент времени t_0, для более медленного (назовем его первым) гармонического колебания получим

$$x = f_1(\omega_1 t + \varphi_1),$$

для второго

$$y = f_2(\omega_2 t + \varphi_2),$$

где φ_1 и φ_2 — начальные фазы каждого колебания.

Для того чтобы иметь возможность сравнить фазы этих колебаний, необходимо наличие некоторого общего для обоих колебаний критерия. Таким

критерием может быть период повторения первоначальной картины, т. е. частоты колебаний должны быть соизмеримы.

Таким образом, если частоты ω_1 и ω_2 обоих колебаний соизмеримы, то все изменения этих колебаний можно отнести к наименьшей величине, кратной как ω_1, так и ω_2. В этом случае колебания могут быть представлены в виде

$$x = \psi_1 [\omega_2 (\omega_1 t + \varphi_1)];$$
$$y = \psi_2 [\omega_1 (\omega_2 t + \varphi_2)]$$

или

$$\left.\begin{aligned} x &= \psi_1 (\omega_1 \omega_2 t + \omega_2 \varphi_1); \\ y &= \psi_2 (\omega_1 \omega_2 t + \omega_1 \varphi_2). \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

Исходя из разности $\omega_2\varphi_1 - \omega_1\varphi_2$, можно установить некоторые важные соотношения.

Допустим, что ω является наибольшим делителем для ω_1 и ω_2. Тогда

$$\omega_1 = n\omega; \quad \omega_2 = m\omega.$$

Если n и m целые числа и $n < m$, то эта разность будет иметь вид $\omega (m\varphi_1 - n\varphi_2)$.

В этом случае ω определяет частоту повторения всей картины в целом. Период суммарного явления длительнее периода первого из колебаний в n раз и длительнее второго в m раз. Чем ближе отношение $n : m$ к единице, тем длительнее будет период всего явления при одной и той же ω.

Таким образом, сдвиг фаз колебаний с частотами ω_1 и ω_2, являясь линейной функцией времени, определяется выражением

$$\varphi_1 - \varphi_2 = (\psi_{01} - \psi_{02}) + (\omega_1 - \omega_2)\, t,$$

где ψ_{01} и ψ_{02} — начальные фазы сравниваемых колебаний.

Практически сдвиг фаз двух колебаний, имеющих неравные частоты, удобно оценивать в долях периода более быстрого колебания. При всех соотношениях $1 : m$ (где m — любое целое число), сдвиг фаз может находиться в пределах от 0 до $\pm\pi$. При соотношениях $n : m$ (n, m — целые числа) максимальный сдвиг фаз не может превосходить $\varphi_{max} = \pi/n$. Вследствие уменьшения угла φ_{max} при увеличении n понятие сдвиг фаз может потерять всякое практическое значение.

Анализ фигур Лиссажу, вычерчиваемых пятном на экране электронно-лучевой трубки (ЭЛТ) осциллографа, дает возможность определить искомый сдвиг фаз φ. Это может быть сделано путем определения площади фигуры или вычислений, основанных на геометрических соотношениях.

Для определения φ, например, при отношении частот $1 : 2$, можно воспользоваться существующей зависимостью между площадью S получаемой фигуры и углом φ. Если в данном случае имеем два напряжения

$$u_x = U_x \sin \omega t;$$
$$u_y = U_y \sin (2\omega t + \varphi),$$

воздействующие на две взаимно-перпендикулярные пары отклоняющих пластин электронно-лучевой трубки, то

$$\int_0^{\pi} u_y du_x = U_x U_y \omega \int_0^{\pi} \sin (2\omega t + \varphi) \cos \omega t dt.$$

Площадь одной петли восьмерки

$$S = 4/3\, U_x U_y \cos \varphi,$$

$$\varphi = \arccos \frac{3}{4} \frac{S}{U_x U_y}.$$

Аналогичным образом для соотношения 1 : 3 получаем полную площадь фигуры

$$S = \frac{8}{3} U_x U_y \sin \varphi$$

или

$$\varphi = \arcsin \frac{3}{8} \frac{S}{U_x U_y}.$$

В связи с малой точностью при планиметрировании следует считать перспективным определение φ путем вычисления отрезков, отсекаемых фигурами Лиссажу на оси ординат. Последнее особенно целесообразно,* когда соотношения частот вида $1 : m$.

На чувствительность метода при малых углах существенное влияние оказывают гармонические составляющие. В общем случае напряжения, воздействующие на отклоняющие пластины электронно-лучевой трубки, могут быть представлены в виде:

$$u_1 = U_{1m} \varkappa_1 (m\omega t); \quad |\varkappa_1 (m\omega t)| \leqslant 1;$$
$$u_2 = U_{2m} \varkappa_2 (n\omega t + \varphi); \quad |\varkappa_2 (n\omega t)| \leqslant 1. \tag{3}$$

Из соотношений (3) находим

$$t = \frac{1}{n\omega} f_1 \left(\frac{u_1}{U_{1m}} \right),$$

где f_1 — функция, обратная $\varkappa_1$. При этом

$$\frac{\varkappa [f(u)]}{U} = \frac{f[\varkappa(\varphi)]}{\varphi} = 1.$$

Считая, что $y = k_1 u_1$; $x = k_2 u_2$ и исключая из (3) t, получаем

$$\varphi = f_1 \left[\frac{x}{k_2 U_{2m}} \right] - \frac{n}{m} f_1 \left[\frac{y}{k_1 U_{1m}} \right]. \tag{4}$$

Приняв $y = y_0 = \text{const}$ и произведя несложные тригонометрические преобразования, при $\varphi \ll 90°$ будем иметь

$$\varphi \approx f_2' \left[\frac{x_0}{k_2 A_2} \right] \frac{1}{k_2 A_2} x$$

или

$$\varphi = a' x,$$

где a' — коэффициент пропорциональности.

Полагая, что

$$u_1 = \sum_{p=1}^{\infty} E_{1p} \sin (np\omega t + f_{1p});$$

$$u_2 = \sum_{q=1}^{\infty} E_{2q} \sin (nq\omega t + f_{2p} + q\varphi);$$

$$y = k_1 E_1 \sin m\omega t;$$

$$x = k_2 E_2 \sin (n\omega t + \varphi),$$

* См. **Е. Д. Колтик.** Измерительные двухфазные генераторы переменного тока. Изд-во «Стандарты», М., 1968, 198 с. с ил.

получаем

$$t = \varkappa_2(y).$$

Таким образом

$$x = k_2 \sum_{q=1}^{\infty} E_{2q} \sin[qp\omega\varkappa_2(y) + f_{2q} + q\varphi]. \tag{5}$$

Здесь p и q — целые числа.

Ограничиваясь конечным числом членов $q = q_0$ и принимая $\varphi \ll 90°$, в окончательном виде получим $x = a''\varphi$ (где a'' — коэффициент пропорциональности).

Следовательно, наличие гармоник при измерении малых фазовых сдвигов приводит лишь к изменению чувствительности, а линейная зависимость между x и φ сохраняется.

При определении расстояний по скорости распространения электромагнитных волн приходится иметь дело с подсчетом быстрых прохождений циклов фаз по времени. Поэтому описанные способы измерения сдвига фаз оказываются непригодными.

Рассмотрим метод измерения сдвига фаз, основанный на использовании некоторых свойств нелинейных элементов. Если на детектор воздействовать двумя колебаниями, то постоянная составляющая и амплитуды комбинационных гармоник будут существенно зависеть от сдвига между этими колебаниями.

Постоянная составляющая и амплитуда любой из гармоник при плавном изменении сдвига фаз изменяются, при определенных значениях сдвига фаз они будут иметь резко выраженные максимумы и минимумы.

Допустим, что на нелинейный детектор поступают два напряжения, $U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi_1)$ и $U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2)$, сдвиг фаз которых $\omega_2\varphi_{1,2} = \omega_2\varphi_1 - \omega_1\varphi_2$ требуется определить. Здесь $\omega_1 = q\omega$, $\omega_2 = p\omega$, $\omega_1 > \omega_2$.

Зависимость между током и напряжением детекторного устройства в общем случае выражается

$$i = \sum_{k=1}^{s} \alpha_k V^k. \tag{6}$$

Так как

$$V = U_1 \sin(\omega_1 t + \varphi) + U_2 \sin(\omega_2 t + \varphi_2) -$$

— функция времени с периодом, соответствующим наибольшему делителю ω величин ω_1 и ω_2, то (6) можно представить в виде ряда

$$i = I_0 + I_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + I_2 \sin(2\omega t + \varphi_2), \tag{7}$$

где $I_0, I_1, I_2, \ldots, \varphi_1, \varphi_2$ — функции параметров α_k характеристики детектора, а также величин U_1, U_2 и φ_1, φ_2.

Для получения постоянной составляющей тока I_0 в цепи детектора, зависящей от $\varphi_{1,2}$ можно подставить значение V в выражение (6) и приравнять члены, не содержащие времени, к I_0. Как видно, такие члены в выражении для I_0 будут функциями сдвига фаз лишь в том случае, когда в полиноме (6) имеются члены с показателем не ниже суммы чисел q и p.

Например, при $p = q = 1$ наименьшим членом будет 2. Если

$$V = U_1 \sin(\omega t + \varphi_1) + U_2 \sin(\omega t + \varphi_2),$$

то, ограничиваясь в полиноме членом второй степени, получим

$$I_0 = \frac{\alpha_2}{2}\left[U_1^2 + U_2^2 + U_1 U_2 \sin(\varphi_1 - \varphi_2)\right].$$

Допустим, что частоты сравниваемых напряжений относятся как 2 : 3 ($p = 2$, $q = 3$).

Ограничиваясь в выражении (6) членами пятой степени, получим

$$i = I_0 + \alpha_1 V + \alpha_2 V^2 + \alpha_3 V^3 + \alpha_4 V^4 + \alpha_5 V^5; \tag{8}$$

$$V = U_1 \sin(3\omega t + \varphi) + U_2 \sin 2\omega t. \tag{9}$$

Резонансный контур детекторного устройства настроен на частоту ω_1. Тогда

$$I_1 = \sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \sin 2\varphi}, \tag{10}$$

где

$$A = U_1 U_2 \left[\alpha_2 + \frac{3}{4}\alpha_4 \left(U_1^2 + U_2^2\right)\right];$$

$$B = U_1 \frac{U_2^2}{4}\left[3\alpha_3 + 5\alpha_5\left(U_1^2 + \frac{3}{2}U_2^2\right)\right].$$

Если α_4 и α_5 принять равными нулю, т. е. в выражении (8) ограничиться только членом третьей степени, то (10) примет вид

$$I_1 = U_1 U_2 \sqrt{\alpha_1 + \frac{3}{2}\alpha_3\left(\frac{3}{8}\alpha_3 U_2 + \alpha_2 \sin 2\varphi\right)}\ ; \tag{11}$$

$$A = U_1 U_2 \alpha_2;\ B = \frac{3}{4} U_1 U_2^2 \alpha_3.$$

Выражения (10) и (11) дают возможность при неизменных U_2, α_2, α_3, α_4 и α_5 построить зависимость величины амплитуды напряжения частоты ω от сдвига фаз.

Из выражения (11) видно, что экстремальные амплитуды получаются при значениях фаз 45 и 135°, а полный цикл изменения амплитуды соответствует изменению фазы от 0 до 180°.

При $\varphi = 45°$ получим

$$I_{max} = U_1 U_2 \left(\alpha_2 + \frac{3}{4} U_2 \alpha_3\right).$$

при $\varphi = 135°$ амплитуда I_1 принимает минимальное значение

$$I_{min} = U_1 U_2 \left(\alpha_2 - \frac{3}{4} U_2 \alpha_3\right).$$

Следовательно, выбрав рабочую точку на характеристике транзистора или электронной лампы и амплитуду удвоенной частоты таким образом, чтобы разность $\left(\alpha_2 - \frac{3}{4} U_2 \alpha_3\right)$ равнялась нулю, получим 100%-ю глубину модуляции амплитуды сигнала при изменении сдвига фаз от 0 до 180°.

По изменению I_0, I_1, I_2, . . . при постоянных амплитудах исследуемых напряжений можно определять значения сдвига фаз φ. Практически измерения осуществляются при одновременной подаче двух напряжений на нелинейный элемент, нагрузкой которого служит резонансный контур.

Проведенные экспериментальные исследования показали, что рассмотренный метод может быть использован в калибраторах фазы звукового диапазона частот.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.7.025.089.6

А. Я. Безикович, Е. З. Шапиро
ВНИИМ

АНАЛИЗ СТРУКТУР АВТОМАТИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ПОВЕРКИ ПРИБОРОВ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Требование обязательной периодической поверки рабочих средств измерений при массовом выпуске электроизмерительных приборов выполнимо только при создании высокопроизводительных и точных средств поверки. Решению этой проблемы в значительной степени способствует автоматизация поверочных работ, основанная на привлечении новых средств автоматики и вычислительной техники.

Во ВНИИМ создан комплекс автоматической аппаратуры для поверки приборов постоянного тока. В состав этого комплекса аппаратуры входит устройство отсчитывания показаний поверяемых приборов, пригодное в равной степени для приборов переменного тока. Таким образом, при создании высокопроизводительной поверочной аппаратуры переменного тока достаточно разработать автоматические средства определения погрешности поверяемых приборов, которые можно объединить с устройствами отсчитывания показаний.

Настоящая работа посвящена автоматизации процесса поверки амперметров, вольтметров и ваттметров как наиболее точных и широко распространенных приборов для измерения в цепях переменного тока. В статье рассматриваются пути создания поверочных устройств, предназначенных для этих целей.

Методы автоматического определения погрешности приборов на переменном токе

Поверочные системы предназначены для определения разности между номинальным значением поверяемой отметки и фактическим значением входной величины.

В общем случае для определения погрешности прибора необходимы два элемента: мера для создания опорного сигнала с количеством значений, равным числу поверяемых отметок шкалы, и орган непосредственного сравнения — сумматор, позволяющий выделить разность входного и опорного сигналов. Погрешность поверочной аппаратуры в этом случае, в основном, определяется погрешностью меры и масштабных преобразователей входной величины. В связи со значительными трудностями, возникающими при непосредственном сравнении входных величин и мер на переменном токе, в аппаратуре для поверки приборов переменного тока необходим третий элемент — измерительный преобразователь (ИП), с помощью которого осуществляется сравнение входной величины переменного тока с мерой постоянного тока.

Погрешность этого элемента, являющаяся в поверочном устройстве, как правило, доминирующей, может быть представлена в виде двух составляющих. Одна из них, вызванная различием коэффициентов преобразования ИП на переменном и постоянном токе, называемая далее погрешностью перехода ($\gamma_п$), целиком входит в результирующую погрешность аппаратуры. Другая, вызванная отличием коэффициента преобразования ИП от его номинального значения K_0 и называемая погрешностью калибровки ($\gamma_к$), одинакова при преобразовании сигналов переменного и постоянного тока. Эта составляющая погрешности в зависимости от принятой структуры устройства выделения разности входного и опорного сигналов может быть частично или полностью исключена из результирующей погрешности аппаратуры.

Рассмотрим три основных варианта структур устройств для определения погрешности приборов на переменном токе.

В первом варианте (рис. 1, *а*) входная величина, значение которой X представляет собой алгебраическую сумму номинального для данного пока-

зания значения X_0 и погрешности прибора δ, преобразуется измерительным преобразователем с реальным коэффициентом преобразования K и сравнивается на выходе ИП с мерой A, значение которой равно K_0X_0. Сигнал на выходе сумматора равен сумме погрешности поверяемого прибора и полной погрешности ИП, т. е. $\gamma_п + \gamma_к$. Погрешности масштабных преобразователей и меры, входящие в результирующие погрешности всех структур, здесь и далее опущены.

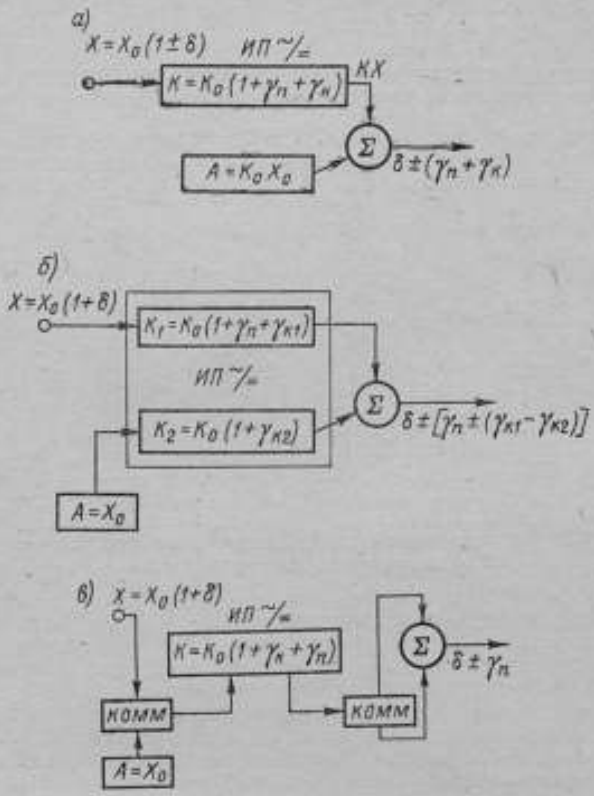


Рис. 1. Структурные схемы устройств для определения погрешностей приборов на переменном токе

Во втором и третьем вариантах преобразованиям в ИП подвергаются и входная величина и мера, причем во втором варианте использовано пространственное разделение каналов преобразования, а в третьем — временное.

При пространственном разделении каналов преобразования (рис. 1, *б*) измеряемая величина и мера преобразуются одновременно с помощью двух идентичных преобразователей. В результирующую погрешность аппаратуры в этом случае входят погрешность перехода $\gamma_п$ и часть погрешности калибровки, вызванная неидентичностью каналов преобразования ($\gamma_{к1}-\gamma_{к2}$).

При временном разделении каналов (рис. 1, *в*) измеренная величина и мера через коммутатор многократно или в два такта за цикл измерения преобразуются одним ИП, выходной сигнал с которого с помощью второго синхронного коммутатора подается на орган сравнения. В этом случае результирующая погрешность аппаратуры минимальна и определяется только

погрешностью перехода $\gamma_п$. Отметим, что применение структурных методов коррекции погрешности в самом ИП, например, итерационного метода, позволяет настолько уменьшить погрешность $\gamma_к$, что первый и третий варианты рассмотренных структур станут эквивалентны по точности. Однако это существенно усложняет аппаратуру, увеличивает ее стоимость и снижает надежность. Метод определения погрешности с временным разделением каналов преобразования, являющийся, по нашему мнению, наиболее перспективным, положен в основу автоматической аппаратуры, разработанной во ВНИИМ.

Аппаратура для определения погрешности ваттметров, амперметров и вольтметров на переменном токе

Временное разделение каналов преобразования входного сигнала и меры может быть использовано в системах разомкнутого и замкнутого типа. На рис. 2, *а*, *б* представлены структурные схемы автоматических устройств

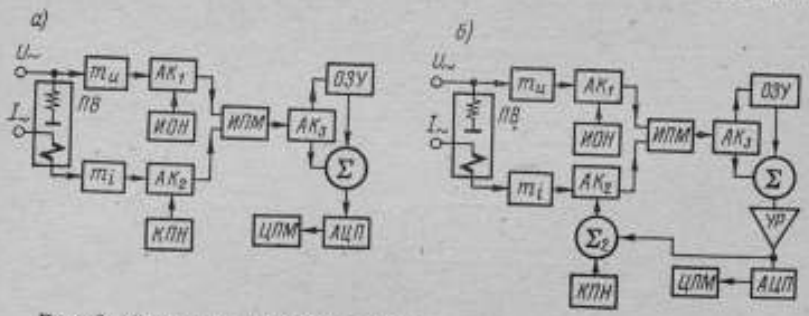


Рис. 2. Структурные схемы автоматических поверочных устройств разомкнутого и замкнутого типа

разомкнутого и замкнутого типа для наиболее сложного вида поверки — поверки ваттметров. При поверке амперметров и вольтметров структуры устройств остаются неизменными, а измерительный преобразователь мощности заменяется преобразователем тока или напряжения.

В обеих системах определение погрешности поверяемого ваттметра производится за два такта, в ходе которых на вход измерительного преобразователя мощности *ИПМ* через автоматические коммутаторы AK_1 и AK_2, управляемые программным устройством, поочередно подаются входные сигналы — переменное напряжение и ток, опорные сигналы от источника опорного напряжения *ИОН* и калибратора постоянного напряжения *КПН*.

В ходе первого такта преобразования системы разомкнутого и замкнутого типа идентичны. Выходной сигнал *ИПМ*, пропорциональный мощности переменного тока, через коммутатор AK_3 поступает в оперативное запоминающее устройство *ОЗУ*, где хранится в течение второго такта измерения. Этот сигнал S_I пропорционален сумме номинального для поверяемой отметки значения мощности W_0, погрешности ваттметра δ, погрешности масштабных преобразователей $\gamma_м$ и погрешности ИПМ $\gamma_п + \gamma_к$, т. е.

$$S_I = K_0 W_0 (1 + \delta + \gamma_м + \gamma_п + \gamma_к).$$

В течение второго такта преобразования на входы ИПМ подаются сигналы постоянного тока от *ИОН* и *КПН*, произведение которых $A = W_0 (1 + \gamma_A)$, где γ_A — суммарная погрешность *ИОН* и *КПН* (погрешность меры). На выходе *ИПМ* в этом случае возникает сигнал

$$S_{II} = K_0 W_0 (1 + \gamma_к + \gamma_A).$$

Сигнал S_{II} поступает на вход сумматора Σ, ко второму входу которого приложен сигнал S_I, хранящийся в *ОЗУ*.

В системе разомкнутого типа разность сигналов S_I и S_{II} является результатом поверки. Она преобразуется в цифровой код и поступает на индикацию и в цифропечатающее устройство

$$\Delta S = S_I - S_{II} = n\delta - n(\gamma_м + \gamma_п + \gamma_A).$$

Первый член правой части этого выражения характеризует погрешность поверяемого прибора, а остальные — погрешность образцовой аппаратуры.

В системе замкнутого типа разность сигналов S_I и S_{II} поступает на вход усилителя рассогласования, выходной сигнал которого суммируется в сумматоре Σ_2 с сигналом *КПН* и подается на вход преобразователя мощности. При достаточно большом коэффициенте усиления в петле обратной связи ΔS стремится к нулю, а напряжение на выходе усилителя рассогласования в установившемся режиме составляет

$$U_{у.р} = n\delta + n(\gamma_м + \gamma_п + \gamma_A + \gamma_{ст} + \gamma_{др}).$$

В результат поверки в данном случае входят еще две составляющие погрешности: погрешность статизма $\gamma_{ст}$, вызванная конечностью петлевого коэффициента усиления, и аддитивная погрешность, $\gamma_{др}$ вызванная шумами и дрейфом усилителя рассогласования.

К достоинству системы замкнутого типа следует отнести то, что в ней измерительный преобразователь служит только индикатором равенства входных и опорных сигналов и, следовательно, не предъявляется никаких требований к стабильности и линейности его функции преобразования.

В системе разомкнутого типа погрешности, вносимые нестабильностью и нелинейностью функции преобразования ИП, полностью не устраняются, но уменьшаются примерно на два порядка. Поскольку в настоящее время создание преобразователей напряжения, тока и мощности с погрешностью от нелинейности и нестабильности функции преобразования менее 1% не вызывает особых трудностей, то это преимущество замкнутых систем несущественно. По всем остальным показателям предпочтение следует отдать системам разомкнутого типа, которые обладают большей точностью, по своей структуре устойчивы, более просты и надежны.

Установка для автоматической поверки амперметров, вольтметров и ваттметров в звуковом диапазоне частот, разработанная во ВНИИМ, выполнена в виде системы разомкнутого типа с термоэлектрическими измерительными преобразователями входных величин. Масштабные преобразователи установки — резистивные с погрешностью, не превосходящей 0,005%. Функцию меры в установке выполняют: источник опорного напряжения с годовой нестабильностью менее 0,003% и температурным коэффициентом 10^{-6} 1/°С, калибратор постоянного напряжения с дискретностью 1/30 В и годовой нестабильностью менее 0,005%. Для хранения результата первого преобразования разработано аналоговое оперативное запоминающее устройство с постоянной времени в режиме хранения информации $\tau = 3000$ с.

Как уже отмечалось, доминирующей составляющей погрешности является погрешность перехода $\gamma_п$ измерительного преобразователя. Особенно значительна эта погрешность в преобразователях мощности при $\cos\varphi \leqslant 0{,}5$.

Исследование мостовых термоэлектрических преобразователей мощности, применяемых в неавтоматических компараторах, показало, что основными источниками их погрешности при малых $\cos\varphi$ являются: изменение тепловых режимов термопреобразователей при замене переменного тока постоянным, асимметрия мостовой цепи, возникающая в ходе компарирования, и отсутствие гальванической связи между цепями тока и напряжения. Последнее не позволяет использовать мостовые преобразователи мощности для поверки электронных ваттметров со связанными цепями тока и напряжения.

Для рассмотренной выше автоматической аппаратуры разработаны новые термоэлектрические преобразователи мощности, реализующие функцию произведения входных сигналов путем вычитания квадрата их разности из суммы квадратов (рис. 3, *а*).

При условии, что выходные сопротивления согласующих усилителей во входных цепях преобразователя малы по сравнению с сопротивлениями нагревателей термопреобразователей, э. д. с. первого термопреобразователя равна сумме квадратов входных сигналов, а э. д. с. второго — квадрату разности. Разность э. д. с. термопреобразователей, пропорциональная мощности, усиливается высококачественным электронным усилителем постоянного тока с модуляцией входного напряжения.

Каналы преобразования тока и напряжения в данном случае идентичны по структуре, а цепи источников тока и напряжения связаны. Благодаря этому повышается точность компарирования при малых cos φ и обеспечивается возможность поверки электронных ваттметров.

Метрологические характеристики преобразователя мощности во многом определяются параметрами согласующих усилителей, используемых как в цепях входных сигналов переменного тока, так и в цепях опорных сигналов постоянного тока. Согласующие усилителя обладают входным сопротивлением более $4 \cdot 10^6$ Ом, выходным сопротивлением менее 0,01 Ом, частотной погрешностью 0,01% при частоте 100 кГц и дрейфом менее 50 мкВ за 1 день.

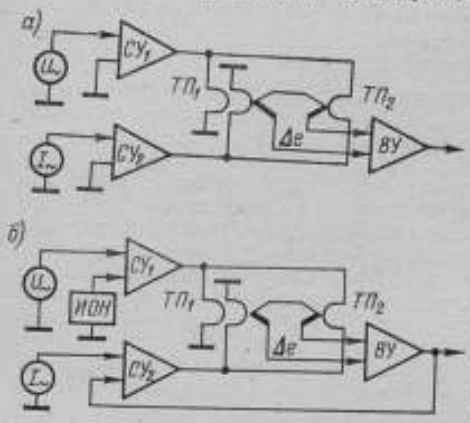


Рис. 3. Структурные схемы измерительных преобразователей мощности

Экспериментальное исследование преобразователя мощности показало, что его погрешность перехода в звуковом диапазоне частот не превосходит 0,02% при cos φ = 1 и 0,1% при cos φ = 0,1.

Рассмотренная структура ИПМ послужила основанием при создании быстродействующего преобразователя мощности с одновременным преобразованием мощностей постоянного и переменного тока (рис. 3, *б*).

Сигналы переменного и постоянного токов, одновременно поступающие на входы преобразователя, вызывают на его выходе разность э. д. с. противоположных знаков. Равенство нулю разности э. д. с. в этом случае соответствует равенству мощностей переменного и постоянного тока.

В схему преобразователя вводится дополнительный источник опорного напряжения, а автоматическое уравновешивание произведения входных сигналов осуществляется цепью обратной связи по постоянному току с выхода преобразователя на один из его «токовых» входов. Если пренебречь погрешностью статизма в системе и аддитивной погрешностью выходного усилителя, то напряжение на выходе усилителя пропорционально мощности переменного тока.

Особенность этого преобразователя состоит в том, что сравнение сигналов переменного и постоянного тока осуществляется в одних и тех же элементах, благодаря чему устраняется типичная для двухканальных устройств погрешность от неидентичности каналов преобразования сравниваемых сигналов. Время преобразования в таком преобразователе не превышает 0,1 с. Преобразователь может быть использован для создания цифровых ваттметров классов 0,05—0,2.

В автоматической поверочной аппаратуре применен более точный одноканальный преобразователь с временем преобразования 3 с. Время, необходимое для определения погрешности на одной отметке и ее регистрации, составляет 5 с, при этом производительность поверки по сравнению с неавтоматическими компараторами повышается более чем в 20 раз.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Безикович А. Я., Шапиро Е. З.** Термоэлектрический компаратор активной мощности. Авт. свид. № 351171,— «Бюлл. изобр.», 1972, № 27.
2. **Шапиро Е. З.** Компаратор мощности переменного тока. Авт. свид. № 346880,— «Бюлл. изобр.» 1972, № 23.
3. **Таубе Б. С., Шапиро Е. З.** О построении образцовых автоматических измерителей переменного тока для поверки электроизмерительных приборов. В сб.: «Устройства и элементы систем автоматизации научных экспериментов», «Наука», Сибирское отделение АН СССР, Новосибирск, 1970.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.317.772

С. Т. Виграненко
ВНИИМ

ЦИФРОВЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ФАЗОВЫХ СДВИГОВ МЕЖДУ ОГИБАЮЩИМИ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫХ И АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В практике электрических измерений возникает необходимость измерения фазовых сдвигов между огибающими сложных сигналов, использующих амплитудную и частотную модуляцию. Так, например, измерение группового времени запаздывания производится путем измерения сдвига фаз между огибающими АМ-сигналов [1]; измерение параметров различных устройств сводится к измерению сдвига фаз между огибающими ЧМ-сигналов, либо между огибающей ЧМ-сигнала и опорным синусоидальным колебанием той же частоты [2].

Для измерения сдвига фаз обычно выделяют модулирующие синусоиды с помощью операции детектирования с последующей фильтрацией. Известно, что операции модуляции и детектирования с фильтрацией вносят дополнительные фазовые сдвиги, поэтому результаты измерений оказываются искаженными; для повышения точности измерения представляет интерес оценка фазовых искажений этих операций, что даст возможность внести поправки. В работе [3] дан анализ фазовых искажений при детектировании для ЧМ-сигнала и показано, что источником фазовых искажений являются фильтры, причем величина фазового сдвига зависит от частоты, типа фильтра и точности настройки; аналогичные выводы сделаны и для АМ-сигнала. Влияние линейных искажений модуляторов при фазовых измерениях в литературе не описано. Ниже предлагаются цифровые методы измерения сдвига фаз между огибающими модулированных сигналов, не требующие применения фильтрации.

Метод интервально-временного декодирования ЧМ-сигналов

В асинхронных системах связи распространен метод опознавания «своего» источника информации путем приема сигнала, состоящего из нескольких импульсов с определенными, известными в месте приема временными интервалами (задержками) между ними. Такой сигнал получил название интервально-временного хода [4]. На приемном пункте такой сигнал декодируется дешифратором, представляющим собой линию задержки (*ЛЗ*) и ключ *И*, входы которого связаны с отводами ЛЗ; последние выбираются таким образом, чтобы воспроизвести временные интервалы входного сигнала. Идея интервально-временного декодирования основана на том, что корреляционная функция кодированного сигнала отлична от нуля только при совпа-

тод интервально-временного декодирования позволяет уменьшить искажения. Для осуществления измерения необходимо выделить характерные точки на модулирующей кривой, например, точку максимума. В работе [6] описан метод измерения сдвига фаз между синусоидальными колебаниями с использованием этой точки; последняя выделяется цифровым методом с использованием точек перехода через нуль. В случае ЧМ-сигнала точки перехода через нуль модулирующего напряжения отсутствуют и поэтому описанный метод не может быть использован непосредственно. Однако в этом случае может быть применен метод декодирования. Функциональная схема такого фазометра показана на рис. 3. Каждый канал фазометра состоит из двух основных узлов:

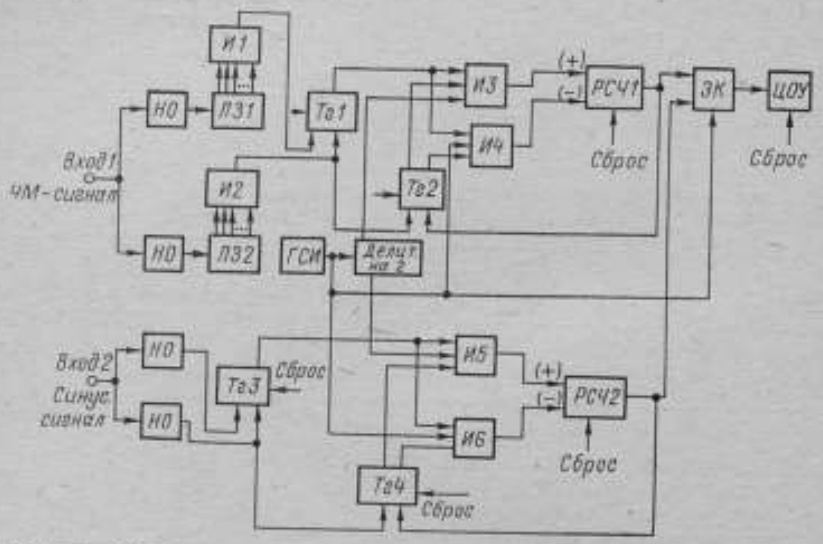


Рис. 3. Функциональная схема фазометра для ЧМ-сигнала и синусоидального колебания

1) формирователя временного интервала, середина которого соответствует максимуму модулирующего или синусоидального напряжения;

2) цифрового устройства, выделяющего короткий импульс, соответствующий середине интервала.

Наибольший интерес представляет узел формирования временного интервала, середина которого соответствует максимуму модулирующей частоты для канала ЧМ-сигнала. Так как модулирующая функция симметрична относительно точки максимума, значения интервалов, по обе стороны этой точки будут одинаковы; отличие состоит в порядке следования интервалов: до точки максимума они убывают по величине, а затем возрастают (см. рис. 1). Если выбрать, например, два интервала τ_1, τ_2 до точки максимума, то после нее они повторяются в обратной последовательности, причем сумма их будет одинаковой. Это позволяет при выборе отводов линии задержки путем отсчета от крайних концов суммарного интервала зафиксировать прямую и обратную последовательности интервалов τ_1, τ_2.

Для соблюдения симметрии декодированных импульсов относительно максимума модулирующей прямая последовательность фиксируется по передним фронтам ШИМ-импульсов (или по точкам перехода через нуль из области отрицательных напряжений в положительную), а обратная — по задним фронтам (или по точкам перехода через нуль из области положительных напряжений в отрицательную), что осуществляется нуль-органами.

Каждая последовательность декодируется отдельным дешифратором, причем отводы обеих линий выбираются одинаковыми для соответствующих точек концов интервала; *Л31* и ключ *И1* декодируют прямую последовательность, *Л32* и ключ *И2* декодируют обратную последовательность. Выходной импульс триггера *Тг1*, образованный с помощью импульсов ключей *И1*, *И2*, несимметричен относительно максимума модулирующей, так как его передний фронт смещен в сторону запаздывания на величину суммарного интервала $\tau_1 + \tau_2$, а середина — на величину $\frac{\tau_1 + \tau_2}{2}$, что должно быть учтено при вычислении фазового сдвига.

Формирование временного интервала, середина которого соответствует максимуму синусоидального напряжения, происходит по точкам перехода через нуль с помощью нуль—органов *3*, *4* и триггера *Тг3*.

Следующим этапом является формирование короткого импульса, момент появления которого соответствует середине выделенного интервала, т. е. деление временного отрезка пополам; эта операция, аналогичная для обоих каналов фазометра, производится цифровым устройством путем заполнения интервала импульсами постоянной частоты, из которых и выделяется срединный импульс. Рассмотрение временной диаграммы деления показывает, что точное деление возможно, если в заданном отрезке времени размещается целое и четное число интервалов, чему соответствует нечетное число импульсов (включая первый, соответствующий фронту). При размещении нечетного числа интервалов деление будет совершено с точностью до периода несущей.

Операция деления на два может быть заменена вычитанием с помощью реверсивного счетчика [6]; из числа импульсов в заданном интервале вычитается число импульсов удвоенной частоты за тот же интервал времени, что осуществляется счетчиками *РСЧ1*, *РСЧ2*; ключи *И3—И6* и триггеры *Тг2*, *Тг4* управляют операциями сложения и вычитания счетчиков.

Деление производится за два периода следующим образом. Ключ *И3* в течение интервала, заданного триггером *Тг1*, пропускает на суммирующий вход счетчика *РСЧ1* импульсы половинной частоты генератора счетных импульсов *ГСИ* (от делителя на два). Триггер *Тг2* в момент начала заполняемого интервала поддерживает ключ *И3* в открытом состоянии, а ключ *И4* — в открытом. Импульс ключа *И2*, соответствующий окончанию заполняемого интервала, опрокидывает триггер *Тг2*, закрывая ключ *И3* и открывая *И4*. В следующий период модулирующей через ключ *И4* импульсы от *ГСИ* поступают на вычитающий вход *РСЧ1*, и в момент установления *РСЧ1* в нулевое состояние на выходе последнего появляется импульс, соответствующий середине интервала, задаваемого триггером *Тг1*; этот импульс возвращает триггер *Тг2* в исходное состояние, закрывая ключ *И4* и открывая ключ *И3*. Далее процесс повторяется в такой же последовательности. Аналогично работает канал синусоидального напряжения.

Измеряемый сдвиг фаз определяется известными выражениями [5] с учетом поправки, вносимой из-за смещения начала заполняемого интервала в канале ЧМ-сигнала; например, для фазометра мгновенных значений

$$\varphi_{мод} = \pi (\tau_1 + \tau_2) f_{мод} \frac{2\pi N f_{мод}}{f_0}.$$

Измерение сдвига фаз между огибающими АМ-сигнала по точке максимума огибающей

Описанный в работе [6] и в предыдущем разделе метод измерения сдвига фаз по точке максимума для синусоидальных колебаний может быть применен для измерения сдвига фаз между огибающими АМ-сигналов, а также между синусоидальным сигналом и огибающей АМ-сигнала. Отличие от известного способа состоит в том, что вместо формирования импульса, симметричного относительно максимума, с последующим заполнением его счетными импульсами высокой частоты используется собственно сигнал для формирования

Для фазометра ЧМ-сигналов характерны обе составляющие погрешности квантования, так как обе операции производятся по одному разу, результирующая погрешность имеет вид (для простоты полагаем, что частоты тактового и квантующего генераторов одинаковы) $\delta_\varphi = \frac{2\pi f_{мод}}{f_0}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{\sqrt{6}}\right)$.

Для фазометра ЧМ и синусоидального сигналов декодирование производится один раз, а квантование по времени — три раза (дважды — при выделении максимума и один раз — при измерении собственно сдвига фаз), поэтому результирующая погрешность определяется выражением $\delta_\varphi = \frac{2\pi f_{мод}}{f_0}\left(\frac{1}{2} + \frac{3}{\sqrt{6}}\right)$. Операции выделения максимума и собственно измерения не связаны между собой, и поэтому их случайные погрешности есть независимые случайные величины; результирующее среднее квадратическое отклонение равно сумме составляющих. Для фазометра АМ-сигналов систематическая погрешность отсутствует, а случайная — оценивается аналогично предыдущему, так как квантование осуществляется трижды

$$\delta_\varphi = 2\pi f_{мод}\left(\frac{1}{f_{вес}}\frac{2}{\sqrt{6}} + \frac{1}{f_0}\frac{1}{\sqrt{6}}\right).$$

Все три метода были проверены экспериментально. Для второго метода, обладающего наименьшей точностью, значение результирующей погрешности имеет порядок десятых долей градуса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Соловьев Н. Н.** Измерительная техника в проводной связи. Ч. 3, М., «Связь», 1971, 303 с.
2. **Пестряков В. Б.** Фазовые радиотехнические системы. М., «Советское радио», 1968, 465 с.
3. **Симонтов И. А.** Линейные искажения в демодуляторах ЧМ-сигналов. В сб.: «Методы помехоустойчивого приема ЧМ- и ФМ-сигналов». М., «Советское радио», 1972, с. 120—130.
4. **Глобус И. А.** Двоичное кодирование в асинхронных системах, «Связь», М., 1972, 107 с.
5. **Орнатский П. П.** Автоматические измерения и приборы», «Вища школа», Киев, 1973, 550 с.
6. **Чиков В. Н.** Цифровой фазометр инфранизких частот. Авт. свид. № 311214.— «Бюлл. изобр.», 1971, № 24.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

УДК 621.391.26:519.21

А. Н. Гуторова, А. К. Колесник

ВНИИМ

УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ КОВАРИАЦИОННОГО МОМЕНТА И ДИСПЕРСИИ

При исследовании случайных стационарных процессов в ряде случаев необходимо определение ковариационного момента, который для центрированных эргодических сигналов описывается выражением:

для непрерывных сигналов

$$\mathrm{cov}_{xy} = \frac{1}{T}\int_0^T x(t)\,y(t)\,dt; \qquad (1)$$

для дискретных

$$\mathrm{cov}_{xy} = \frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} x(k)\, y(k), \qquad (2)$$

где $x(t)$, $y(t)$, $x(k)$, $y(k)$ — входные сигналы по каналам x и y в момент времени t при k-й выборке; T — длительность исследуемой реализации; N — число выборок.

Алгоритм работы прибора для определения ковариационного момента основан на использовании, как видно из выражений (1) и (2), операции перемножения двух значений сигналов и усреднения во времени. Если частотный диапазон исследуемых сигналов лежит в пределах от единиц герц до единиц килогерц, то для построения прибора целесообразно использовать комбинированный аналого-цифровой метод, который обеспечивает максимальную простоту и высокие метрологические характеристики. В рассматриваемом приборе для измерения ковариационного момента (при объединении входов он может измерять и дисперсию) перемножение ординат сигналов осуществляется с помощью время — импульсного метода [1, 2], при этом площадь выходного импульса пропорциональна произведению длительности, связанной линейной зависимостью с величиной сигнала по одному каналу, и амплитуды, пропорциональной мгновенному значению сигнала по другому каналу. Усреднение производится фильтрами низких частот. Этот же способ может быть использован для построения прибора, измеряющего ординаты корреляционной функции, если добавить устройство временной задержки.

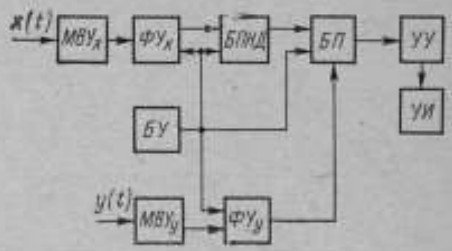


Рис. 1. Структурная схема дисперсиометра-ковариатора

Структурная схема разработанного дисперсиометра-ковариатора (рис. 1) состоит из следующих узлов: $МВУ_x$ и $МВУ_y$ — масштабирующие входные усилители каналов x и y; *БУ* — блок управления, синхронизирующий работу всего прибора; *БПНД* — блок преобразователя напряжения во временной интервал (длительность); *ФУ* — фиксирующие устройства, обеспечивающие запоминание мгновенного значения по каналу x и y; *БП* — блок перемножения, формирующий прямоугольный импульс с площадью, пропорциональной произведению сигналов x и y; *УУ* — устройство усреднения; *УИ* — устройство индикации результата измерения.

Входные сигналы $x(t)$ и $y(t)$ поступают на $МВУ_x$ и $МВУ_y$, где производится их масштабирование до значений, удобных для дальнейшей обработки. Усиленный сигнал $x(t)$ запоминается с помощью фиксирующего устройства $ФУ_x$ и преобразуется во временной интервал $\tau(k)$. Аналогично сигнал $y(t)$ усиливается, фиксируется в те же моменты времени, что и $x(t)$ и поступает на БП, который пропускает сигнал в течение времени, определяемом длительностью импульса с *БПНД*.

Таким образом, на устройство усреднения подается периодическая последовательность импульсов, длительность которых пропорциональна сигналу $x(t)$, а амплитуда — сигналу $y(t)$. Среднее значение (постоянная составляющая) этой последовательности регистрируется блоком *УИ*, в качестве которого может быть использован стрелочный прибор магнитоэлектрической системы или любой другой измеритель постоянного тока.

Функциональная схема прибора показана на рис. 2, временная диаграмма, поясняющая ее работу приведена на рис. 3. Такт работы определяется задающим генератором *ЗГ*, импульс с выхода которого через согласующие элементы перебрасывает триггер *Т1*, при этом запускается генератор линейно падающего напряжения *ГПН*.

С началом такта работы от переднего фронта импульса *ЗГ* открывается ключ фиксирующего устройства. Входной сигнал $y(t)$ поступает на усилитель $У_y$, аналогичный $У_x$, с выхода которого через открытый ключ подается на вход запоминающего устройства $ЗУ_y$. Выход *ЗУ* подключен на вход ключей *К1* непосредственно и *К2* через инвертор Инв-2.

В момент t_1 открывается ключ *К1* или *К2* и напряжение канала y поступает на вход усредняющего устройства и индикацию. Полярность выходного напряжения зависит от сочетания полярностей входных сигналов и определяется тем, проходит ли сигнал канала y на выход через ключ *К2* или после инвертирования через ключ *К1*. Погрешность прибора состоит из погрешностей: блоков усиления и инвертирования по каналам x и y, фиксирующих устройств по обоим каналам; блока преобразования напряжения во временной интервал; выходных ключей; интегрирующего устройства и отсчетного устройства.

Погрешности аналоговых узлов — ключей и инверторов — при использовании интегральных прерывателей в качестве ключей и операционных усилителей со 100%-й отрицательной обратной связью в качестве инверторов пренебрежимо малы. Погрешности входных усилителей, в основном, обусловлены температурным дрейфом выходных уровней и для предельных значений входных сигналов не менее 0,1 В не превышают 0,1—0,2% при изменении температуры на ± 10° С.

Погрешность преобразования $U_x \to \tau$ определяется нелинейностью, нестабильностью наклона генератора линейно падающего напряжения, изменением порога срабатывания устройства сравнения и, как показал эксперимент, не превышает в целом 0,5%; эта величина может быть уменьшена до 0,1% при некотором усложнении узлов прибора.

Погрешность устройств фиксации определяется в основном возможными величинами постоянных заряда и разряда, которые зависят от схемной реализации этих узлов. Для увеличения сопротивления разряда выход *ФУ* подключается ко входу операционного усилителя, охваченного 100%-й отрицательной обратной связью. Сопротивление заряда снижено за счет подключения конденсатора памяти к выходу операционного усилителя со 100%-й отрицательной обратной связью. Заряд конденсаторов памяти происходит за фиксированный интервал времени, который определяется длительностью импульсов *ЗГ*. Погрешность из-за недозаряда зависит от скорости изменения входного сигнала и для синусоидальной формы последнего равна

$$\delta_з = \frac{U - U_c}{U} = \sin(\omega t + \psi) - a\cos(\omega t + \psi - \varphi) + a\cos(\psi - \varphi)\, e^{-\frac{t_з}{\tau_з}}; \quad (3)$$

$$a = \sqrt{1 + \omega^2 \tau_з^2};$$

где U — мгновенное значение запоминаемого напряжения; $r_з$ — сопротивление цепи заряда ($r_з \approx 100$ Ом); $\omega = 2\pi f$ — частота входного сигнала; $\varphi = \operatorname{arctg}\left(-\frac{1}{\omega\tau_з}\right)$; $\tau_з = r_з c$ — постоянная заряда; $t_з$ — время заряда ($t_з = 300$ мкс). Время разряда конденсатора памяти изменяется пропорционально величине входного сигнала и определяется выражением

$$\delta_р = 1 - e^{\frac{-t_р}{\tau_р}}$$
$$\text{при } \frac{t_р}{\tau_р} \ll 1; \quad \delta_р \approx \frac{t_р}{\tau_р}. \quad (4)$$

Наибольшая величина $t_р$ равна максимальной длительности пилообразного напряжения, которое для правильной работы прибора должно быть немного меньше четверти периода наивысшей рабочей частоты входного сигнала. Результирующая погрешность *ФУ* является суммой составляющих

из-за недозаряда и разряда конденсаторов, первая из которых связана с частотными свойствами сигнала, вторая — с его величиной. Для интегрирующего устройства представляет интерес среднее квадратическое отклонение погрешности. Для синусоидального сигнала несложно показать, используя выражение (3), что среднее квадратическое значение погрешности, усредненное за период сигнала

$$\sigma_з^2 = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} \delta_з^2 d\psi = \frac{1}{2}\left\{1 + a^2\left(1 + e^{\frac{-2t_з}{\tau_з}}\right) + \right.$$

$$\left. + 2a\left[e^{\frac{-t_з}{\tau_з}} \sin(\omega t_з + \varphi) - \sin\varphi - ae^{\frac{-t_з}{\tau_з}} \sin\omega t_з\right]\right\}. \quad (5)$$

Среднее значение времени разряда связано с распределением амплитуд сигнала $U(x)$. Так, для равновероятного закона имеем

$$t_{0\,р} = \frac{t_{р\,max}}{\pi}. \quad (6)$$

Для усредненного значения погрешности за период сигнала погрешность ФУ находим при совместном решении уравнений (3) и (4) с учетом (5) и (6). Как показали расчеты, эта погрешность не превышает 0,8—1,0% для сигнала с равновероятным распределением по амплитуде и частоте в диапазоне от 1 Гц и до 1 кГц.

При использовании в качестве индикатора стрелочного прибора постоянного тока (тип М-4204, кл. 1,5) последний выполняет и функцию усреднителя. Для снижения рабочего диапазона прибора до частот порядка 1 Гц постоянная времени прибора увеличивается подключением параллельного ему конденсатора емкостью 4000 мкФ.

Для снижения погрешности измерителя и возможности подключения его к записывающему устройству в приборе предусмотрен режим работы с импульсным детектированием. Для этого к выходам ключей *К1* и *К2* подсоединяется *RC*-цепь. Погрешность импульсного детектора *ИД* обусловлена нелинейностью его передаточной характеристики и нестабильностью коэффициента передачи. Для определения параметров *ИД*, при которых удовлетворяются точностные требования, необходимо найти выражения для напряжения на выходе детектора в установившемся режиме. Наиболее просто это находится для случая, когда выходной сигнал *ИД* — последовательность импульсов с постоянной длительностью и амплитудой, выходное напряжение *ИД* после поступления n импульса описывается выражением [4]:

$$U(n) = E\,\frac{R_р}{R_з + R_р}\,\frac{\left(1 - e^{\frac{-t_и}{\tau_з}}\right)e^{-\frac{T-t_и}{\tau_р}}\left[1 - e^{-n\left(\frac{t_и}{\tau_з} + \frac{T-t_и}{\tau_р}\right)}\right]}{\left[1 - e^{-\left(\frac{t_и}{\tau_з} + \frac{T-t_и}{\tau_р}\right)}\right]}, \quad (7)$$

где $\tau_з$, $\tau_р$ — постоянные времени цепей заряда и разряда соответственно; $t_и$, T — длительность импульса и период его повторения.

Анализ выражения (7) показывает, что напряжение на выходе *ИД* будет пропорционально произведению амплитуды и длительности его входных импульсов только при соблюдении условия $\tau_з = \tau_р$. Разложив в выражении (7) экспоненциальные члены в степенной ряд и ограничиваясь первыми тремя членами при $\frac{t_и}{\tau} \ll 1$; $\frac{T}{\tau} \ll 1$ и $\tau_з = \tau_р = \tau$ для установившегося режима,

документы, определяющие классы случайных процессов, однако в ряде работ [1, 2] предпринята попытка решения этой проблемы.

Пользуясь классификацией, предлагаемой в работе [2], из множества классов случайных процессов можно выделить периодические нестационарные случайные процессы, изучение которых является важным этапом во многих исследованиях. Так, изучение периодических нестационарных случайных процессов играет важную роль при оценке помехоустойчивости электро- и радиоэлектронной аппаратуры.

Для периодических нестационарных случайных процессов справедливы соотношения

$$M\{X(t)\} = M\{X(t+T)\}; \tag{1}$$

$$R\{t, t+\tau\} = R\{t+T; t+\tau+T\}, \tag{2}$$

которые показывают, что математическое ожидание M и корреляционная функция R процесса $X(t)$ являются периодическими функциями с периодом T. Так, например, процесс вида

$$Y(t) = X(t) + \varphi(t), \tag{3}$$

где $X(t)$ — стационарный случайный процесс, $\varphi(t)$ — периодическая детерминированная функция, имеет периодическое по времени математическое ожидание $m_Y(t) = m_X + \varphi(t)$.

Процесс вида

$$\eta(t) = F(t)\xi(t), \tag{4}$$

где $F(t)$ — периодическая детерминированная функция, а $\xi(t)$ — стационарный случайный процесс, имеет периодическую по времени корреляционную функцию

$$R_{\eta\eta}(t, \tau) = F(t)F(t+\tau)R_{\xi\xi}(\tau)$$

и математическое ожидание

$$M\{\eta(t)\} = F(t)M\{\xi(t)\}.$$

Очевидно, что корреляционная функция процесса, описываемого формулой (3), равна корреляционной функции стационарного случайного процесса $X(t)$.

В работе [1] показано, что процессы, описываемые соотношением (4), обладают нормированной корреляционной функцией второго порядка, не зависящей от момента начала отсчета

$$K_{\eta\eta}(t_1, t_2) = \frac{K_{\eta\eta}(t_1, t_2)}{\sqrt{D_\eta(t_1)D_\eta(t_2)}}, \tag{5}$$

где $D_\eta(t_1)$, $D_\eta(t_2)$ — значения дисперсии $D(t)$ процесса $\eta(t)$ соответственно в моменты времени t_1, t_2.

Процессы вида (3), (4) относятся к классу приводимых к стационарным процессам. Аспекты стационаризации нестационарных процессов изложены подробно в работе [3].

Указанные выше свойства процессов, описываемых выражениями (3), (4), могут быть положены в основу построения аппаратуры, предназначенной для определения корреляционных характеристик таких процессов. Решение задачи предполагает приведение нестационарных процессов вида (3), (4) к стационарным, корреляционные характеристики которых можно определить известными способами [4]. Нестационарный процесс, описываемый формулой (3), приводится к стационарному путем его центрирования, т. е.

$$\mathring{Y}(t) = Y(t) - m_Y(t).$$

Поскольку $m_Y(t) = m_X + \varphi(t)$, то $\mathring{Y}(t) = \mathring{X}(t)$.

Как уже было отмечено, корреляционная функция процесса $Y(t)$ равна корреляционной функции стационарного процесса $X(t)$, т. е.

$$R_{YY}(t_1, t_2) = R_{XX}(\tau).$$

Нестационарный случайный процесс, описываемый выражением (4), имеет нормированную корреляционную функцию второго порядка, не зависящую от момента начала отсчета.

Рассмотрим два метода определения нормированной корреляционной функции второго порядка нестационарного случайного процесса вида (4). Оба эти метода предполагают стационаризацию исследуемого процесса.

Пусть m_ξ — математическое ожидание стационарного случайного процесса $\xi(t)$. Тогда математическое ожидание процесса $\eta(t)$ и может быть записано в виде

$$m_\eta(t) = F(t)\, m_\xi, \tag{6}$$

Центрируя $\eta(t)$, получим

$$\overset{\circ}{\eta}(t) = \eta(t) - m_\eta(t) = F(t)\, \overset{\circ}{\xi}(t), \tag{7}$$

Обозначим

$$\overset{\circ}{Z}(t) = \frac{\overset{\circ}{\eta}(t)}{m_\eta(t)}. \tag{8}$$

Очевидно, что

$$\overset{\circ}{Z}(t) = \frac{\overset{\circ}{\xi}(t)}{m_\xi}. \tag{9}$$

Корреляционная функция процесса $\overset{\circ}{Z}(t)$ имеет вид

$$R_{ZZ}(t_1, t_2) = M\{\overset{\circ}{Z}(t_1)\overset{\circ}{Z}(t_2)\}. \tag{10}$$

Учитывая, что процесс $\overset{\circ}{Z}(t)$ — стационарный, ввиду стационарности $\xi(t)$ и $m_\xi = \text{const}$ выражение (10) может быть записано в таком виде

$$R_{ZZ}(\tau) = M\{\overset{\circ}{Z}(t)\overset{\circ}{Z}(t+\tau)\}$$

или

$$R_{ZZ}(\tau) = \frac{1}{m_\xi^2} M\{\overset{\circ}{\xi}(t)\overset{\circ}{\xi}(t+\tau)\} = \frac{1}{m_\xi^2} R_{\xi\xi}(\tau).$$

Определим $R_{ZZ}(\tau)$ для $\tau = 0$

$$R_{ZZ}(0) = \frac{1}{m_\xi^2} D_\xi,$$

где D_ξ — дисперсия стационарного процесса $\xi(t)$.

Определим нормированную корреляционную функцию второго порядка процесса $\overset{\circ}{Z}(t)$

$$K_{ZZ}(\tau) = \frac{R_{ZZ}(\tau)}{R_{ZZ}(0)}.$$

Очевидно, что

$$K_{ZZ}(\tau) = \frac{R_{\xi\xi}(\tau)}{D_\xi} = K_{\xi\xi}(\tau) = K_{\eta\eta}(\tau). \tag{11}$$

Этот же результат может быть получен иным путем. Пусть $D_\eta(t)$ и $\sigma_\eta(t)$ — соответственно дисперсия и среднее квадратическое отклонение процесса $\eta(t)$, определяемые соотношениями

$$D_\eta(t) = F^2(t)\, D_\xi,$$

$$\sigma_\eta(t) = F(t)\, \sigma_\xi.$$

Обозначим

$$\overset{\circ}{W}(t) = \frac{\overset{\circ}{\eta}(t)}{\sigma_\eta(t)}. \tag{12}$$

Очевидно, что

$$\overset{\circ}{W}(t) = \frac{\overset{\circ}{\xi}(t)}{\sigma_\xi}.$$

Функция $\overset{\circ}{W}(t)$ — стационарная, так как стационарен процесс $\overset{\circ}{\xi}(t)$ и $\sigma_\xi = \text{const}$.

Корреляционная функция второго порядка процесса $\overset{\circ}{W}(t)$ имеет вид

$$R_{WW}(\tau) = M\{\overset{\circ}{W}(t)\, \overset{\circ}{W}(t+\tau)\}$$

или

$$R_{WW}(\tau) = \frac{1}{\sigma_\xi^2} M\{\overset{\circ}{\xi}(t)\, \overset{\circ}{\xi}(t+\tau)\} = \frac{R_{\xi\xi}(\tau)}{D_\xi},$$

т. е.

$$R_{WW}(t) = K_{\xi\xi}(\tau).$$

Из изложенного выше следует, что процесс аппаратурного определения корреляционных характеристик сигналов вида (3), (4) может быть разбит на два этапа. Первый этап предполагает приведение исследуемого нестационарного сигнала к стационарному виду. Так, при определении корреляционной функции $R_{YY}(\tau)$ сигнала $Y(t)$, последний путем центрирования был приведен к стационарному сигналу $\overset{\circ}{X}(t)$.

При определении нормированной корреляционной функции второго порядка $K_{\eta\eta}(\tau)$ исследуемый сигнал $\eta(t)$ приводится в одном случае к стационарному процессу $\overset{\circ}{Z}(t)$ или к процессу $W(t)$ — в другом случае.

Второй этап определения корреляционных характеристик сигналов вида (3), (4) сводится к вычислению таких характеристик стационарных процессов, к которым были приведены исследуемые процессы. Методы реализации второго этапа не представляют трудностей и достаточно известны из литературы [4].

Использование в аппаратурном анализе нестационарных случайных процессов метода стационаризации связано в общем случае с рядом трудностей [3]. Однако этот метод может быть эффективно применен для определения корреляционных характеристик периодических нестационарных случайных процессов вида (3), (4).

Как уже было показано, приведение нестационарных процессов вида (3) к стационарным может быть осуществлено путем их центрирования, а стационаризация процессов вида (4) — центрированием последнего с последующим делением на текущее значение математического ожидания или среднего квадратического отклонения. Следовательно, необходимым этапом стационаризации процессов (3), (4) является определение текущих значений этих характеристик.

Известно, что текущие характеристики случайных процессов могут быть определены, в общем случае, по ансамблю реализаций процесса. Однако текущие значения математического ожидания и дисперсии периодических нестационарных случайных процессов вида (3), (4) могут быть определены при

помощи метода синхронного (когерентного) накопления (усреднения) выборок. Этот метод используется для выделения периодических сигналов на фоне шумов и широко известен в исследованиях ядерного магнитного резонанса [5].

Рассмотрим принципы построения алгоритма работы устройства, предназначенного для определения корреляционных характеристик процессов вида (3), (4).

Пусть имеется реализация L (рис. 1) периодического нестационарного случайного процесса описываемого выражением (3). Требуется определить дискретные значения корреляционной функции $R_{YY}(\tau)$ при изменении аргумента τ в пределах от 0 до некоторого значения τ_{max}.

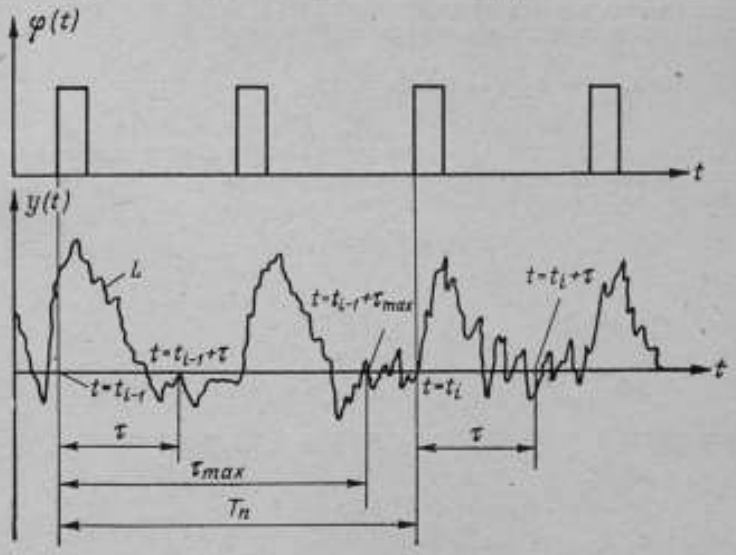


Рис. 1. График, поясняющий алгоритмы определения корреляционных характеристик периодических нестационарных случайных сигналов

Разобъем реализацию L на n отрезков длительностью бо́льшей или равной τ_{max} таким образом, чтобы начало каждого отрезка соответствовало определенной фазе периодического сигнала $\varphi(t)$. Рассматривая эти отрезки как n реализаций некоторого случайного процесса, определим характеристики последнего по ансамблю.

Обозначим символом t_0 момент времени, соответствующий началу первого отрезка реализации L. Начало второго отрезка соответствует моменту

$$t_1 = \left\{E\left[\frac{\tau_{max}}{T_\varphi}\right] + 1\right\} T_\varphi + T_0,$$

где T_φ — период следования сигнала $\varphi(t)$;

$E\left[\frac{\tau_{max}}{T_\varphi}\right]$ — целая часть дроби $\frac{\tau_{max}}{T_\varphi}$.

Обозначим

$$T_{пр} = \left\{E\left[\frac{\tau_{max}}{T_\varphi}\right] + 1\right\} T_\varphi.$$

Величина $T_{пр}$ представляет собой период следования выборок (отрезков) исследуемого процесса. Момент t_2 соответствует началу третьего отрезка и определяется соотношением

$$t_2 = T_{пр} + t_1$$

или

$$t_2 = t_0 + 2T_{пр}.$$

В общем случае момент времени, соответствующий началу i — выборки,

$$t_{i-1} = t_0 + (i-1)\,T_{пр} \tag{13}$$

Рассмотрим множество отрезков реализации L как ансамбль реализаций; математическое ожидание процесса $Y(t)$ на участке длительностью $0 \div \tau_{max}$ можно представить в виде

$$m_Y(t) = m_Y(\tau) = \lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр} + \tau], \tag{14}$$

где $[Y(t_0 + (i-1)\,T_{пр} + \tau]$ — ордината процесса $Y(t)$ в момент времени, соответствующий сдвигу τ от начала i — выборки.

Центрируя процесс $Y(t)$, получим

$$\overset{\circ}{Y}(t) = Y(t) - m_Y(t)$$

или для i-выборки

$$\overset{\circ}{Y}_i(\tau) = Y_i(\tau) - m_Y(\tau) = Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр} + \tau] -$$

$$- \lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр} + \tau]. \tag{15}$$

Автокорреляционная функция процесса $Y(t)$ определяется соотношением

$$R_{YY}(\tau) = M\,\{\overset{\circ}{Y}(t)\,\overset{\circ}{Y}(t+\tau)\}.$$

Учитывая (15), получим

$$R_{YY}(\tau) = \lim_{N\to\infty} \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left\{ Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр}] - \lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр}] \right\} \times$$

$$\times \left\{ Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр} + \tau] - \lim_{n\to\infty} \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр} + \tau] \right\}.$$

Ввиду того, что время эксперимента ограничено и длительность реализации изучаемых процессов конечна, вычисление корреляционной функции $R^*_{YY}(\tau)$ производится статистически, без предельного перехода, т. е.

$$R^*_{YY}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left\{ Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр}] - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр}] \right\} \times$$

$$\times \left\{ Y\,[t_0 + (i-1)\,T_{пр} + \tau] - \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр} + \tau] \right\}. \tag{16}$$

Приняв

$$S_n(\tau) = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^{n} Y\,[t_0 + (j-1)\,T_{пр} + \tau].$$

Получим

$$R_{YY}(\tau)=\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\{Y[t_0+(i-1)T_{пр}]-S_n(0)\}\times$$
$$\times\{Y[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau]-S_n(\tau)\}. \quad (17)$$

Рассуждая аналогичным образом, найдем алгоритм определения по одной реализации нормированной корреляционной функции $K^*_{\eta\eta}(\tau)$ процесса, описываемого выражением (4).

Математическое ожидание $m_\eta(t)$ процесса $\eta(t)$ на отрезке $t+t+\tau$ может быть представлено в виде

$$m_\eta(\tau)=\lim_{n\to\infty}\frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n}\eta[t_0+(j-1)T_{пр}+\tau].$$

или

$$S'_n(\tau)=\frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n}\eta\left[t_0+(j-1)T_{пр}+\tau\right]. \quad (18)$$

Выражение для текущего значения центрированного процесса $\overset{\circ}{\eta}(t)$ на i-отрезке реализации имеет вид

$$\overset{\circ}{\eta}_i(\tau)=\eta[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau]-\lim_{n\to\infty}\frac{1}{n}\sum_{j=1}^{n}\eta[t_0+(j-1)T_{пр}+\tau].$$

С учетом (18) получим

$$\overset{\circ}{\eta}(\tau)=\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau\right]-S'_n(\tau). \quad (19)$$

Введем вспомогательную функцию (8), которая с учетом (18), (19) примет вид

$$\overset{\circ}{Z}(\tau)=\frac{\overset{\circ}{\eta}(\tau)}{m_\eta(\tau)}=\frac{\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau\right]-S'_n(\tau)}{S'_n(\tau)}. \quad (20)$$

Как было показано выше (11), нормированная корреляционная функция второго порядка процесса $\overset{\circ}{Z}(t)$ равна нормированной корреляционной функции процесса $\eta(t)$.

Учитывая (20), выражение (11) можно переписать в таком виде

$$K^*_{\eta\eta}(\tau)=$$
$$=\frac{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\frac{\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}\right]-S'_n(0)}{S'_n(0)}\,\frac{\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau\right]-S'_n(\tau)}{S'_n(\tau)}}{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left\{\frac{\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}-S'_n(0)\right.}{S'_n(0)}\right\}^2}.$$

После преобразования окончательно будем иметь

$$K^*_{\eta\eta}(\tau)=$$
$$=\frac{S'_n(0)\sum_{i=1}^{N}\left[\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}\right]-S'_n(0)\right]\left[\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}+\tau\right]-S'_n(\tau)\right]}{S'_n(\tau)\sum_{i=1}^{N}\left[\eta\left[t_0+(i-1)T_{пр}\right]-S'_n(0)\right]^2} \quad (21)$$

Формула (21) удобна для вычисления нормированной автокорреляционной функции нестационарных случайных процессов вида (4) в том случае, когда математическое ожидание последних не равно 0. Если математическое ожидание исследуемого процесса равно 0, то суммы $S_n^{'}(\tau)$ стремятся к 0 при $n \to \infty$. Числитель и знаменатель дроби (21) также стремятся к 0, и для определения нормированной автокорреляционной функции по этой формуле необходимо раскрыть неопределенность вида $\frac{0}{0}$. При этом становится невозможным образование вспомогательной функции вида (20), так как ее знаменатель обращается в 0.

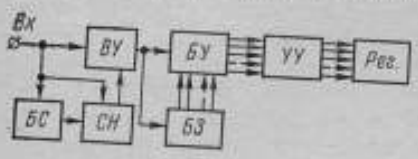


Рис. 2. Блок-схема устройства для определения корреляционных функций сигналов периодически нестационарных по математическому ожиданию

Выше был рассмотрен возможный вариант определения нормированной корреляционной функции процесса вида (4). В этом случае нестационарный процесс $\eta(t)$ приводится к стационарной функции $\overset{\circ}{W}(\tau)$, не зависящей от величины математического ожидания $m_\eta(t)$.

Для того чтобы образовать вспомогательную функцию $\overset{\circ}{W}(\tau)$, определим текущую дисперсию $D_\eta(\tau)$ процесса $\eta(t)$ на отрезке изменения аргумента τ в пределах от 0 до τ_{max}

$$D_\eta^*(\tau) = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left\{\eta\left[t_0 + (k-1)T_{пр}\right] - S_n^{'}(0)\right\}^2 \qquad (22)$$

Учитывая (22), выражение (12) можно переписать в виде

$$\overset{\circ}{W}(\tau) = \frac{\eta\left[t_0 + (i-1)T_{пр} + \tau\right] - S_n^{'}(\tau)}{\sqrt{\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\left\{\eta\left[t_0 + (k-1)T_{пр} + \tau\right] - S_n^{'}(\tau)\right\}^2}}.$$

Так как $R_{\overset{\circ}{W}\overset{\circ}{W}}(\tau) = K_{\eta\eta}(\tau)$, то справедливо соотношение

$$K_{\eta\eta}^*(\tau) = \frac{\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left\{\eta\left[t_0 + (i-1)T_{пр}\right] - S_n^{'}(0)\right\}\left\{\eta\left[t_0 + (i-1)T_{пр} + \tau\right] - S_n^{'}(\tau)\right\}}{\frac{1}{M}\sqrt{\sum_{k=1}^{M}\left\{\eta\left[t_0 + (k-1)T_{пр}\right] - S_n^{'}(0)\right\}^2 \times \sum_{k=1}^{M}\left\{\eta\left[t_0 + (k-1)T_{пр} + \tau\right] - S_n^{'}(\tau)\right\}^2}}. \qquad (23)$$

На рис. 2 представлена структурная схема устройства, реализующего алгоритм (17). Она содержит следующие функциональные узлы: блок синхронизации БС, синхронный накопитель *СН*, блок задержки *БЗ*, блок умножения *БУ*, устройство усреднения *УУ*, вычитающее устройство *ВУ* и регистратор *РЕГ*.

Определение автокорреляционной функции производится в два этапа. Сначала исследуемый сигнал вводится только в синхронный накопитель, где определяются и запоминаются значения ординат математического ожидания $S_n(\tau)$. Затем исследуемый сигнал вводится в вычитающее устройство,

второй вход которого соединен с выходом синхронного накопителя. Блок синхронизации обеспечивает синфазность периодической составляющей исследуемого процесса и ординат функции $S_n(\tau)$ на входе вычитающего устройства.

Центрированный исследуемый сигнал вводится одновременно в блок задержки и в блок умножения. В последнем образуются текущие произведения ординат исследуемого сигнала, сдвинутых во времени друг относительно друга. Текущие произведения усредняются в блоке усреднения. Считывание ординат корреляционной функции производится при помощи регистратора, связанного с выходом устройства усреднения.

На рис. 3 изображена структурная схема устройства, реализующего алгоритм (21). По сравнению со структурной схемой, изображенной на рис. 2, она дополнительно содержит делящее устройство *ДУ* и устройство нормирования *УН*. Делящее устройство предназначено для стационаризации по дисперсии центрированного исследуемого сигнала. Нормирующее устройство приводит значения ординат корреляционной функции $R_{ZZ}(\tau)$ к дисперсии D_Z.

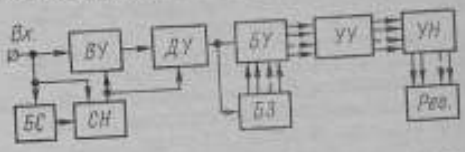


Рис. 3. Блок-схема устройства для определения нормированных корреляционных функций сигналов периодически нестационарных по дисперсии и математическому ожиданию

С выхода устройства нормирования при помощи регистратора производится считывание ординат нормированной автокорреляционной функции $K_{\eta\eta}(\tau)$.

В лабораторных условиях создан опытный образец устройства, реализующего алгоритм (17). В качестве испытательного сигнала была использована аддитивная смесь псевдослучайного сигнала и периодических сигналов различной формы и частоты. Результаты испытаний показали высокую эффективность предложенного метода.

Ниже приведены значения среднего квадратического отклонения γ измеренных ординат функции корреляции $R_{YY}(\tau)$, приведенные к дисперсии. Измерения выполнены при различных частотах сигнала $\varphi(t)$, представляющего собой последовательность прямоугольных импульсов.

Частота сигнала $\varphi(t)$, Гц	%
10	5
100	3
1 000	3
10 000	4,5
20 000	5

Как видно из этих данных, измеренная погрешность не превышает 5%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Пугачев В. С.** Теория случайных функций. М., Физматгиз, 1962, 853 с. с ил.
2. **Романенко А. Ф., Сергеев Г. А.** Вопросы прикладного анализа случайных процессов. М., «Советское радио», 1968, 317 с.
3. **Котюк А. Ф., Цветков Э. И.** Спектральный и корреляционный анализ случайных процессов. Изд. Комитета стандартов, мер и измерительных приборов при Совете Министров СССР. М., 1970, 97 с. с ил
4. **Грибанов Ю. И., Веселова Г. П., Андреев В. Н.** Автоматические цифровые корреляторы. М., «Энергия», 1972, 315 с. с ил.
5. **Клейн М. П., Бартон Г. В.** Применение метода непрерывного усреднения для улучшения отношения сигнал/шум в спектроскопии магнитного резонанса.— «Приборы для научных исследований», 1963, № 7, с. 38—42 с ил.

Поступила в редакцию 20/IV 1976 г.

УДК 517.5 : 621.317.3

С. С. Березин
ВНИИМ

АНАЛИЗАТОР СПЕКТРА

При электрических измерениях неизбежно возникает задача анализа колебаний сложной формы, существенно отличающихся от гармонических. Такая ситуация возможна, например, при исследовании сложных электрических систем переменного тока, содержащих нелинейные элементы, при изучении искажений в системах передачи информации, при аппаратурном анализе случайных процессов и т. д. В этих условиях весьма полезным, а зачастую и единственно возможным способом решения поставленной задачи служит разложение исследуемого сигнала в ряд Фурье. В настоящей статье рассматривается разработанный во ВНИИМ анализатор спектра, реализующий алгоритм быстрого преобразования Фурье [1].

Для непрерывных функций времени наиболее распространенным средством анализа является их представление в виде интеграла Фурье:

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f)\, e^{j2\pi ft}\, df. \tag{1}$$

Широкое внедрение ЭЦВМ в практику научных исследований привело к необходимости перехода от анализа непрерывных процессов к анализу временных рядов. Если исследуемый сигнал на интервале T задан в виде N равноотстоящих отсчетов (выборок), то преобразование Фурье в этом случае может быть записано в виде ряда

$$x(k\,\Delta t) = \sum_{n=0}^{N-1} S(n\,\Delta f)\, e^{j\frac{2\pi}{N}nk}, \tag{2}$$

где

$$T = k\,\Delta t;\ S = n\,\Delta f;\ \ \Delta t = \frac{T}{N};\ \ \Delta f = \frac{1}{T};$$

$$n = 0,\ 1,\ \ldots,\ N-1$$

$$k = 0,\ 1,\ \ldots,\ N-1$$

Это выражение может быть записано в матричной форме:

$$[S(n)] = [W^{nk}]\,[x(k)], \tag{3}$$

где $[S(n)]$ и $[x(k)]$ — матрицы-столбцы; $N \times 1$, $[W^{nk}]$ — квадратная матрица порядка $N \times N$. Решение уравнения (3) требует N^2 вычислительных операций [3].

Поясним, в чем состоит отличие алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) от обычного дискретного преобразования Фурье. Алгоритм БПФ используется лишь тогда, когда объем анализируемого массива выборок $N = 2^\gamma$. В этом случае исходная квадратная матрица порядка $N \times N$ может быть представлена в виде произведения γ матриц того же порядка, причем каждая матрица обладает вполне определенными свойствами минимизации количества операций умножения и сложения. Уменьшение объема вычислительных операций достигается за счет введения нулевых членов в промежуточных матрицах (матрицах-сомножителях). Предварительная факторизация исходной матрицы существенно облегчает процесс вычислений. Поскольку исходная матрица оказывается представленной в виде γ промежуточных матриц, а умножение промежуточной матрицы на вектор-столбец порядка требует $2N$ вычислений, общий объем вычислительных операций составит $2N \log_2 N$ [3].

В связи с тем, что в каждой строке промежуточных матриц имеется лишь два значащих члена, один из которых всегда равен единице, все вычисления в соответствии с алгоритмом БПФ сводятся к выполнению ряда идентичных операций вида

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \tag{4}$$

над комплексными величинами $\mathbf{A}_1$ и $\mathbf{A}_2$. Эта операция может быть интерпретирована как операция суммирования двух векторов, один из которых предварительно умножается на единичный вектор $e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} = e^{-j\frac{2\pi}{N}nk \bmod N}$. Величина $nk \bmod N$ представляет собой остаток от деления nk на N.

Практика прикладного спектрального анализа показывает, что в целом ряде конкретных задач вполне приемлемые (по критерию точности) результаты могут быть получены при обработке массивов выборок небольшого объема ($N \leq 256$). Использование ЭЦВМ в этом случае нерационально и экономически невыгодно, а при жестких требованиях к габаритам и весу анализирующей аппаратуры становится вообще невозможным.

Широкие перспективы использования алгоритма БПФ в научных исследованиях обусловили интерес специалистов в области спектрального анализа к устройствам, реализующим этот алгоритм более простыми средствами.

Последовательность операций, которые надлежит выполнить над исходным массивом выборок для получения конечного результата, определяется конфигурацией дерева графа БПФ. Общая методика построения графа и необходимые пояснения, достаточные для практического использования, даны в работах [2 и 3]. Конфигурация дерева графа для $N = 8$ приведена на рис. 1.

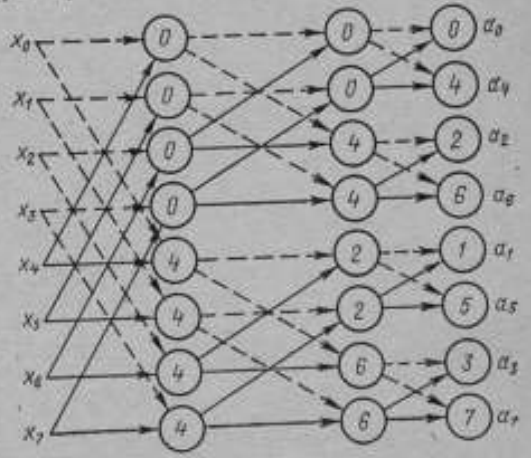


Рис. 1. Конфигурация дерева графа для $N = 8$

Как показывает рассмотрение дерева графа, к любой его вершине подходят две линии: сплошная и пунктирная. Пунктирная линия означает операцию переноса, т. е. передачу величины $\mathbf{A}_1$ с выхода одной из вершин предыдущего массива с весом, равным единице. Сплошная линия означает, что величина $\mathbf{A}_2$, переносимая вдоль этой линии, умножается на единичный вектор $e^{-j\frac{2\pi}{N}k}$, где k — число, записанное в данной вершине графа.

Выходное напряжение $\mathbf{A}$, снимаемое с данной вершины графа, есть алгебраическая сумма двух (в общем случае комплексных) величин, поступающих на ее входы, причем одна из них предварительно умножается на единичный вектор. Таким образом, для получения окончательного результата вычислений в соответствии с алгоритмом БПФ, необходимо выполнить ряд промежуточных операций вида

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_2 e^{-j\frac{2\pi}{N}k} = A_1 e^{j\gamma} + A_2 e^{j\varphi} e^{-j\frac{2\pi}{N}k} \tag{5}$$

где $\mathbf{A}_1 = A_1 e^{j\gamma}$; $\mathbf{A}_2 = A_2 e^{j\varphi}$.

При умножении комплексных чисел модули их перемножаются, а аргументы суммируются. Следовательно, выполнение операции умножения на единичный вектор $e^{-j\frac{2\pi}{N}k}$ сводится к повороту исходного вектора на угол $\frac{2\pi}{N}k$:

$$\mathbf{A}_2 e^{-j\frac{2\pi}{N}k} = A_2 e^{j\varphi} e^{-j\frac{2\pi}{N}k} = A_2 e^{j\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right)}. \tag{6}$$

Выражение (6) в тригонометрической форме имеет вид

$$A_2 e^{j\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right)} = A_2 \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right) + j \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right) \tag{7}$$

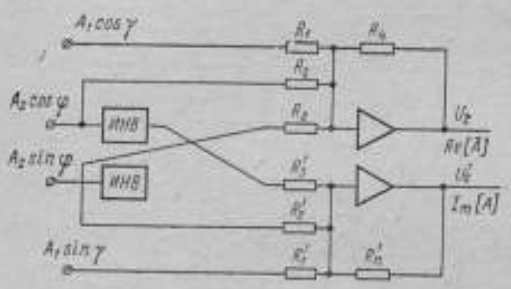


Рис. 2. Функциональная схема вычислительного узла

или

$$A_2 e^{j\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right)} = A_2\left(\cos\varphi \cos\frac{2\pi}{N}k + \sin\varphi \sin\frac{2\pi}{N}k\right) +$$

$$+ jA_2\left(\sin\varphi \cos\frac{2\pi}{N}k - \cos\varphi \sin\frac{2\pi}{N}k\right). \tag{8}$$

Из соотношений (5) и (8) имеем:

$$\mathbf{A} = \left[A_1 \cos\gamma + A_2\left(\cos\varphi \cos\frac{2\pi}{N}k + \sin\varphi \sin\frac{2\pi}{N}k\right)\right] +$$

$$+ j\left[A_1 \sin\gamma + A_2\left(\sin\varphi \cos\frac{2\pi}{N}k - \cos\varphi \sin\frac{2\pi}{N}k\right)\right] =$$

$$= \left[A_1 \cos\gamma + A_2 \cos\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right)\right] + j\left[A_1 \sin\gamma + A_2 \sin\left(\varphi - \frac{2\pi}{N}k\right)\right]. \tag{9}$$

Вычисления по формуле (9) производится с помощью вычислительных узлов. Функциональная схема этого узла приведена на рис. 2.

Выберем номиналы резисторов R_1, R_2, R_3, R_4 так, чтобы

$$\left.\begin{aligned} &\frac{R_4}{R_1}=1;\ \frac{R_4}{R_2}=\cos\frac{2\pi}{N}k;\ \frac{R_4}{R_3}=\sin\frac{2\pi}{N}k;\\ &\frac{R_4'}{R_1'}=1;\ \frac{R_4'}{R_2'}=\cos\frac{2\pi}{N}k;\ \frac{R_4'}{R_3'}=\sin\frac{2\pi}{N}k.\end{aligned}\right\} \quad (10)$$

После несложных преобразований получим:

$$\left.\begin{aligned} &u_2=A_1\cos\gamma+A_2\cos\varphi\cos\frac{2\pi}{N}k+A_2\sin\varphi\sin\frac{2\pi}{N}k;\\ &u_2'=A_1\sin\gamma+A_2\sin\varphi\cos\frac{2\pi}{N}k-A_2\cos\varphi\sin\frac{2\pi}{N}k.\end{aligned}\right\} \quad (11)$$

Тогда

$$\left.\begin{aligned} &u_2=A_1\cos\gamma+A_2\cos\left(\varphi-\frac{2\pi}{N}k\right);\\ &u_2'=A_1\sin\gamma+A_2\sin\left(\varphi-\frac{2\pi}{N}k\right).\end{aligned}\right\} \quad (12)$$

Выражения (12) и (9) идентичны и, следовательно, устройство, схема которого представлена на рис. 2, вычисляет действительную и мнимую компоненты вектора A.

Инверторы предназначены для ввода знака произведения, поскольку $\frac{R_4}{R_1}, \frac{R_4}{R_2}, \frac{R_4}{R_3}$ и $\frac{R_4'}{R_1'}, \frac{R_4'}{R_2'}, \frac{R_4'}{R_3'} > 0$, а значения $\sin\varphi\cos\varphi$ могут принимать отрицательные значения. На схеме рис. 2 знак минус в произведении $A_2\cos\varphi\sin\frac{2\pi}{N}k$ вводится путем инверсии величины $A_2\cos\varphi$.

Таким образом, соединив $N\log_2 N$ вычислительных узлов между собой по схеме, определяемой конфигурацией дерева графа для анализа массива выборок объемом N, на выходе крайнего правого массива получим N коэффициентов БПФ, причем каждая гармоника представлена в виде двух ортогональных составляющих.

Отметим особенности схемного решения прибора. Ячейки памяти выполнены на базе конденсаторов К73П, имеющих весьма высокое сопротивление утечки. Считывание информации, находящейся в ячейках памяти, осуществляется через эмиттерный повторитель, выполненный на полевом транзисторе КП-103; входное сопротивление этого каскада порядка 10^{12} Ом, поэтому величина напряжения на запоминающей емкости в процессе считывания практически не меняется.

Определенный интерес представляет использование матричного коммутатора, который при выполнении тех же функций, что и регистровый, использует в $2\gamma/\gamma$ меньше триггерных ячеек (γ — количество состояний коммутатора). Такой коммутатор является безызбыточным, поскольку система из γ двоичных элементов имеет 2^γ различных состояний. Анализаторы спектра на основе БПФ рассчитываются на обработку массива выборок объемом 2^γ; матричный коммутатор содержит минимально возможное число триггеров γ, при этом используются все 2^γ его возможных состояний.

Заметим, что принципиальная схема вычислительного узла остается одинаковой для любого N, меняется лишь отношение сопротивлений $\frac{R_4}{R_1}, \frac{R_4}{R_2}, \frac{R_4}{R_3}$. Устройство просто в изготовлении и настройке.

Лабораторные испытания макета прибора для $N = 8$ подтвердили правильность теоретических принципов, положенных в основу построения прибора. Систематическая погрешность измерений $S(\omega)$ определяется, в основном, неточностью установки нулевого уровня решающих усилителей, случайная составляющая — дрейфом нуля решающих усилителей и нестабильностью источников питания. Анализ результатов, испытаний макета анализатора спектра свидетельствует о целесообразности проведения дальнейших исследований в этом направлении.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Березин С. С., Колтик Е. Д., Коровкин Е. И., Пиастро В. П., Сидоренко В. В.** Анализатор спектра. Авт. свид. № 484528.— «Бюлл. изобретений», 1975, № 34.
2. **Грибанов Ю. И., Мальков В. Л.** Спектральный анализ случайных процессов. М., «Энергия», 1974, 240 с. с ил.
3. **Кокреи, Кули** и др. Что такое быстрое преобразование Фурье? Труды института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике. Пер. с англ., М., «Мир», 1967, Т. 55, № 10, с. 10—21.

Поступила в редакцию 20/IV—1976 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Стр.

И. Я. Клебанов, Г. В. Мчедлидзе, Л. И. Погосова. Образцовые средства измерений электрического сопротивления в звуковом диапазоне частот 3

В. С. Гурьянов. Трансформаторный мост с малым выходным сопротивлением трансформатора отношений 11

М. Д. Клионский. Магазин тангенса угла потерь с сокращенным числом RC-элементов 16

В. И. Фоменко. Повышение точности измерения амплитуды напряжения переменного тока методом компенсации 21

А. А. Петрищев. Анализ погрешностей воспроизведения напряжения прямоугольной формы с помощью транзисторных ключевых формирователей 24

Л. Н. Егорычев, В. И. Асмус, В. А. Иванов. Термостатированная мера напряжения 31

В. И. Прицкер, С. П. Эскин. Высоковольтный транзисторный калибратор постоянного напряжения 34

В. М. Кудрин. Измеритель быстроменяющихся малых токов 37

В. М. Кудрин. Способ измерения инерционности электрометров . . 43

А. А. Анепир, О. И. Гуторов, С. А. Кравченко. Снижение погрешности при конвертировании фазового сдвига в напряжение 45

А. А. Анепир, С. И. Гуторов. Расширение амплитудного диапазона фазоизмерительных устройств 49

Ю. В. Тарбеев, В. А. Тарасов, В. М. Симахин, И. П. Булгакова. Шумы хлорсеребряных электродов 53

С. Т. Виграненко, А. А. Муранов. Восстановление формы импульсных сигналов в линиях задержки 56

Ю. В. Тарбеев, В. А. Тарасов, В. М. Симахин. Определение коэффициента преобразования электродных первичных измерительных преобразователей 61

Е. Д. Колтик, Л. К. Сафронов, В. А. Слаев, Э. В. Филиппов. Исследование нового преобразователя угол—код на основе магнитной записи и потокочувствительного считывания 64

Е. Д. Колтик, *А. Д. Хантель*. Измерение временных соотношений сигналов при неравных частотах 71
А. Я. Безикович, *Е. З. Шапиро*. Анализ структур автоматических средств поверки приборов переменного тока 76
С. Т. Вигранеико. Цифровые методы измерения фазовых сдвигов между огибающими частотно-модулированных и амплитудномодулированных сигналов 81
А. Н. Гуторова, *А. К. Колесник*. Устройство для измерения ковариационного момента и дисперсии 88
А. И. Походун. Методы и аппаратура для определения корреляционных характеристик периодических нестационарных случайных сигналов 95
С. С. Березин. Анализатор спектра 104
Рефераты публикуемых статей 109

РЕФЕРАТЫ ПУБЛИКУЕМЫХ СТАТЕЙ

УДК 621.317.733.088

Образцовые средства измерений электрического сопротивления в звуковом диапазоне частот. Клебанов И. Я., Мчедлидзе Г. В., Погосова Л. И.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР. вып. 214 (274), 1977, с. 3—11.

Описывается способ передачи размера единицы электрического сопротивления на переменном токе в звуковом диапазоне частот, предусматривающий повышение точности измерений на один—два порядка. Описывается разработанный комплекс средств измерений (меры, мосты). Приводятся результаты экспериментального исследования разработанной аппаратуры. Табл. 4. Ил. 2. Библ. 13.

УДК 621.317.611

Трансформаторный мост с малым выходным сопротивлением трансформатора отношений. Гурьянов В. С.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 11—16.

Описывается трансформаторный мост, у которого практически полностью устранена погрешность от влияния выходного сопротивления трансформатора отношений. Трансформатор имеет дополнительные токовые обмотки и компенсационные сопротивления, включенные между дополнительными и основными обмотками. Дается теоретический анализ схемы и приводятся условия автоматической компенсации выходного сопротивления. Ил. 4. Библ. 5.

УДК 621.317.738

Магазин тангенса угла потерь с сокращенным числом RC-элементов. Клионский М. Д.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 16—21.

Рассмотрены принципы создания многодекадных магазинов тангенса угла потерь с сокращенным числом RC-элементов. Получены различные значения тангенса угла потерь при неизменной емкости на входных клеммах магазина путем переключения конденсаторов, образующих емкостный элемент. Значения емкости конденсаторов выбраны из ряда, составленного по определенному закону. Приведены схемы двух устройств, построенных на основе указанного принципа. Табл. 2. Ил. 2. Библ. 3.

УДК 621.317.757.083.5

Повышение точности измерения амплитуды напряжения переменного тока методом компенсации. Фоменко В. Н.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (174), 1977, с. 21—24.

Показано, что точность измерения амплитуды напряжения переменного тока методом компенсации можно повысить на несколько порядков, выбрав частоту заполнения значительно выше частоты измеряемого напряжения. Приведены результаты анализа погрешностей и экспериментальные данные. Погрешность измерения предложенным методом не превышает 0,02% в диапазоне частот 0,01—100 Гц при напряжении 1В. Табл. 1. Ил. 2.

УДК 621.317.725.088

Анализ погрешностей воспроизведения напряжения прямоугольной формы с помощью транзисторных ключевых формирователей. Петрищев А. А.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274) 1977, с. 24—31.

Рассмотрены погрешности воспроизведения напряжения прямоугольной формы обусловленные транзисторными ключевыми формирователями.

Выведены расчетные соотношения, позволяющие свести к минимуму систематические и случайные погрешности, обусловленные напряжением насыщения и его нестабильностью. Приведены экспериментальные данные. Табл. 1. Ил. 7. Библ. 8.

УДК 621.3.072.2

Термостатированная мера напряжения. Егорычев Л. Н., Асмус В. И., Иванов В. А.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 31—34

Приводятся результаты разработки и исследования термостатированной меры напряжения на 3 и 10 В, рассчитанной на ток нагрузки до 20 мА, при непрерывной работе в течение 120 ч в диапазоне температур от +10 до +35° С с нестабильностью ± (0,0005) % за 5 ч работы.

Рассматриваются некоторые особенности построения однозначных мер. Ил. 1. Библ. 5.

УДК 621.317.72.089.68

Высоковольтный транзисторный калибратор постоянного напряжения. Прицкер В. И., Эскин С. П.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 34—37.

Рассматривается функциональная схема транзисторного высоковольтного калибратора, основанного на методе преобразования постоянного напряжения в переменное с последующим выпрямлением. Показано, что использование нефазочувствительного выпрямителя при изменении выходного напряжения калибраторов в широких пределах может привести к самовозбуждению и потере работоспособности схемы.

Предложены способ и схема ограничения коэффициента передачи, исключающая возможность самовозбуждения. Приводится основные результаты исследования калибратора с введенной в его структуру схемой ограничения. Ил. 3. Библ. 3.

УДК 621.317.714.021

Измеритель быстроменяющихся малых токов. Кудрин В. М.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 37—42.

Анализируется быстродействие приборов для измерения малых токов. Рассматривается усовершенствованная схема быстродействующего измерителя малых токов, основанного на методе интегрирования — дифференцирования. Табл. 1. Ил. 3. Библ. 10.

УДК 621.317.723.089.52

Способ измерения инерционности электрометров. Кудрин В. М.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 43—45.

Рассматривается способ измерения инерционности автокомпенсационных электрометров и электрометров, основанных на методе интегрирования — дифференцирования, особенность которого заключается в том, что импульс тока подается не на вход, а на выход прибора. Ил. 2. Библ. 4.

УДК 621.317.772

Снижение погрешности при конвертировании фазового сдвига в напряжение. Анепир А. А., Гуторов О. И., Кравченко С. А.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 45—48.

Рассматриваются источники погрешностей выходного узла аналогового фазоизмерителя. Показано, что при применении высокочастотных насыщенных электронных ключей, связанных с выходным триггером, динамическая погрешность прибора может быть снижена более чем на порядок.

Выводится выражение для оценки динамической погрешности и формулируется условие получения минимальной погрешности конвертирования фазового сдвига в напряжение. Ил. Библ. 3.

УДК 621.317.772.086.7

Расширение амплитудного диапазона фазоизмерительных устройств. Анепир А. А. Гуторов О. И.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 49—53.

Рассматриваются источники амплитудно-фазовой погрешности (АФП), ограничивающие амплитудный динамический диапазон фазоизмерителя. Показано, что при охвате усилителя-ограничителя глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току погрешность значительно снижается. Анализируется работа такого усилителя-ограничителя. Приводятся аналитические выражения для расчета АФП. Ил. 2. Библ. 4.

УДК 621.391.822 : 621.3.035.22

Шумы хлорсеребряных электродов. Тарбеев Ю. В., Тарасов В. А. Симахин В. М., Булгакова Н. П.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с.53—56.

Определена спектральная плотность шума хлорсеребряных электродов в растворах хлорида натрия 0,05—0,5 М в частотном диапазоне 1—10^4 Гц. Выбрана эмпирическая формула зависимости спектральной плотности шума хлорсеребряных электродов в указанном частотном диапазоне и определены постоянные коэффициенты. По выбранной формуле рассчитано напряжение шума хлорсеребряных электродов с единичными поверхностями в полосе частот 1—20 Гц. Полученные результаты могут быть использованы при определении предельной чувствительности первичных измерительных преобразователей на основе хлорсеребряных электродов. Ил. 2. Библ. 8.

УДК 621.374.5 : 317.772

Восстановление формы импульсных сигналов в линиях задержки. Виграненко С. Т., Муранов А. А.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 56—60.

Рассмотрены проблемы использования линий задержки для создания фазовых сдвигов в диапазоне видеоспектра. Сформулированы требования к идеальным нормализаторам амплитуды, позволяющим создавать линии практически любой задержки в широком диапазоне частот. Приведены принципиальные схемы нормализаторов амплитуды на транзисторах и на интегральных микросхемах и экспериментальные данные для нормализованных линий задержки. Показано, что включение нормализаторов амплитуды между звеньями линии задержки расширяет полосу пропускания линии и увеличивает точность воспроизведения угла сдвига фаз. Табл. 1. Ил. 2. Библ. 3.

УДК 621.314.22.08 : 621.317.328

Определение коэффициента преобразования электродных первичных измерительных преобразователей. Тарбеев Ю. В., Тарасов В. А., Симахин. В. М.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274) 1977, с. 61—64.

Рассмотрено измерение напряженности электрического поля в проводящей среде электродным первичным измерительным преобразователем (ИП) и приведена формула коэффициента преобразования первичного ИП, в которой учтены электрохимические процессы на поверхности электродов при измерении напряженности электрического поля, геометрические размеры электродов и их взаимное расположение в среде. Зависимость коэффициента преобразования первичного ИП от указанных факторов рассчитывалась на ЦВМ «Минск-222» и представлена графиком. Полученные результаты позволяют оценить погрешность электродного первичного ИП при измерении напряженности электрического поля с учетом геометрии электродов, взаимного их расположения и электрохимических процессов на поверхности электродов. Ил. 2. Библ. 5.

УДК 681.325.3 : 534.852.2

Исследование нового преобразователя угол—код на основе магнитной записи и потокочувствительного считывания. Колтик Е. Д., Сафронов Л. К., Слаев В. А., Филиппов Э. В.— «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 64—71.

Приведено описание первичного измерительного преобразователя угла поворота в код или угловой скорости вращения в частоту импульсов. Для построения преобразователя использована бесконтактная магнитная запись на магнитные барабаны или диски и потокочувствительное считывание с помощью магнитной головки нового типа. Потокочувствительная магнитная головка создана на основе применения принципов построения быстродействующих феррит—ферритовых элементов, разнополярного представления двоичной информации, динамического смещения, активизации потока дроссели, полезного использования обратного движения информации и двуполярного тактового питания. Дан анализ результатов экспериментального исследования магнитной головки и определены ее основные рабочие характеристики. Ил. 4. Библ. 10.

УДК 621.317.772.088

Измерение временных соотношений сигналов при неравных частотах. Колтик Е. Д., А. Д. Хантель — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР. вып. 214 (274), 1977, с. 71—75.

Рассматриваются методы измерения сдвига фаз электрических сигналов при неравных частотах. Анализируются погрешности осциллографического метода. Приводятся рекомендации по их уменьшению.

УДК 621.317.7.025.089.6

Анализ структур автоматических средств поверки приборов переменного тока. Безикович А. Я., Шапиро Е. З. — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977, с. 76—81.

Рассмотрены основные структуры систем для полуавтоматической поверки амперметров, вольтметров и ваттметров на переменном токе. Приведен анализ доминирующих погрешностей и показаны пути их уменьшения. Приведены технические характеристики разработанной во ВНИИМ полуавтоматической установки для поверки электроизмерительных приборов переменного тока и ее основных узлов, обеспечивающих высокую точность и быстродействие аппаратуры. Ил. 3. Библ. 3.

УДК 621.317.772

Цифровые методы измерения фазовых сдвигов между огибающими частотно-модулированных и амплитудно-модулированных сигналов. Виграненко С. Т. — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274) 1977, с. 81—88

Описаны цифровые методы измерения сдвига фаз между огибающими АМ- и ЧМ сигналов, а также между огибающей ЧМ-сигнала и опорным синусоидальным колебанием одинаковых частот. Показана возможность применения в случае ЧМ-сигнала принципа интервально-временного декодирования, а для других случаев — возможность измерения по точкам максимума напряжения. Сделан вывод о том, что основной погрешностью измерения является погрешность квантования по времени, которая может быть сделана достаточно малой. Ил. 4. Библ. 6.

УДК 621.391.26 : 519.21

Устройство для измерения ковариационного момента и дисперсии. Гуторова А. Н., Колесник А. Е. — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274). 1977, с. 88—95.

Изложен метод построения и структурная схема малогабаритного аналого-дискретного устройства для измерения ковариационного момента и дисперсии случайных стационарных эргодических сигналов в диапазоне частот 1 Гц до 1 кГц с погрешностью порядка 2—3%. Индикация результата измерения осуществляется в аналоговой форме, возможен выход на цифровой вольтметр постоянного тока. Прибор построен на интегральных схемах и функциональных узлах. Ил. 3. Библ. 4.

УДК 621.391.24 : 519.27

Методы и аппаратура для определения корреляционных характеристик периодических нестационарных случайных сигналов. Походун А. И. — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274) 1977, с. 95—103.

Исследуется возможность определения корреляционных характеристик периодических нестационарных случайных сигналов с использованием метода синхронных выборок. Приведены структурные схемы устройств, позволяющих определить корреляционные характеристики этих сигналов, а также результаты экспериментальной проверки предложенных алгоритмов. Библ. 5. Ил. 3.

УДК 517.5 : 621.317.3

Анализатор спектра Березин С. С. — «Исследования в области электрических измерений». Труды метрологических институтов СССР, вып. 214 (274), 1977 с. 104—108.

Описан принцип действия анализатора спектра, реализующего алгоритм быстрого преобразования Фурье, а также перспективы его использования в практике электрических измерений.

Показаны основные конструктивные особенности анализатора, а также источники возникающих погрешностей. Ил. 2. Библ. 3.

Цена 90 коп.