

СЕНСОРНО-ИНТЕРАКТИВНОЕ ПРОГНОЗИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ДВИЖЕНИЯ

Ю.А. Осокин (г. Барнаул, Россия)

Современные устройства движения на основе применения электроприводов в условиях нестабильных внешних воздействий требуют применения методов и средств, обеспечивающих получение высокочастотных характеристик при заданной точности. При решении данной задачи возникают определенные проблемы в достижении компромисса между достижением максимальной точности и повышением быстродействия. Решение проблемы создания оптимального варианта устройства возможно на основе концепции сенсорно-интерактивного контроля с прогнозированием. По сути метод аналогичен функционированию замкнутой рефлекторной дуги человека при формировании рефлекторных движений, как автоматических, быстродействующих ответных реакций на определенные внешние воздействия.

Теоретически идеальным вариантом такого процесса является поддержание в горячем режиме параллельного процесса на основе спрогнозированного решения и опережающим по времени включением в процесс управления в требуемые моменты времени. Рационально выбранная функциональная схема предполагаемого процесса должна дать надежные отправные вехи формирования требуемых параметров и установления временных и параметрических связей.

При традиционной эквидистантной передаче сигналов существенным является учет межканальных ассоциативных связей в сенсорно-программных трактах ведущих к искажениям апертурного характера. При размерах апертур c_p это отражается в виде увеличения фронта сигнала: $t_a = k_a c_p / V_x$. При этом между уровнями (0.1 - 0.9) номинальной амплитуды сигнала ширина фронта t_a увеличивается до значений $k_a = 1,16$ и более в зависимости от скорости изменения процесса V_x . Взаимосвязанные сигналы складываются и изменяют вид результирующего сигнала.

Преобразованием известного выражения модуляционной характеристики $M(N)$ эквидистантных сигналов автором получено выражение для коэффициента k_s :

$$K_s = [1 + M(N)] / [1 - M(N)],$$

на основе которого можно определить величину граничного слоя при сближении

сигналов по заданному отношению сигнал/помеха.

Графическая иллюстрация данного выражения приведена на рисунке 1. В данной функциональной зависимости коэффициент K_s определяется выражением:

$$k_s = U_{\max} / (U_{\max} - U_{\min}),$$

где U_{\max} и U_{\min} - максимальное и минимальное значение амплитуды результирующего сигнала при сближении двух сигналов, имеющих амплитуду U_{\max} .

Использование данных выражений дает возможность в практически удобной форме рассчитывать компоновочные схемы многоканальных формирователей с учетом взаимосвязей, характерных апертурным искажениям.

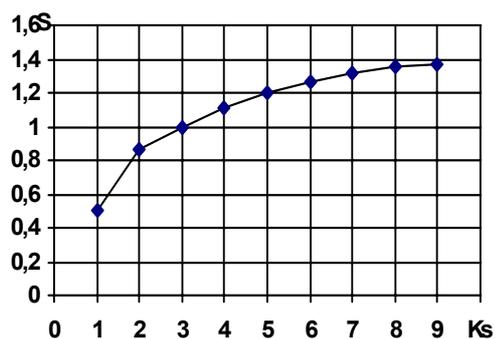


Рисунок 1 – Величина граничного слоя для сигналов, протяженностью C_p при заданном отношении сигнал/помеха и типовой модуляции $M(N)=0,66$

Например, для заданного коэффициента сигнал /помеха $k_s = 5$ (по графику рисунок 1 $M(N) = 0,66$) можно определить величину граничного слоя S (для сигналов размером $C_p = 1$ значение S составляет: $S_{\min} = 1,2$).

На основе данного метода при заданных значениях k_s можно синтезировать оптимальные комбинации сигналов в информационных пакетах данных.

Качество интерактивных систем (ИАС) определяется их динамическими характеристиками.

По динамичности интерактивные режимы в интервале погрешности до одного процента (при экспоненциальном изменении до 0,99 от номинального значения параметра) в зависимости от соотношения K_T динамических

параметров интерактивной системы $\tau_{и}$ и контролируемого процесса $\tau_{п}$ следует разделить на:

ИАС первого порядка при $K\tau = 0,14$ до 1,0 и ИАС второго порядка: $K\tau = \tau_{и} / \tau_{п} \leq 0,14$.

Динамическая модель следящего в прогнозирующем режиме сенсорно-программного функционального формирователя для интерактивного контроля динамических объектов была экспериментально выполнена на основе функционального цифрового формирователя, который формирует на выходе сигнал U_e в виде возрастающих и убывающих сигналов ступенчатой формы, внешняя огибающая которой приближается с заданной точностью к аналогичной форме скоростной характеристики (рисунок 2):

$$U_e = 2U_n \sin 2\pi(f_f / k)t.$$

Входная частота f_f в k раз больше частоты первой гармоники реального процесса f_p .

Данная функция адекватна второй производной прогнозируемой функции пути. По энергетическому эквиваленту данная функция пропорциональна величине тока электропривода, однако, следует учитывать погрешности дискретизации, квантования и коэффициента пик-фактора.

Применение рассмотренной модели вносит ошибку $q(t) = U_e(t) - U(t)$, которая имеет ступенчатую форму, характерную для процессов дискретизации гармонических сигналов и, по абсолютной величине, не превышающая $\Delta/2$. При числе уровней квантования γ и средней мощности сигнала величиной $P_e = (\gamma\Delta/2)^2/2$ отношение сигнал-помеха при использовании коэффициента пик-фактора сигнала $K_{пф}$ имеет значение:

$$P_e / P_q = (3/2)^{2\gamma} / K_{пф}^2.$$

Оценка точности приближения синтезированного сигнала переходной функции к гармоническому в данной функциональной модели для положительной полуволны при 16-ти кратной дискретизации периода по времени и 8-кратном квантовании по амплитуде при изменениях сигнала от минимальных абсолютных значений до максимальных составит от $0,125U_e$ до $0,02U_e$.

С учетом динамики и размаха сигналов перерегулирования в динамических процессах эти параметры приемлемы для ИАС второго порядка и с определенной фазой для систем первого порядка. При этом дважды

интегрированный сигнал используется при контроле на позиционном уровне.

В процессе управления с прогнозированием формирование командных воздействий осуществляется на основе селекции требуемого, с наибольшей вероятностью верного сигнала из комплекса имеющихся. Селекция осуществляется с применением оптимального алгоритма поиска.

Двойное интегрирование энергетической (в частности, токовой в приводе) функции по времени дает прогнозируемые значения реактивной составляющей интерактивной петли предупреждающего характера.

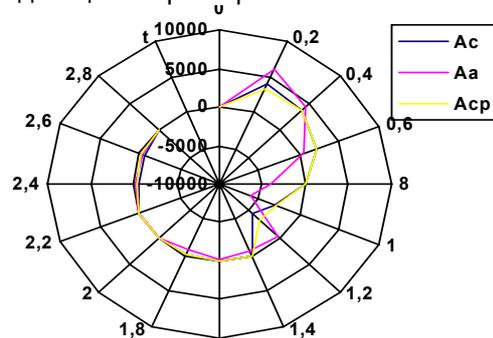


Рисунок 2 – Скоростные A_{cp} , A_c и токовая A_a характеристики привода

При прогнозировании требуется непрерывное функционирование процесса синтеза интерактивных воздействий на привод на основе непрерывной динамично поступающей сенсорной информации.

Аналогичным вариантом схемы управления является комплекс следящего канала измерителя K_2 с неследящим K_1 , прямого действия, например, координатным датчиком перемещения, с использованием фильтрующих звеньев элементов следящей системы (рисунок 3).

В следящий измеритель входят инерционные звенья с операторными коэффициентами передачи $K_1(p)$ и $K_2(p)$, а сигнал неридиотехнического измерителя вводится через фильтр с коэффициентом передачи $H(p)$ (). Фильтр необходим для того, чтобы привести сигнал измерителя K_1 к тому же виду, какой имеет сигнал K_2 в точке их сложения. Выходной сигнал измерителя $Y(t)$.

Динамическая погрешность будет отсутствовать, если $H(p)K_2(p)=1$ (условие интервариантности). Тогда

$$y(t) = W(t) + [1 + K(p)]^{-1} x_1(t) + K(p)[1 + K(p)]^{-1} x_2(t).$$

$$\text{При } K(p)[1 + K(p)]^{-1} = K_\phi(p)$$

То есть, рассматриваемая схема эквивалентна типовой схеме компенсации помех.

Основной источник погрешностей комплексной измерительной системы - это неполная компенсация погрешности одного из измерителей и перекрытие спектров их помех. Первая причина снижения точности может быть исключена, если точно известно изменение компенсируемой погрешности во времени и при различных условиях движения и возможно выполнить фильтр, соответствующий ее спектру. Вторая причина сложна для устранения, так как спектры сигналов первого и второго каналов частично перекрываются и на выходе комплексной системы действует помеховая составляющая,

$$y_u(t) = [1 - K_\phi(p)]x_1(t) + K_\phi(p)x_2(t),$$

которая приводит к флюктуационной погрешности измерения. Дисперсия этой погрешности

$$\sigma_{\phi л}^2 = \int_0^\infty [G_1(f)[1 - K_\phi(f_\omega)]^2 + G_2(f)[1 - K_\phi(f_\omega)]^2] df,$$

где $K_\phi(j\omega)$ – частотная характеристика фильтра Φ . Параметр $\sigma_{\phi л}^2$ меньше, чем у каждого из измерителей в данном комплексе. При полном выделении помехи x_1 фильтром Φ первая составляющая погрешности $\sigma_{\phi л}$ равна нулю и точность измерения ухудшается только за счет тех составляющих спектра $G_2(f)$, которые попадают в полосу пропускания фильтра Φ .

Отсутствие динамической погрешности комплексной системы объясняется тем, что полезный сигнал, содержащий информацию о параметре $W(t)$, не проходит через инерционные (фильтрующие) цепи. Такое преимуще-

ство достигается ценой информационной избыточности комплексной системы.

Достоинством данного метода является повышение надежности. Отказ какого либо из измерителей этой системы приводит только к снижению точности, но не к потере информации об информационном параметре $W(t)$.

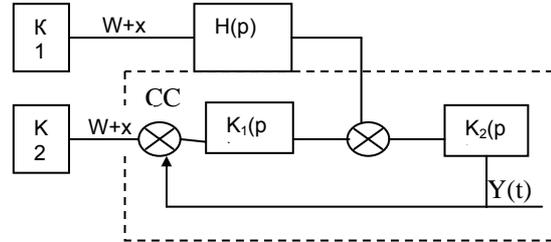


Рисунок 3 – Схема двухканального управления с применением следящей схемы

Экспериментальные исследования с применением оптоэлектронных формирователей сигналов, адекватных текущим и прогнозируемым параметрам движения объекта показывают, что на основе интерактивного сенсорно-программного контроля с прогнозированием возможно получение рациональных, близких к оптимальным конструктивных решений систем управления динамических объектов с высоким качеством как по точности, так и быстродействию.

Использование эквидистантных схем формирования сигналов позволяет снизить объем вычислительных ресурсов систем управления, использования дифференциальных вариантов с максимальной компенсацией погрешностей эквипотенциального характера повышает точность.

Дополнительным достоинством данного метода является повышение надежности. Отказ одного из измерителей системы приводит только к снижению точности, но не к потере информации об информационном параметре движения.