

Увеличение длительности импульса питающего тока T незначительно влияет на величину вносимых параметров. Электропроводность σ , величина зазора z влияют на $L_{внз}$ и $R_{внз}$ так же, как и на $L_{вн(\omega)}$ и $R_{вн(\omega)}$. Поэтому увеличение z и уменьшение σ приводит к уменьшению $\tau_{он}$.

Постоянная времени $\tau_{он}$, характеризующая длительность переходного процесса в системе ВПП - объект контроля слабо зависит от длительности импульса и сильно - от частоты заполнения. Наблюдается быстрое уменьшение $\tau_{он}$ с увеличением f_0 .

Полученные результаты показывают возможность оценки длительности переходного процесса и пути изменения его. При контроле перемещений, зазоров и вибраций скорость контроля может быть увеличена за счет повышения частоты питания ВПП. При $f_0 < 10^3$ Гц длительность переходного процесса имеет порядок $\tau_{он} \sim (10^{-2} + 10^{-3})$ с, при $f_0 \sim (10^5 + 10^6)$ Гц - $\tau_{он} \sim (5 \cdot 10^{-4} + 10^{-6})$ с.

Если f_0 изменять нельзя, то в относительно малых пределах можно изменять $\tau_{он}$ за счет размеров преобразователя R .

Л и т е р а т у р а

1. Быховский Ю.С. Динамические погрешности ТВП. - В сб.: Исследования по акустике, электрофизике и радиоэлектронике. Вып. 3 (72). КуАИ, 1975.
2. Соболев В.С., Шкарлет Ю.Н. Накладные и экранные датчики. Новосибирск, "Наука", 1967.

Н.И. Филимонов, Е.А. Муштаков

О НЕКОТОРЫХ АСПЕКТАХ ПОСТРОЕНИЯ СРАВНИВАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА С ПОВЫШЕННОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ

В сравнивающих устройствах (СУ), построенных по схеме усилителя постоянного тока (УПТ) с модуляцией и демодуляцией (МДМ) сигнал на выходе демодулятора представляет собой последовательность импульсов в виде меандра. Если режим работы демодулятора - синхронный с работой модулятора, то выходной сигнал несет информацию как о величине разностного напряжения $U_0 = U_s - U_x$, так и о его знаке.

Здесь U_x - измеряемое напряжение; U_s - эталонное напряжение.

В общем случае совместно с сигналом действуют аддитивная и неаддитивная помехи. В качестве аддитивной помехи в этой системе рассматриваются в совокупности помехи следующих видов:

- $U_{ост}$ - остаточное напряжение открытого ключа модулятора;
- $I_{ост}$ - остаточный ток закрытого ключа модулятора;
- $U_{умн}$ - импульсная помеха, образуемая в моменты переключения ключей модулятора;
- $U_{упр}$ - управляющее напряжение, проникающее на вход усилителя через модулятор;
- $U_{ш}$ - собственные шумы источников сигналов U_x и U_g модулятора и усилителя.

Под неаддитивной понимается помеха, модулирующая какой-либо параметр полезного сигнала U_0 .

Таким образом, на выходе модулятора сигнал будет иметь вид

$$U_{вых}(t) = U_0(t) + U_{умн}(t) + U_{ш}(t) + \Delta,$$

где $U_0(t)$ - полезный сигнал;

$U_{умн}(t) = U_{всм}(t) + U_{умн}(t) + U_{упр}(t)$ - помеха, обусловленная остаточными параметрами ключей модулятора и паразитными емкостями; Δ - неаддитивная помеха.

Следовательно, задача построения высокочувствительных СУ разбивается на две части:

- уменьшение составляющей суммарной помехи, обусловленной остаточными параметрами ключей модулятора $U_{умн}(t)$;
- применение методов выделения полезного сигнала $U_0(t)$ из маскирующих шумов $U_{ш}(t)$.

В данной статье рассматриваются некоторые вопросы, связанные с решением второй части задачи. При этом предполагается, что первая часть решена либо путем применения в модуляторе ключей с очень малыми остаточными параметрами, либо путем поперiodной коррекции этих параметров [1].

Будем считать, что:

1 - $U_0(t)$ представляет собой меандр с размахом U_0 и частотой, соответствующей частоте переключения модулятора;

2 эталонное напряжение может изменяться скачками с шагом h . Переключение U_0 осуществляется по команде с системы обработки сигнала $U_0(t)$.

Команда на переключение дается в случае превышения какого - то порога T_0 , в противном случае дается команда на считывание U_s . При больших значениях U_0 влиянием шумов можно пренебречь. Однако в процессе измерения уменьшается U_s , а следовательно, и U_0 . Считая $u_0(t)$ сигналом, можно говорить об уменьшении соотношения сигнал/шум на выходе модулятора.

В этой ситуации систему обработки сигнала можно рассматривать как оптимальный приемник, задача которого состоит в оптимальном обнаружении сигнала на фоне шумов. Для сигнала с полностью известными параметрами структурная схема такого приемника содержит перемножитель, на который поступает принимаемая смесь сигнала и шума, с одной стороны, и опорный сигнал, с другой, интегратор и пороговое устройство.

Как известно, сигнал на входе порогового устройства при нормальном $u_w(t)$ представляет собой также нормальный случайный процесс, математическое ожидание которого пропорционально энергии сигнала, а дисперсия определяется шумом на входе $u_w(t)$ и параметрами схемы. При построении сравнивающих устройств важно определить связь дисперсии шума, шага эталонного напряжения и величины порога.

Одномерную плотность вероятности процесса на входе порогового устройства с порогом T_0 представим в виде

$$W(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} e^{-\frac{(u-U_0)^2}{2\sigma^2}}$$

Рассмотрим частный случай, когда

$$\sigma \leq h \approx T_0$$

и предыдущие измерения по всем переключениям U_s были достоверными.

Считаем, что

$$U_{sn} > U_x > U_{s(n+1)},$$

где n - число предшествующих переключений U_s ;

$$U_{sn} = U_{s0} - nh;$$

$$U_{s(n+1)} = U_{s0} - (n+1)h;$$

U_{s0} - начальное эталонное напряжение при $n = 0$.

Будем полагать, что при $u > T_0$ вырабатывается команда на уменьшение U_s на величину h , а при $u < T_0$ вырабатывается команда на считывание результата. Измерение считаем безошибочным, если считывание произошло при n -ой или $(n+1)$ -ой сравнении.

При измерениях, очевидно, необходимо, чтобы безошибочное измерение было достоверным событием. Условимся практически достоверным счи-

тать событие, вероятность свершения которого не ниже 0,9986.

Безошибочное решение представляет собой сумму двух событий:

- 1 - переключение U_3 при $(n - 1)$ первых сравнениях и считывание при n -ом сравнении;
- 2 - переключение U_3 при n первых сравнениях и считывание при $(n + 1)$ -ом сравнении.

Вероятность безошибочного измерения может быть записана в виде

$$P_u = P_{cn} \prod_{i=n-1}^0 P_{yi} + P_{c(n+1)} \prod_{i=n}^0 P_{yi}, \quad (I)$$

где P_{yi} - вероятность переключения при i -ом сравнении;

P_{cn} - вероятность считывания при n -ом сравнении.

После несложных преобразований выражение (I) упрощается:

$$P_u = (1 - P_{yn} P_{y(n+1)}) \prod_{i=n-1}^0 P_{yi}. \quad (2)$$

Вероятности P_{yn} и $P_{y(n+1)}$ зависят от относительной величины порога T_0 , шага $\frac{h}{\sigma}$ и положения U_x относительно U_{3n} и

$U_{3(n+1)}$.

Смещение U_x от U_{3n} до $U_{3(n+1)}$ изменяет U_0 при n -ом сравнении от 0 до h , а при $(n + 1)$ -ом сравнении от h до 0.

Значения P_{yn} и $P_{y(n+1)}$ могут быть определены из следующих выражений:

$$P_{yn} = \int_{T_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left[-\frac{(u - U_0)^2}{2\sigma^2}\right] du;$$

$$P_{y(n+1)} = \int_{T_0}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left\{-\frac{[u - (U_0 - h)]^2}{2\sigma^2}\right\} du \quad (h > U_0 > 0)$$

или

$$P_{yn} = 0,5 \left[1 - \Phi\left(\frac{T_0 - U_0}{\sigma}\right) \right];$$

$$P_{y(n+1)} = 0,5 \left\{ 1 - \Phi\left[\frac{T_0 - (U_0 - h)}{\sigma}\right] \right\},$$

где

$$\Phi(z) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx - \text{интеграл вероятности.}$$

С целью выявления основных закономерностей связи $\frac{T_0}{\sigma}$ и $\frac{h}{\sigma}$ упростим выражение (2), приняв

$$\prod_{i=n-1}^0 P_{y_i} \approx P_{y(n-1)} ;$$

$$P_u \approx P_{y(n-1)} (1 - P_{y_n} P_{y(n+1)}) .$$

Из полученных выражений следует, что значения P_u в общем случае существенно зависят от положения U_x относительно $n U_s$ и $(n+1) U_s$. Анализ показывает, что наименьший диапазон изменения P_u при изменении U_x в пределах $n U_s - (n+1) U_s$ соответствует значению $\frac{T_s}{\sigma} = 0,5$. Следовательно, оптимальное значение $\frac{T_s}{\sigma}$ следует принять равным 0,5. Наихудшее значение P_u при этом определяется в основном значениями $P_{y(n-1)}$ и оказывается связанным с величиной $\frac{h}{\sigma}$ соотношением

$$P_u \approx \int_{-0,5 \frac{h}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du . \quad (3)$$

Выражение (3) позволяет по заданной вероятности безошибочного измерения P_u определить требуемую величину $\frac{h}{\sigma}$. Таким образом, безошибочное измерение становится практически достоверным событием ($P_n > 0,9986$) лишь при $\frac{h}{\sigma} \geq 6$.

В ы в о д ы

1. Проведенный анализ позволил установить связь величины шага эталонного напряжения с дисперсией шума на входе порогового устройства системы обработки сигнала, а так же правило выбора порогового уровня $T_0 = 0,5 h$.

2. Полученные результаты могут быть полезны при рассмотрении вопросов, связанных с построением высокочувствительных сравнивающих устройств и позволяют определить допустимый уровень флуктуаций на входе порогового устройства, исходя из заданной точности измерений.

Л и т е р а т у р а :

1. Филимонов Н.И., Мустаков Е.А. Сравнивающее устройство с автоматической компенсацией остаточных параметров ключей модулятора (см. статью настоящего сборника).
2. Гуткин Л.С. Теория оптимальных методов радиоприема при флуктуационных помехах. М., "Сов. радио", 1972.