

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ НЕЛИНЕЙНОСТИ ФИЛЬТРА ОСНОВНОЙ СЕЛЕКЦИИ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КАНАЛА СИСТЕМЫ ВИБРОДИАГНОСТИКИ НА ПОГРЕШНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ ВИБРОУСКОРЕНИЯ.

Воронцов А.Г., канд. техн. наук, доцент,
Донецкий государственный технический университет

197-202

Исследовано влияние нелинейности полосового фильтра основной селекции на погрешность измерения квадрата СКЗ ускорения высокочастотной вибрации при действии на входе фильтра внеполосных гармонических помех. Приведены зависимости для относительной погрешности измерений.

The influence of bandpass main selection filter nonlinearity on the measuring error of second power STD value high frequency vibration acceleration is elaborated. Outside the bandpass sinusoidal components as the interference are regarded. Expressions for relative error of measuring are adduced.

Создание систем виброакустической диагностики, работающих в условиях малых отношений сигнал – шум требует решения вопросов связанных с обеспечением высокой линейности измерительного канала и оптимального выбора информационной области частот. Как показывает практика [1], причинами, существенно снижающими достоверность результатов диагностики, являются помехи, возникающие из-за нелинейностей в измерительном канале (ИК) системы и, в частности, в фильтре основной селекции.

Сигнал, поступающий на вход ИК системы вибродиагностики, представляет собой случайный процесс, содержащий флуктуационную и гармонические составляющие. Информационными составляющими в вибросигнале являются флуктуационные компоненты вибрации высокочастотной и среднечастотной области [2], гармонические – помехами.

Измерительная задача, решаемая средствами ИК - оценка среднеквадратического значения флуктуационной составляющей ускорения вибрации в заданной полосе частот. Задача, решаемая фильтром основной селекции в составе ИК – выделение флуктуационной составляющей вибрации в заданной полосе частот с наилучшим соот-

ношением сигнал – помеха. Так как уровень гармонических компонент с повышением частоты падает, то в диапазоне высоких частот возможности для выбора полосы фильтрации информационной области гораздо шире, чем в среднечастотной или низкочастотной. Однако, даже если для измерений выбрана полоса частот свободная от помех, на выходе фильтра могут оказаться гармоники и интермодуляционные компоненты, обусловленные взаимодействием внеполосных составляющих входного сигнала на нелинейности фильтра.

Для исследования влияния нелинейных явлений в фильтре на уровень нежелательных компонент представим его в виде последовательного соединения безинерционной нелинейности, присущей входному дифференциальному каскаду усилителя первого звена фильтра, формирующему выходной ток $i(t)$ [3],

$$\frac{i}{I_{DSS}} = \frac{I_0}{I_{DSS}} \sin(ku_i), \quad (1)$$

$$\text{где, } k = \frac{\pi}{2\beta U_p}; \beta = 0.2 + 1.04 \frac{I_0}{I_{DSS}} - 0.26 \left(\frac{I_0}{I_{DSS}} \right)^3; \quad (2)$$

i, I_0, I_{DSS} - входной ток, ток покоя и ток насыщения дифференциального каскада, соответственно;

u_i, U_p - входное напряжение и напряжение отсечки дифференциального каскада, соответственно,

а так же линейной части фильтра, обеспечивающей заданную частотную характеристику. Целесообразность такого представления можно обосновать тем, что в многозвенных полосовых фильтрах (ПФ), применяемых в системах вибродиагностики именно дифференциальный каскад усилителя первого звена наиболее подвержен действию внеполосных компонент, в то время как на последующие звенья, поступает уже частично отфильтрованный сигнал. Это так же дает возможность наиболее простыми средствами учесть нелинейные свойства входных цепей ИК.

С учетом вышеизложенного, эквивалентная схема, исследуемой части измерительного канала, будет иметь вид, приведенный на рис. 1, где обозначены:

- $A1$ - входной преобразователь измерительного канала;
- $A2$ - безинерционная нелинейность ПФ;
- $A3$ - линейная часть ПФ;

$A4$ - квадратичная безинерционная нелинейность;

$A5$ - фильтр низких частот (ФНЧ);

$q(t)$ - заряд, формируемый пьезоэлектрическим акселерометром.

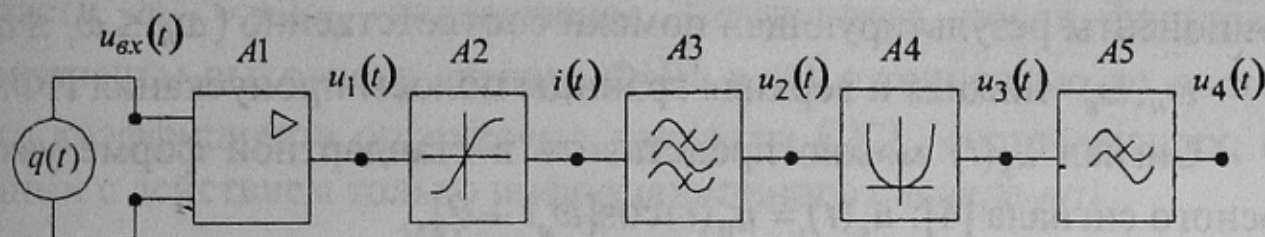


Рисунок 1 – Эквивалентная схема для оценки влияния нелинейности ПФ на погрешность измерения квадрата СКЗ виброускорения

Как показано в [3] наиболее значительными в спектре выходного сигнала усилителя первого звена фильтра являются компоненты 3-го порядка с частотами

$$\omega_{H3} = 3\omega_1, \quad \omega_{IM1} = \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 \text{ и } \omega_{IM2} = 2\omega_1 - \omega_2,$$

при действии на его входе помехи вида

$$u_{\Pi}(t) = \sum_{i=1}^3 u_i \cos \omega_i t, \quad (3)$$

где ω_i - частота i -ой гармонической составляющей помехи ($i = 1, 2, 3$).

Относительные уровни этих компонент при $u_1 = u_2 = u_3 \leq U_p / 3$ могут быть вычислены по формулам [3]:

$$D_{H3} = 20 \lg d_{H3}, \quad D_{IM1} = 20 \lg d_{IM1}, \quad D_{IM2} = 20 \lg d_{IM2},$$

$$\text{где, } d_{H3} = \frac{J_3(ku)}{3J_1(ku)}, \quad d_{IM1} = \frac{J_2(ku)}{J_0(ku)}, \quad d_{IM2} = \left[\frac{J_1(ku)}{J_0(ku)} \right]^2, \quad (4)$$

$J_n(*)$ – функция Бесселя n -го порядка.

Реальный сигнал, поступающий на вход нелинейности, может содержать значительное количество гармонических составляющих, которые в свою очередь, являются причиной многочисленных интермодуляционных компонент и гармоник. Те из них, что попадают в полосу прозрачности ПФ, определяют результирующий сигнал помехи $u_s(t)$ в канале, обусловленный нелинейностью $A2$

$$u_s(t) = \sum_{i=1}^N u_{si} \cos(\omega_i t + \varphi_i),$$

где u_{si} , ω_i , φ_i - амплитуда, частота и фаза i -й гармонической компоненты результирующей помехи соответственно ($\omega_n \leq \omega_i \leq \omega_b$); ω_n, ω_b - нижняя и верхняя границы полосы пропускания ПФ.

Сигнал $u_s(t)$ можно представить в стандартной форме узкополосного сигнала [4]: $u_s(t) = u_0(t) \cos[\omega_c t + \theta]$, где $u_0(t)$, θ - огибающая и фаза результирующего сигнала помехи, соответственно.

Корреляционная функция для этого сигнала имеет вид:

$$R_s(\tau) = \frac{1}{2} R_{U_0}(\tau) \cos \omega_c \tau,$$

где, $R_{U_0}(\tau)$ - корреляционная функция огибающей сигнала $u_s(t)$.

Наряду с помехой $u_s(t)$ на выходе ПФ действует измерительный сигнал в виде узкополосного шума $n(t)$. Для статических измерений процесс $n(t)$ можно считать стационарным в широком смысле с нулевым математическим ожиданием и корреляционной функцией $R_n(\tau)$. Таким образом, входной сигнал квадратора А4 имеет вид:

$$u_2(t) = u_s(t) + u_n(t).$$

В результате преобразования $u_2(t)$ квадратором А4 получим сигнал $u_3(t)$, корреляционная функция которого $R_3(\tau)$ имеет слагаемые трех типов [5]: $R_3(\tau) = R_{sxs}(\tau) + R_{sxn}(\tau) + R_{n xn}(\tau)$,

где $R_{n xn}(\tau) = 2a^2 R_n^2(\tau) + a^2 \sigma_n^4$ - слагаемое, обусловленное действием только информационного сигнала;

$$R_{sns}(\tau) = \frac{a^2}{4} R_{U_0}^2(\tau) + \frac{a^2}{8} R_{U_0}^2(\tau) \cos 2\omega_c \tau - \text{слагаемое, обусловленное действием только помехи;}$$

$R_{sxn}(\tau) = 2a^2 R_{U_0}(\tau) R_n(\tau) \cos \omega_c \tau + a^2 R_{U_0}(0) \sigma_n^2$ - слагаемое, обусловленное взаимодействием информационного сигнала и помехи.

Здесь $R_{U_0}^2(\tau)$ - корреляционная функция квадрата огибающей помехи.

В [5] показано, что спектральная плотность выходного сигнала

квадратора при действии на его входе процесса вида $u_2(t)$ определена в узких полосах частот в окрестности частот $\omega_0 = 0$ и $\omega_{02} = \pm 2\omega_c$. Частота среза ФНЧ –А5 выбирается таким образом, что компоненты области $\omega_{02} = \pm 2\omega_c$ подавляются. Оставшиеся после фильтрации компоненты выходного сигнала ФНЧ $u_4(t)$ с точностью до постоянного коэффициента определяют квадраты СКЗ составляющих, связанных с действием только информационного сигнала $n(t)$

$$\sigma_{4nzn}^2 = a^2 R_n^2(0) + a^2 \sigma_n^4,$$

действием только помехи $u_s(t)$ $\sigma_{4sxs}^2 = \frac{a^2}{4} R_{U_0^2}(0) + 0,$

взаимодействием информационного сигнала $n(t)$ и помехи $u_s(t)$

$$\sigma_{4sxn}^2 = a^2 R_{U_0}(0) R_n(0) + a^2 R_{U_0}(0) \sigma_n^2.$$

Первый член в правой части каждого из приведенных выражений определяет квадрат СКЗ флуктуационной составляющей слагаемого, второй – постоянной составляющей [5]. При измерении квадрата СКЗ виброускорения используется постоянная составляющая на выходе ФНЧ. Тогда относительная погрешность измерения, обусловленная нелинейностью ПФ, определится как:

$$\delta_{\text{нл}} = \frac{a^2 R_{U_0}(0) \sigma_n^2}{a^2 \sigma_n^4} = \frac{\sigma_{U_0}^2}{\sigma_n^2}. \quad (5)$$

При измерении пульсаций квадрата СКЗ виброускорения используются флуктуационные составляющие на выходе ФНЧ. В этом случае погрешность измерения, обусловленная нелинейностью ПФ, может быть определена по формуле:

$$\delta_{\text{нл}} = \frac{\frac{a^2}{4} R_{U_0^2}(0) + a^2 R_{U_0}(0) R_n(0)}{a^2 R_n^2(0)} = \frac{1}{4} \frac{\sigma_{U_0}^4}{\sigma_n^4} + \frac{\sigma_{U_0}^2}{\sigma_n^2} = \frac{k}{4} (k+1), \quad (6)$$

где $k = \frac{\sigma_{U_0}^2}{\sigma_n^2}.$

Величина $\sigma_{U_0}^2$ для комбинаций внеполосных сигналов вида (3) может быть определена из соотношений:

$$\sigma_{U_0}^2 = \begin{cases} 0.5u^2 d_{H3}^2, & \left(\frac{\omega_n}{3}\right) < \omega_1 < \left(\frac{\omega_8}{3}\right); \\ 0.5u^2 d_{IM1}^2, & \omega_n < \omega_1 + \omega_2 - \omega_3 < \omega_8; \\ 0.5u^2 d_{IM2}^2, & \omega_n < 2\omega_1 - \omega_2 < \omega_8. \end{cases} \quad (7)$$

Величина σ_n^2 может быть найдена из известного соотношения [4]:

$$\sigma_n^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_8} S_n(\omega) K^2(\omega) d\omega, \quad (8)$$

где, $S_n(\omega)$ - спектральная плотность флуктуационной составляющей на входе ПФ;

$K(\omega)$ - модуль амплитудно – частотной характеристики ПФ.

Заключение. Полученные соотношения (5) и (6) позволяют по известной спектральной плотности исследуемого вибропроцесса и с привлечением (7,8) получить оценку составляющей погрешности измерения квадрата СКЗ виброускорения, обусловленную нелинейными свойствами ПФ измерительного канала системы вибродиагностики. Нелинейный характер зависимости (6) относительно k связан с эффектом подавления флуктуационной составляющей сигнала гармонической помехой на нелинейности квадратора. Влияние нелинейности ПФ можно уменьшить путем рационального выбора полосы фильтрации, таким образом, что бы в полосу пропускания ПФ не попадали интермодуляционные компоненты и гармоники значительно уровня, прежде всего третьего порядка. Влияние нелинейности ПФ можно снизить так же за счет увеличения тока покоя дифференциального каскада первого звена ПФ и уменьшения до допустимых значений (в смысле обеспечения допустимого соотношения сигнал-шум) коэффициента усиления входного преобразователя ИК.

Список источников

1. Barkov A., Barkova N., Azovtsev A. Peculiarities of slow rotation element bearing condition diagnostics. Труды ежегодной (20-й) конференции Национального института вибрации США, июнь, 1996
2. Duncan L. Carter. A new method for processing rolling element bearing signals. Труды ежегодной (20-й) конференции Национального института вибрации США, июнь, 1996.
3. Abuelm'atti M.T. Improved analysis of the harmonic and intermodulation performance of operational amplifiers. IEEE Proc. 1984, G131, №6, pp. 226-233.
4. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для ВУЗов. – М.: Советское радио, 1986.- 399 с.
5. Давенпорт В.Б., Рут В.Л. Введение в теорию случайных сигналов и шумов. – М.: ИЛ, 1970. – 499 с.