

УДК 621.317.39 (075.8)

¹Д.П. Орнатский, к.т.н.
¹В.В. Довгань
²Д.В. Никитенко

МЕТОДЫ ПОСТРОЕНИЯ АППАРАТУРЫ ДЛЯ ДИАГНОСТИРОВАНИЯ ПОДШИПНИКОВ КАЧЕНИЯ

¹Национальный авиационный университет
²ГП “Укрметртестстандарт”

В статье поднимается проблема построения аппаратуры для диагностирования подшипников качения. Рассмотрены достоинства и недостатки различных методов контроля подшипников, а также технические средства, которые реализуют эти методы диагностики.

Ключевые слова: подшипник качения, методы диагностики, вибрационные сигналы.

Введение

Вибрационная диагностика подшипников качения является одной из наиболее важных практических функций службы диагностики. По этой причине правильный выбор аппаратуры для этой цели во многом определяет эффективность и значимость диагностической службы предприятия. В данном обзоре мы кратко рассмотрим достоинства и недостатки различных методов контроля подшипников качения, а также технические средства, реализующие эти методы диагностики.

Постановка задачи

Задача диагностирования подшипниковых частот является сложным процессом, это обусловлено тем, что вибрационные сигналы очень слабые по уровню. Рядом с ними находятся более мощные основные гармоники вибрации. Поэтому выделение этих частот является сложной технической задачей.

Для решения данной задачи принято использовать два основных подхода стохастический и детерминированный. Недостатком стохастического метода является то, что для получения необходимого соотношения сигнал/шум, не обходимо устанавливать датчик непосредственно на подшипниках, но во многих случаях практики это не возможно. По этому целесообразно использовать детерминированный подход, в котором возможно использование фильтров. Для повышения соотношения сигнал/шум используют N - каналные фильтры.

Основные методы диагностики подшипников качения

Известно устройство для контроля подшипников, содержащее преобразователь колебаний, полосовой фильтр, синхронный гребенчатый фильтр, заграждающий синхронный гребенчатый фильтр, преобразователь углового положения вала, синхронизатор, индикатор. Недостатком устройства является низкая достоверность определения дефекта вследствие недостаточно четкого выделения спектра сигнала исследуемого узла.

Следующий способ диагностики дефектов подшипников качения, заключающийся в том, что при вращении их регистрируют спектральный состав вибраций с помощью узкополосного фильтра. Однако этот способ не позволяет по величине амплитуд спектральных составляющих с необходимой точностью определить вид и величину дефекта [1].

Следующий известный метод состоит в том, что определяют вибрацию диагностируемого подшипника методом сканирования с выделением из всего сканированного спектра экспресс-параметра подшипника, благодаря которому определяют его качество. Недостатком данного способа является способность определять только текущее состояние подшипника без возможности анализа развития дефекта, невозможность идентификации дефекта за видом [2].

Схемные реализации N – каналных фильтров обладают преимуществом: характеристики фильтра легко можно регулировать электронным способом. Это достигается путем регулирования фазы, частоты и содержания гармоник у автогенераторов. Применяя для регулирования этих параметров цифровые схемы, можно получить точность и простоту регулировки. Эти преимущества наряду с последними успехами интегральных схем

обумовили возобновлення інтереса к фільтрам с использованием изменяющихся во времени элементов, но уже выполняемым в интегральной форме.

N – канальний фільтр являється обобщенной схемной конфигурацией, показанной на рис. 1, которая состоит из N параллельных каналов каждый из которых содержит инвариантный во времени фильтр с входными и выходными модуляторами. С помощью простых многоканальных цепей можно получить высокоизбирательный полосовой фильтр или многополосный фильтр, для реализации которого нормальными средствами потребовались бы высококачественные линии задержки.

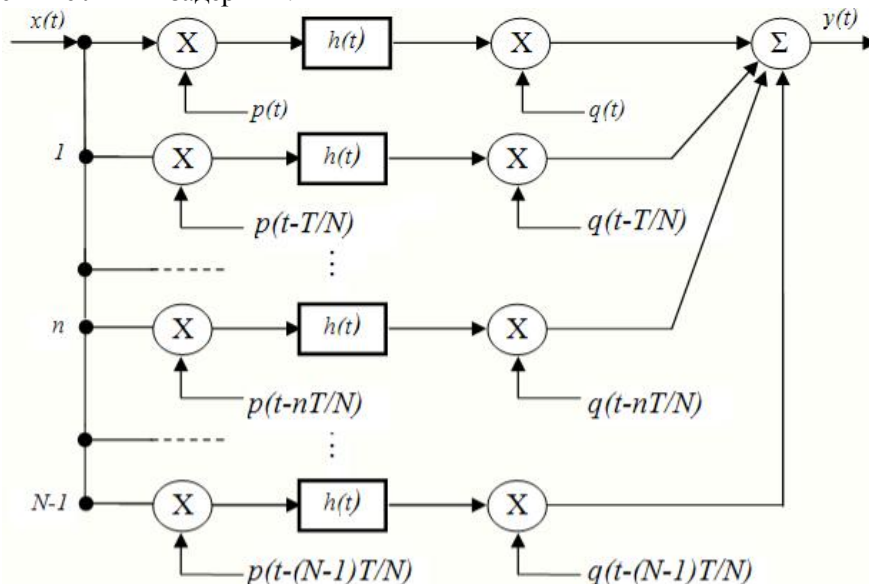


Рис. 1. Блок-схема N – канального фильтра

Рассмотрение свойств N – канального фильтра начнем с анализа изменяющейся во времени цепи, представляющей один канал N – канальной схемной конфигурации.

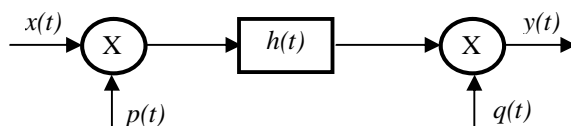


Рис. 2. Одноканальная изменяющаяся во времени схема с входным выходным умножителями

Если предположить, что цепь, осуществляющая линейную операцию, имеет нулевой выходной сигнал при нулевом входном сигнале то можно записать общее соотношение между выходным сигналом $y(t)$ и входным сигналом $x(t)$ в виде

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \omega(t, t_1) x(t_1) dt_1, \tag{1}$$

где $\omega(t, t_1)$ – импульсная характеристика цепи.

В данном случае, как это показано на рисунке 2, мы рассматриваем операцию, состоящую из умножения, некоторой инвариантной во времени операции и еще одного умножения. Следовательно, импульсная характеристика канала равна

$$\omega(t, \tau) = p(\tau)h(t - \tau)q(t) \tag{2}$$

В приложениях, которые будут здесь рассмотрены, модулирующие функции $p(t)$ и $q(t)$ будут периодическими с периодом T . Эти функции можно представить в виде рядов Фурье:

$$p(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} P_m e^{j(2\pi mt/T)} = p(t+T),$$

$$q(t) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} Q_l e^{j(2\pi lt/T)} = q(t+T). \tag{3}$$

Некоторые из важных особенностей изменяющейся во времени цепи этого типа можно

найти, исследуя ее реакцию на экспоненциальный входной сигнал вида e^{st} , где s – произвольная комплексная частота. Для $x(t) = e^{st}$, используя замену переменной $\sigma = t - \tau$, получим

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^t p(\tau)h(t-\tau)q(t)e^{st} dt = \sum_l \sum_m Q_l P_m e^{j[2\pi(l+m)t/T]} e^{st} \int_0^{\infty} h(\sigma) e^{-s\sigma - j(2\pi m\sigma/T)} d\sigma =$$

$$= \left[\sum_l \sum_m P_m Q_l H\left(s + j\frac{2\pi m}{T}\right) e^{j[2\pi(l+m)t/T]} \right] e^{st},$$
(4)

где $H(s)$ – преобразование Лапласа для функции $h(t)$, P_m и Q_l – коэффициенты Фурье.

Результирующая передаточная функция имеет форму, которая позволяет осуществить единый подход к реализации фильтров многих типов в отличие от методов, которые используются только в случае элементов с постоянными параметрами.

Если высшая гармоническая составляющая в модулирующих функциях имеет частоту меньше $N/2T$, то N – канальный фильтр ведет себя по отношению к внешним зажимам как инвариантный во времени. Наиболее распространенное применение этот результат получил при преобразовании фильтра нижних частот в полосовой с помощью модулирующих функций одной частоты.

Одним из полезных приложений свойства периодичности характеристики N – канального фильтра является выделение периодических сигналов на фоне непериодических помех. Если канальные цепи являются фильтрами нижних частот, имеющими малую по сравнению с $1/2T$ полосу пропускания, то частотная характеристика N – канального фильтра в целом представляет собой последовательность равномерно распределенных по частоте частотных полос пропускания („гребенку”), которая вносит лишь небольшое искажение сигналов с периодом T , но значительно снижает мощность помехи.

В одной из реализаций N – канального заграждающего гребенчатого фильтра на выходе каждого канала стоят дискретизирующие ключи, замыкающиеся на короткие интервалы времени, и канальные цепи, представляют собой однополюсные RC – фильтры, но верхних частот. Требуемая характеристика заграждения критична по отношению к времени задержки τ , на которое при данном конкретном методе реализации задерживается срабатывание выходных ключей по отношению к входным [3].

Выше описанные реализации характерны низким быстродействием. Поэтому целесообразно использовать итерационные интегрирующие преобразователи, которые обеспечивают повышения быстродействия фильтров примерно в 10 тысяч раз по сравнению с обычными.

Для повышения эффективности выделения ранних диагностических признаков основная гармоника должна быть подавлена. Эта задача решается с помощью следящего режекторного фильтра СРФ, который, обеспечивает сжатие спектра всех высокочастотных составляющих в полосу $0 - f_0$. В качестве СРФ предложено использовать N – канальный фильтр, импульсная характеристика которого задается выражением:

$$h_1(t) = c(t) \cdot h(t),$$
(5)

действительным только для полосы частот $|f| \leq N/2T$.

где $c(t)$ – периодическая функция времени с периодом T , $h(t)$ – импульсная характеристика канальной цепи, находящейся в каждом из N каналов. Основным преимуществом является возможность точной электронной настройки частотной характеристики фильтра. Известные реализации заграждающих гребенчатых N – канальных фильтров, использующие в качестве канальных однополюсные RC – фильтры верхних частот, имеют, существенный недостаток, связанный с необходимостью реализации точного времени «запаздывания» τ в канальных фильтрах, которое требуется для получения необходимой характеристики заграждения. При этом даже небольшие изменения τ приводят к полному исчезновению провалов частотной характеристики.

Использование «лестничных» структур на основе коммутируемых конденсаторов приводит к затягиванию переходного процесса. От указанных недостатков свободен предлагаемый следящий режекторный фильтр, блок-схема которого представлена на рис. 3.

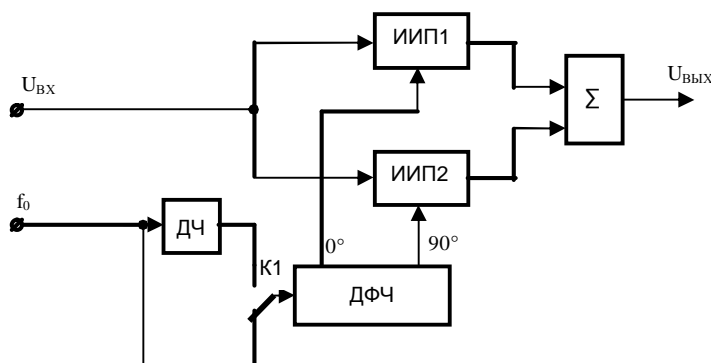


Рис. 3. Блок-схема следящего режекторного фильтра

Основу фильтра составляют два итерационных интегрирующих преобразователя ИИП1, ИИП2, синхронизируемых прямоугольными модулирующими функциями, сдвинутыми друг относительно друга на четверть периода.

Преимуществом использования итерационных интегрирующих преобразователей в качестве канальных фильтров является их высокое быстродействие по сравнению с аналоговыми активными фильтрами. Управляющие сигналы для итерационных преобразователей формируются с помощью делителя-фазорасщепителя ДФЧ из сигнала обратной частоты f_0 , непосредственно или после дальнейшего прохождения его через делитель частоты на три ДЧ и коммутатор К1. Делитель-фазорасщепитель ДФЧ делит частоту входного сигнала на четыре и формирует прямоугольные выходные сигналы, сдвинутые на 90° . Частотная характеристика такого фильтра будет иметь глубокие провалы АЧХ на частотах, кратных f_0 . Глубина этих провалов практически будет определяться фазовым шумом управляющих сигналов и может достигать значений 90-100 дБ.

Таким образом, на выходе режекторного фильтра образуется сигнал, спектр которого будет содержать информацию о всех высокочастотных составляющих исходного вибросигнала. Диагностическим параметром в данном случае будет спектр мощности выходного сигнала режекторного фильтра [4].

Выводы

Известные реализации заграждающих гребенчатых N – канальных фильтров, использующие в качестве канальных однополюсные RC – фильтры верхних частот имеют существенный недостаток, связанный с необходимостью реализации точного времени «запаздывания» τ в канальных фильтрах, требующегося для получения необходимой характеристики заграждения. При этом даже небольшие изменения τ приводят к полному исчезновению провалов частотной характеристики.

В связи с этим предложен следящий режекторный фильтр, который свободен от указанных выше недостатков.

Список литературных источников

1. Шестериков К.А., Гречинский Д.А. Устройство для вибродиагностики механизмов. Авторское свидетельство № 1142747, кл. G 01 M 13/02. Бюл. №8, 1985.
2. Тартаковський Е.Д., Бабанін О.Б. Спосіб вібраційної діагностики підшипників. Патент на винахід №84322, кл. G 01 M 13/00. Бюл. №19, 2008.
3. Темеша Г., Митра С. Современная теория фильтров и их проектирование. – М.: Издательство “МИР” 1977. – 560 с.
4. Квасников В.П., Орнатский Д.П. Способ измерения параметров вибраций газотурбинных установок. ВІСНИК НАУ, 2007.