

Однако при таком выборе пределов интегрирования сужается диапазон изменения x , а именно: x изменяется в пределах $0 \rightarrow 180^\circ$, в то время, как в рассмотренном в [1] случае этот диапазон — $0 \rightarrow 360^\circ$.

Для расширения пределов изменения аргумента от 0° до 360° в [2] предлагается использовать дополнительный электронный переключатель, который изменяет полярность либо входного синусоидального сигнала, либо сигнала смещения на входе или выходе стробирующего ключа. Однако при этом вследствие применения электронного переключателя ухудшаются динамические характеристики функционального преобразователя. Кроме того, при таком решении вопроса вблизи точек $x = 0^\circ; 180^\circ; 360^\circ$ имеют место зоны нечувствительности из-за неидеальных характеристик стробирующих схем, а именно: вблизи точки $x = 0^\circ$ стробирующие импульсы получаются маломощными и они не в состоянии производить стробирование, а вблизи точек $x = 180^\circ; 360^\circ$ соседние стробирующие импульсы перекрывают друг друга, вызывая собой стробирующего ключа. Отметим, что по тем же причинам вблизи точек $x = 0^\circ; 360^\circ$ получают зоны нечувствительности и при выборе начала интегрирования в точках $\frac{\pi}{2} (4k + 1)$.

Исключать зоны нечувствительности, одновременно обеспечивая диапазон изменения аргумента $0 \rightarrow 360^\circ$, возможно при выборе пределов интегрирования симметрично относительно точек $\frac{\pi}{2} (16k + 1)$, т. е. при осуществлении интегрирования раз за четыре периода, причем $-\pi \leq x \leq 3\pi$. В этом случае и $\sin 0^\circ$, и $\sin 360^\circ$ получаются четко, т. к. аргументу $x = 0$ соответствует длительность импульса, равной периоду синусоиды несущей частоты, а при аргументе $x = 360^\circ$ между соседними стробирующими импульсами остается временной интервал, равный тому же периоду. Что касается точки $x = 180^\circ$, то через нее аргумент проходит плавно, не вызывая никаких сбоек. При выборе пределов интегрирования $-\frac{\pi}{2} \leq x \leq \frac{5\pi}{2}$ в таком преобразователе получают значения $\cos x$. При практической реализации описанного синусно-косинусного функционального преобразователя с помощью дублирования некоторых узлов схемы можно значения $\sin x$ и $\cos x$ получить одновременно.

При осуществлении интегрирования последним способом статическая точность несколько падает. Это обуславливается тем, что исключаются все зоны нечувствительности, имеющие место в устройствах, описанных в [1, 2].

Таким образом, имеет место некоторое противоречие между статической и динамической точностями. Поэтому при практической реализации указанного синусно-косинусного функционального преобразователя для конкретных целей приходится идти на определенный компромисс между статической точностью и динамическими характеристиками. При

применении такого преобразователя в генераторных элементах автоматической модели энергосистем для расчетов несинхронных режимов, где имеют место явления ухода частоты в пределах нескольких герц, необходимо обеспечивать тригонометрические преобразования при изменении аргумента в пределах, намного превышающих 2π . Причем, во всем диапазоне изменения аргумента устройство должно обеспечивать высокие динамические характеристики, т. е. наличие зон нечувствительности является крайне нежелательным фактором.

Описанный синусно-косинусный функциональный преобразователь в сочетании со схемой периодизации, осуществляющей переключение аргумента (входного напряжения) от значения 360° в 0° , обеспечивает предъявляемые к статической и динамической точностям требования в практически неограниченных пределах. В АрмНИИЭ разработана схема и проведены экспериментальные исследования указанного функционального преобразователя.

Схема преобразователя представлена на рис. 1, а временные диаграммы — на рис. 2. Пунктиром обозначены те связи, которые необходимы для получения одновременно также и $\cos x$.

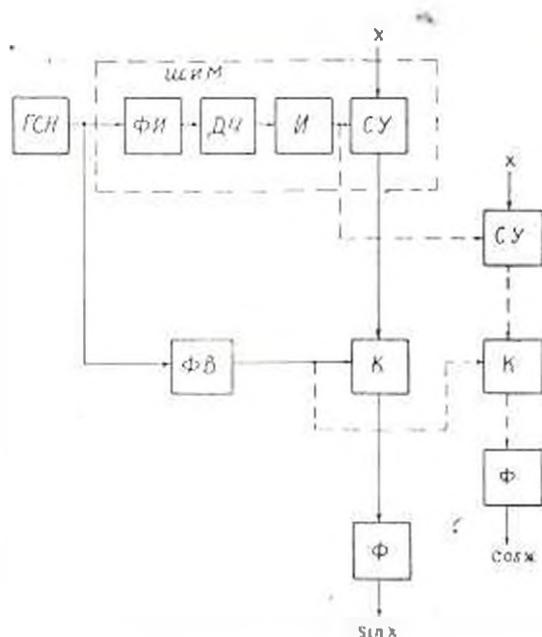


Рис. 1

В данном устройстве генератор синусоидального напряжения несущей частоты (ГНС) соединен с широтно-импульсным модулятором (ШИМ), состоящим из формирователя импульсов (ФН), на выходе которого получают прямоугольные импульсы с частотой входного синусоидального сигнала (диаграмма б1, делителя частоты на четыре

(ДЧ), который представляет собой два последовательно соединенных триггера, интегратор (И), который преобразует выходные прямоугольные импульсы делителя частоты в импульсы треугольной формы (диаграмма z) и сравнивающее устройство (СУ), который на выходе выдает прямоугольные импульсы длительностью, пропорциональной управляющему напряжению x (диаграмма d). Этими импульсами управляется ключ (К), на входе которого через фазовращатель на 90° (ФВ) посту-

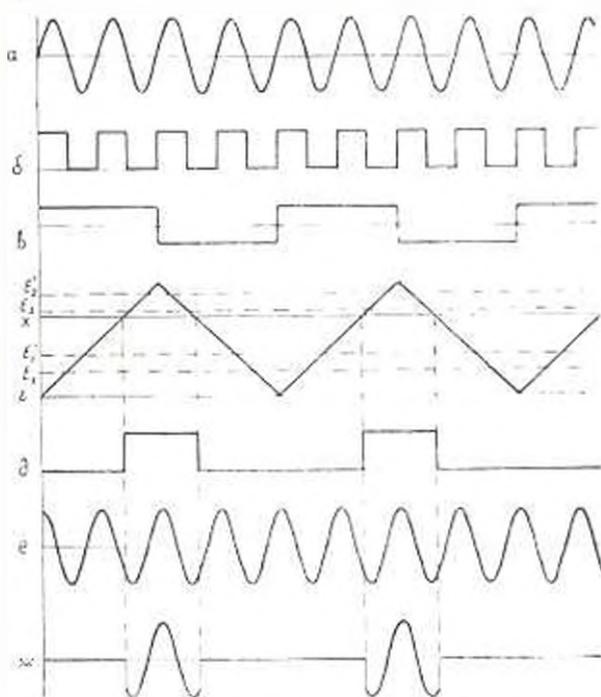


Рис. 2

пает синусоидальное напряжение генератора несущей частоты (диаграмма e). Полученные на выходе ключа отрезки синусоиды (диаграмма $ж$) фильтруются сглаживающим фильтром (Ф), на выходе которого получается напряжение, пропорциональное $\sin x$, если диапазон изменения управляющего напряжения выбран $E_1 - E_2$ (диаграмма z). Если же управляющее напряжение изменяется в пределах $E_1 + E_2$, то на выходе устройства получается напряжение, пропорциональное $\cos x$.

Общая погрешность устройства определяется погрешностями интегратора, стробирующего ключа и сглаживающего фильтра. Погрешности формирователя импульсов, делителя частоты и сравнивающего устройства носят фазовый характер и могут быть устранены с помощью настройки фазовращателя.

Погрешность интегратора обуславливается проводимостями входной и выходной цепей и конечностью значения коэффициента усиления усилителя [3].

Эти погрешности соответственно определяются выражениями:

$$\delta_1 = \frac{Y_c}{Y_{\text{вх}}} \cdot \frac{e_{\text{вх}}}{e_{\text{вых. макс}}} \cdot 100\%;$$

$$\delta_2 = \frac{Y_c t}{2C} \cdot 100\%;$$

$$\delta_3 = \frac{1}{0,67 K_v} \cdot \frac{t}{2R_{\text{н}} C} \cdot 100\%.$$

где $Y_{\text{вх}}$ — проводимость входной цепи интегратора; Y_c — проводимость выходной цепи интегратора; $e_{\text{вх}}$ — значение входного сигнала интегратора; $e_{\text{вых. макс}}$ — максимальное значение выходного сигнала интегратора; t — время интегрирования; K_v — коэффициент усиления усилителя.

Для значений параметров разработанной схемы: $Y_{\text{вх}} = 9,1 \cdot 10^{-5}$ Сим; $Y_c = 0,2 \cdot 10^{-9}$ Сим; $C = 10^{-9}$ Ф; $e_{\text{вх}}/e_{\text{вых. макс}} = 0,25$; $t = 10^{-4}$ сек; $K_v > 10^3$, — погрешности соответственно равны: $\delta_1 = 0,00006\%$, $\delta_2 = 0,01\%$, $\delta_3 = 0,055\%$.

Общая погрешность интегратора:

$$\delta_{\text{инт}} = \delta_1 + \delta_2 + \delta_3 = 0,075\%.$$

В процессе стробирования синусоиды ключ вносит погрешность, которая обусловлена временами отпирания и запираания самого ключа. При управлении ключа идеально прямоугольными импульсами и при определенных условиях время отпирания и время запираания получаются почти одинаковыми и определяются выражением [4]:

$$t_{\text{об}} \approx \frac{2,3(1-\beta)}{2\pi f_t},$$

где f_t — граничная частота транзистора.

Разумеется, что максимальная погрешность от стробирования получится тогда, когда фронты стробирующих импульсов совпадут с амплитудным значением синусоиды. Эта погрешность определяется выражением:

$$\delta_{\text{ст}} = \frac{S_1}{S_2} 100\%.$$

где $S_1 = At_{\text{ф}}$ — двойная площадь прямоугольного треугольника, имеющего основание $t_{\text{ф}}$ и высоту A ;

$S_2 = \int_0^{\pi} A \sin \omega t dt$ — площадь, ограниченная полупериодом синусоиды;

A — амплитуда синусоиды.

Для значений параметров (транзистор ГТ 315): $f_t = 25 \cdot 10^7$ Гц; $\beta = 30$; $\omega = 4\pi \cdot 10^4$, — погрешность стробирования составляет $\delta_{\text{ст}} = 0,276\%$.

При применении фильтра с погрешностью $\delta_{\phi} = 0,1\%$ общая погрешность преобразователя составит

$$\delta = \delta_{\text{инт}} + \delta_{\text{ст}} + \delta_{\phi} = 0,45\%$$

В табл. 1 приведены результаты экспериментального исследования описанного функционального преобразователя. Как видно из таблицы, максимальная погрешность по отношению к полной шкале выходного напряжения не превышает $0,5\%$ при несущей частоте 20 кГц .

Таблица 1

Вход, В	Выход, В	Вход	Точные значения синуса в вольтах, приведенные к амплитудному значению 5,94 В	Погрешность, приведенная к амплитудному значению 5,94 В, %
0	0	0	0	0
-0,2	-0,16	-1°33'	-0,161	0,02
+0,2	+0,17	-1°33'	+0,161	0,16
-1,3	-1,06	-10°10'	-1,038	0,37
+1,3	+1,06	+10°10'	+1,038	0,37
-3,3	-2,59	-25°52'	-2,590	0,004
+3,3	+2,60	-25°52'	+2,590	0,18
-6,2	-4,45	-48°31'	-4,445	0,09
+6,2	+4,46	-48°31'	+4,445	0,25
-9,6	-5,76	-75°08'	-5,738	0,36
+9,6	+5,76	-75°08'	+5,738	0,36
-11,5	-5,93	-90°00'	-5,940	0,17
+11,5	+5,95	-90°00'	+5,940	0,17
-18,5	-3,45	-144°47'	-3,425	0,42
+18,5	+3,43	-144°47'	+3,425	0,08
-22,1	-0,75	-172°59'	-0,732	0,30
+22,1	+0,74	-172°59'	+0,732	0,15
-23,0	-0,01	-180°00'	0	0,17
+23,0	-0,01	+180°00'	0	0,17
-26,8	-2,93	-209°44'	-2,927	0,05
+26,8	-2,94	-209°44'	+2,927	0,22
-29,8	-4,73	-233°13'	-4,710	0,50
+29,8	-4,74	+233°13'	-4,760	0,34
-34,5	+5,93	-270°00'	-5,940	0,17
+34,5	-5,94	-270°00'	+5,940	0

Выводы

1. Рассмотренный функциональный преобразователь имеет лучшие динамические характеристики, чем аналогичные преобразователи, приведенные в [1, 2]. Улучшение динамической характеристики достигается путем исключения зон нечувствительности вблизи точек $\alpha = 0^\circ$; 180° ; 360° .

2. Экспериментальные исследования показали, что рассмотренный функциональный преобразователь обладает достаточно высокой статической точностью, несмотря на повышение несущей частоты.

Բ. Պ. ԱՍՏՏՅԱՆ, Վ. Գ. ՀԱՄԱՐՉՈՒՄՅԱՆ

ՍԻՆՈՒՍ-ԿՈՍԻՆՈՒՍԱՆՅՈՒՆ, ՖՈՒՆԿՑԻՈՆԱԼ ԿԵՐԱՓՈՒԿՈՒՄ

Ա Վ Փ Ո Փ Ո Ւ Մ

Մշակված է սինուսոիդի կտորների ինտեգրման վրա հիմնված սինուս կոսինուսային ֆունկցիոնալ կերպափոխիչ, ինտեգրման սահմանների քաղաքական միջոցով վերացված են անդադնաձևի գոտիները, որոնք ստացվում էին արգումենտի որոշ արժեքների դեպքում: Բերված են այդպիսի սարքի փորձարարական հետազոտության արդյունքները:

Л И Т Е Р А Т У Р А

1. Патент Японии № 41-1145, кл. 114A522, «Генератор функций»
2. Корн Г., Корн Т. Аналоговые и аналого-цифровые вычислительные машины, т. I, 1967
3. Коган В. Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования, 1963
4. Агаханов Т. М. Электронные ядра и нелинейные амплитудные делители, 1966.