

питания диссектора: $U_{пит} = 1700$ В; значениях токов в катушках ФОС $I_{откл} = 2$ мА; $f = 500$ Гц; $I_{фок} = 220$ мА; размере изображения на фотокатоде 60 мкм датчик уверенно разрешает смещение ± 30 мкм, что при фокусном расстоянии объектива датчика 3 метра составляет около 2 угловых секунд.

Л и т е р а т у р а

И. Катус Г.П. Оптико-электронная обработка информации. М., "Машиностроение", 1973.

Л.К.Золотков, В.Т.Пивоваров,
Ю.К.Романов

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОЗАЩИЩЕННОСТИ ИНТЕГРИРУЮЩИХ АНАЛОГО-ЦИФРОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ

При разработке интегрирующих аналого-цифровых преобразователей сигналов малых уровней встает проблема борьбы с аддитивными помехами, к которым относятся как внешние, так и внутренние помехи (собственные шумы преобразователя и помехи, проникающие в преобразователь по цепи питания).

Существует ряд способов повышения помехозащищенности интегрирующих преобразователей. Например, в вольтметрах LM 1490 (Англия) в интегрирующем преобразователе для ослабления помех промышленной частоты время интегрирования задается постоянным и равным среднему периоду промышленной частоты, причем начало каждого цикла измерения синхронизировано этой частотой, а результат измерения равен сумме результатов каждого из двух циклов.

При надлежащем выборе интервала времени между циклами происходит максимальное подавление всех нечетных и частичное подавление всех четных гармоник промышленной частоты. Недостатком этого способа является влияние собственных инфранизкочастотных шумов (в частности дрейфа нуля) преобразователя на результат преобразования.

Широко распространенным способом устранения влияния дрейфа нуля является способ аддитивной коррекции, который исполь-

зуется, например, в вольтметрах модели TR 6567 (Япония). Недостатком этого способа является снижение быстродействия преобразователя за счет увеличения времени, необходимого для получения кода коррекции, а также наличие токового дрейфа.

Рассматриваемый ниже способ измерения напряжений [Д.1] позволяет одновременно с повышением помехозащищенности со стороны входа устранить влияние собственных инфранизкочастотных помех на результат измерения без дополнительного увеличения времени измерения. Сущность способа заключается в том, что прямой и инвертированный сигналы подаются поочередно на один и тот же преобразователь, а используется разность выходных сигналов преобразователя в первом и во втором циклах преобразования. Для получения разностной характеристики предусмотрен реверсивный счетчик, а в качестве инвертора можно использовать механический коммутатор.

Время каждого цикла измерения, так же как и в вольтметре LM 1490, задается постоянным и равным среднему периоду частоты сети, а начало каждого цикла измерения синхронизировано сетью. Особенностью способа является то, что условия преобразования входного сигнала, несущего информацию, и собственной помехи являются различными, в результате чего измеренное значение собственной помехи с периодом $T \rightarrow \infty$ стремится к нулю, а внешняя помеха ослабляется, так же как в вольтметре LM 1490. Действительно, результат преобразования первого цикла равен

$$N_1 = \frac{A}{2T_{изм}} \int_0^{T_{изм}} [U_x + U_n \sin(\omega_n t + \varphi) + U_0 + U'_n \sin(\omega'_n + \varphi_0)] dt =$$

$$= \frac{A}{2T_{изм}} \left[U_x T_{изм} + \frac{U_n T_n}{\pi} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi \right) + \right. \quad (I)$$

$$\left. + U_0 T_{изм} + \frac{U'_n T'_n}{\pi} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T'_n} \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T'_n} + \varphi_0 \right) \right]$$

где A - коэффициент преобразования, $T_{изм}$ - период измерения, T_c - период сети, ω_n - частота внешней помехи, ω'_n - частота собственной помехи, φ - начальная фаза внешней помехи, φ_0 - начальная фаза собственной помехи, U_x - измеряемое напряжение, U_n - амплитуда напряжения внешней помехи, U'_n - амплитуда напряжения собственной помехи, U_0 - постоянная составляющая преобразователя, T_n - период внешней помехи, T'_n - период собственной помехи.

Результат преобразования второго цикла, когда входной сигнал инвертирован, равен

$$N_{II} = \frac{A}{2T_{изм}} \int_{\frac{3}{2}T_c}^{\frac{3}{2}T_c + T_{изм}} [-U_x - U_n \sin(\omega_n t + \varphi) + U_0 + U'_n \sin(\omega'_n t + \varphi_0)] dt =$$

$$= \frac{A}{2T_{изм}} \left\{ -U_x T_{изм} - \frac{U_n T_n}{\pi} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} + \varphi \right] + \right.$$

$$\left. + U_0 T_{изм} + \frac{U'_n T'_n}{\pi} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T'_n} \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T'_n} + \varphi_0 \right] \right\}. \quad (2)$$

Интервал времени между началом первого и началом второго циклов измерения выбран $3/2 T_c$. из соображений максимального подавления нечетных гармоник частоты сети.

Результат на выходе реверсивного счетчика равен разности результатов в I-м и 2-м циклах измерений

$$N_I - N_{II} = AU_x + \frac{A}{2} U_n \frac{T_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \left\{ \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi \right) + \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} - \varphi \right] + \right.$$

$$\left. + \frac{A}{2} U'_n \frac{T'_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T'_n} \left\{ \left(\frac{\pi T_{изм}}{T'_n} + \varphi_0 \right) - \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T'_n} + \varphi_0 \right] \right\} \right\}. \quad (3)$$

Из выражения (3) ясно, что измеренное значение внешней помехи оказывается равным нулю, когда

I-й случай

$$\frac{T_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} = 0; \quad (4)$$

2-й случай

$$\sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi \right) - \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} + \varphi \right] = 0. \quad (5)$$

В первом случае выражение (4) обращается в нуль при $\frac{T_n}{T_{изм}} = q$, где q - любое целое положительное число, кроме нуля. Это значит, что подавляется помеха с частотой, период которой укладывается целое число раз в периоде измерения. При $T_n \rightarrow \infty$ выражение (4) превращается в неопределенность вида $\frac{\sin x}{x}$. Предел выражения $\frac{\sin x}{x}$ при $x \rightarrow 0$ равен 1. Следовательно, внешняя помеха с периодом $T_n \rightarrow \infty$ входит в результат измерения так же, как и полезный сигнал.

Рассматривая второй случай, определяем, что выражение (5) обращается в нуль, если $\frac{3T_c \pi}{T_n} = (2q + 1)\pi$,

где $q = 0, 1, 2, 3, \dots$

Из этого выражения определим, что

$$T_n = \frac{3T_c}{2q + 1}. \quad (6)$$

Когда $T_n = \frac{3T_c}{2q + 1}$, выполнение условия (5) не зависит от величины $\frac{T_n}{T_{изм}}$ и начальной фазы φ внешней помехи. Для других частот при неизменном $T_{изм}$ подавление зависит от начальной фазы помехи.

Обозначим $\frac{T_c}{T_n} = m$, тогда $m = \frac{2q + 1}{3}$. (7)

Подставив в (7) $q = 0, 1, 2, 3, \dots$, найдем, что подавляется не только помеха с частотой, период которой укла-

дывается целое число раз в периоде сетевой помехи, но также и помеха, для которой выполняется условие $\frac{T_c}{T_n} = m = 1/3, 5/3, 7/3$ и т.д.

Рассуждая аналогично в отношении собственной помехи, найдем, что измеренное значение собственной помехи оказывается равным нулю, когда

$$\frac{T_{изм}}{T_n} = q,$$

где $q = 1, 2, 3, \dots, n$;
2-й случай

$$\sin\left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi_0\right) - \sin\left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} + \varphi_0\right] = 0. \quad (8)$$

Выражение (8) обращается в нуль, если

$$\frac{T_c}{T_n} = m' = \frac{2q}{3} \quad (9)$$

Таким образом, при выполнении условия (9) выполнение равенства (8), так же как и для внешней помехи, не зависит от времени измерения и начальной фазы φ_0 собственной помехи. Для остальных частот при неизменном $T_{изм}$ подавление зависит от начальной фазы помехи и может изменяться в широких пределах.

Подставив в выражение (9) значения $q = 0, 1, 2, 3, \dots, n$, найдем, что m' принимает значения $0, 2/3, 4/3, 2, \dots, n$. Это значит, что подавляется помеха с периодом $T_n \rightarrow \infty$, т.е. дрейф нуля преобразователя, а также помехи с частотой, для которых выполняется условие (9).

Используя выражение $K = 20 \lg \frac{U_n}{U_{изм}}$ для коэффициента подавления помех, найдем, что для внешних помех он соответствует

$$K_g = 20 \lg \frac{2}{A} - 20 \lg \left| \frac{T_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \left\{ \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi \right) + \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} + \varphi \right] \right\} \right|,$$

а для собственных

$$K_c = 20 \lg \frac{2}{A} - 20 \lg \left| \frac{T_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \left\{ \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi_0 \right) - \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм})\pi}{T_n} + \varphi_0 \right] \right\} \right|. \quad (11)$$

Приняв $A = 2$, из (11) найдем, что коэффициент подавления собственных инфранизкочастотных помех в диапазоне от 0 до 1 Гц уменьшается от ∞ до 14,5 дБ. Чтобы достичь такого же подавления в более широкой полосе частот, необходимо одновременно с уменьшением $T_{изм}$ уменьшать интервал между циклами измерения. Если начало каждого цикла измерения проводить через выбранный интервал времени ΔT , не привязываясь к частоте сети, то коэффициент подавления помех будет соответствовать

$$K_c = 20 \lg \frac{2}{A} - 20 \lg \left| \frac{T_n}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n} \left\{ \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n} + \varphi_0 \right) - \sin \left[\frac{(3T_{изм} + 2\Delta T)\pi}{T_n} + \varphi_0 \right] \right\} \right|. \quad (12)$$

Выбрав $T_{изм} = \Delta T = 5$ мсек, из выражения (12) найдем, что коэффициент подавления от ∞ до 14,5 дБ достигается уже в более широкой полосе частот от 0 до 4 Гц, т.е. полоса расширилась в 4 раза.

Таким образом, измерение по вышеописанному способу дает возможность при высокой помехозащищенности со стороны входа избавиться от влияния собственных инфранизкочастотных помех на результат измерения.

В заключение следует отметить, что зависимости коэффициента подавления собственных помех K_c от частоты при двухцикловом измерении, рассчитанные теоретически для наилучшего со-

к, дБ

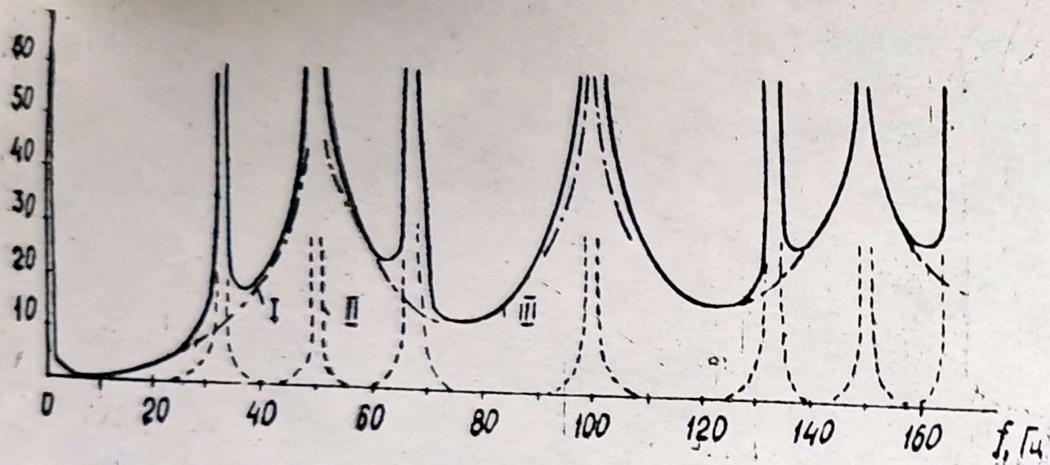


Рис. 1.

к, дБ

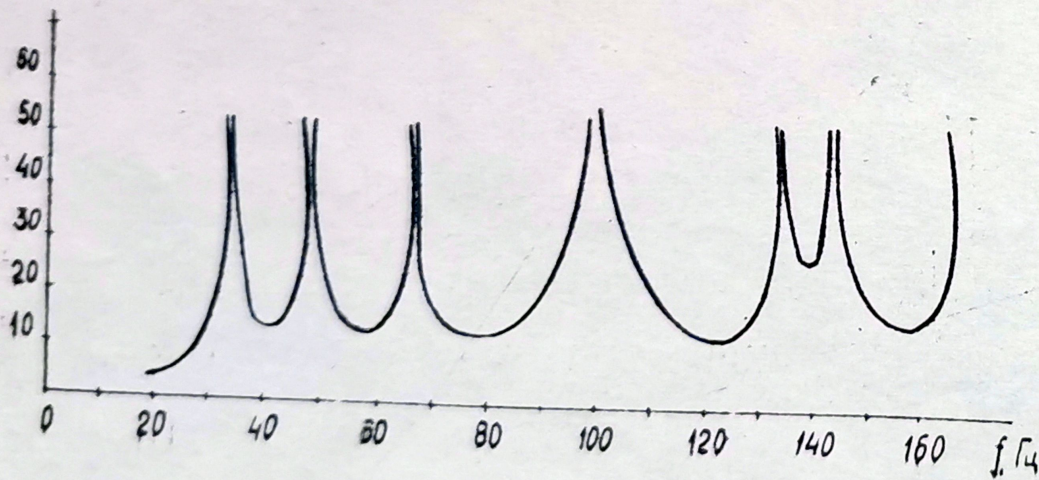


Рис. 2.

отношения фаз собственных помех (рис. 1), подтверждаются экспериментально (рис. 2). Несовпадение точек максимального подавления на частотах 50 и 150 Гц объясняется тем, что время измерения было выбрано 21 мсек. На рис. 1 обозначено: I - график по-

давления при $K_{C1} = 20 \lg \left| \frac{T_n'}{\pi T_{изм}} \sin \frac{\pi T_{изм}}{T_n'} \right|$;
 II - график подавления при $K_{C2} = 20 \lg \left\{ \sin \left(\frac{\pi T_{изм}}{T_n'} + \varphi_0 \right) - \sin \left[\frac{(3T_c + T_{изм}) \pi}{T_n'} + \varphi_0 \right] \right\}$;
 III - результирующий график при $K_c + K_{C1} + K_{C2}$.

При проведении эксперимента использовался интегрирующий аналого-цифровой преобразователь с преобразованием напряжения в частоту на варикапах. Собственные шумы имитировались генератором синусоидального напряжения в диапазоне частот 18-500 Гц путем подачи напряжения на преобразователь через каждый герц. По показаниям реверсивного счетчика проводился расчет коэффициента подавления.

Л и т е р а т у р а

I. Золотков Л.К. Способ измерения напряжений. Авт. свид. № 235200. Бюл. изобр., № 29, 1974.

В.И.Троцкий

ОБ ОДНОЙ ЗАДАЧЕ ОПЕРАТИВНОГО ПОИСКА
 В НЕРАВНОМЕРНЫХ МАССИВАХ

Проблема оперативного поиска в больших массивах памяти ЦВМ приобретает большое значение в связи с созданием астрономических следящих систем, когда время поиска координат звезд в каталоге в процессе отождествления некоторого участка небесной сферы ограничено.

Рассмотрим задачу: в памяти ЦВМ хранится большой (несколько тысяч или десятков тысяч) массив чисел; в результате вычислений появляется число, которое необходимо отождествить с элементом массива.

Простейшим способом поиска является последовательный перебор всех элементов и сравнение их с заданным числом. Известен способ деления "пополам". Однако эти способы являются неудовлетворительными по оперативности.

Предлагается оперативный способ поиска элементов в большом массиве, основанный на особом распределении элементов в памяти ЦВМ. Вся задача рассматривается применительно к каталогу

СОЮЗ ПЕР ВЕНИТИ № 6