Е.В. Квитек, Р.Т. Абдрашитов

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

В работе рассматривается метод повышения точности определения отклонения частотной характеристики контролируемого канала передачи информации относительно образцового канала, основанный на использовании в качестве испытательного сигнала равноамплитудного полинома, что позволяет исключить процедуру нормировки, т. е. сократить объем перерабатываемой информации.

Возрастание уровня требований к качественным показателям систем автоматизации имеет следствием необходимость повышать точность идентификации амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) каналов передачи информации, когда один из них является образцовым, а одновременное проведение нормировки в двух каналах требует удвоенного объема преобразовательных процедур и сопровождается большими погрешностями.

Так как регистрация изменений частотной характеристики контролируемого канала относительно образцового должна осуществляться в конечном числе точек, то для получения неискаженной информации необходимо, чтобы амплитудный спектр выходного сигнала повторял форму АЧХ, а его фазовый спектр – форму фазочастотной характеристики (ФЧХ).

Действительно, если имеется возможность синтезировать испытательный сигнал, представляющий сумму N гармонических колебаний равных амплитуд с частотами, кратными основной частоте

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{T}$$

$$f_1 = U_m \sum_{k=1}^{N} sin(k\omega_0 t + \varphi_0) =$$

$$= \frac{U_m}{2j}\left[\sum_{k=1}^{N} e^{j(k\omega_0 t+\varphi_0)} - \sum_{k=1}^{N} e^{-j(k\omega_0 t+\varphi_0)}\right], \qquad (1)$$

то ему соответствует спектр

$$\dot{A}_{n1} = \frac{2U_m}{T}\int_0^T e^{-jn\omega_0 t}\sum_{k=1}^{N} sin(k\omega_0 t + \varphi_0)dt =$$

$$= \begin{cases} U_m e^{j(\varphi_0 - \pi/2)} \text{ - } n \in 1 \div N \\ 0 \text{ - } n \notin 1 \div N \end{cases}$$

При воздействии этого сигнала на входе исследуемого четырехполюсника выходной сигнал последнего на основании интеграла Дюамеля

$$f_2(t) = \frac{U_m}{2j}\left[\sum_{k=1}^{N} e^{j(k\omega_0 t+\varphi_0)}\int_0^{T_0} g(\tau)e^{-jk\omega_0\tau}d\tau - \right.$$

$$\left. - \sum_{k=1}^{N} e^{-j(k\omega_0 t+\varphi_0)}\int_0^{T_0} g(\tau)e^{jk\omega_0\tau}d\tau\right], \qquad (2)$$

где $\int_0^{T_0} g(\tau)e^{-jk\omega_0\tau}d\tau$ – комплексная частотная характеристика четырехполюсника при $\omega = k\omega_0$, а $g(\tau)$ – его импульсная реакция.

Сигналу (2) соответствует спектр

$$\dot{A}_{n2} = \frac{2}{T_0}\int_0^{T_0} f_2(t)e^{-jn\omega_0 t}dt =$$

$$= \frac{U_m}{jT_0}\int_0^{T_0}\left[\sum_{k=1}^{N} e^{j[(k-n)\omega_0 t+\varphi_0]}\int_0^{T_0} g(\tau)e^{-jk\omega_0\tau}d\tau - \right.$$

$$\left. - \sum_{k=1}^{N} e^{-j[(k+n)\omega_0 t+\varphi_0]}\int_0^{T_0} g(\tau)e^{jk\omega_0\tau}d\tau\right]dt =$$

$$= \begin{cases} U_m e^{j(\varphi_0 - \pi/2)}\int_0^{T_0} g(\tau)e^{-jk\omega_0\tau}d\tau, \; n \in 1 \div N \\ 0 \quad \text{для всех других } n. \end{cases} \qquad (3)$$

Динамический коэффициент передачи четырехполюсника

$$\dot{K}(jn\omega) = \frac{\dot{A}_{n2}}{\dot{A}_{n1}} = \begin{cases} \int_0^{T_0} g(\tau)e^{-jk\omega_0\tau}d\tau \text{ при } n = k \in 1 \div N \\ 0 \text{ для всех других } n \end{cases}$$

в контролируемых точках частотной оси $(\omega_0; 2\omega_0; ... N\omega_0)$ совпадает с комплексной частотной характеристикой, определяемой в статическом режиме (путем задания фиксированных значений частоты генератора гармонических колебаний), а равенство амплитуд гармонических колебаний кратных частот, образующих испытательный сигнал (1), процедуру нормировки превращает в операцию масштабного преобразования с неизменным для каждой точки АЧХ значением масштабного коэффициента. Это создает предпосылку для существенного сокращения объема оборудования, требуемого в связи с необходимостью проведения нормировки при других формах испытательного сигнала.

Воздействие на входе линейного четырехполюсника испытательного сигнала с указанными спектральными характеристиками позволяет решение задачи анализа отклонений амплитудно- и фазочастотных характеристик от заданной формы перевести к решению задачи высокоточного определения отклонений амплитуд и фаз гармоник выходного сигнала четырехполюсника относительно заданных значений, что может быть реализовано известными методами [1].

На основании известного соотношения [2] выражение испытательного сигнала представим в следующем виде:

$$u_{вх} = \sum_{k=1}^{N} U_m \sin k\omega_0 (t + t_0) =$$

$$= U_m \frac{\sin \frac{N+1}{2}\omega_0 (t+t_0) \sin \frac{N}{2}\omega_0 t}{\sin \frac{\omega_0}{2} t}. \qquad (4)$$

Реализация левой части связана с необходимостью синхронизации работы «N» генераторов гармонических колебаний кратных частот в процессе суммирования этих колебаний с равными амплитудами и строгими фазовыми соотношениями, а следовательно, и с необходимостью стабилизации амплитуд и фаз суммируемых колебаний, что является сложной технической проблемой.

Поиск разрешения противоречий приводит к необходимости анализа возможностей, содержащихся в выражении (4).

В случае синтеза равноамплитудного полинома (1) имеем:

$$u_{вх}(t) = U_m \sum_{k=1}^{N} \sin(k\omega_0 t + \varphi_0) =$$

$$= U_m \frac{\sin \frac{N\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}} \sin\left(\frac{N+1}{2}\omega_0 t + \varphi_0\right) =$$

$$= K(t) U_m \sin\left(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_0\right), \qquad (5)$$

откуда следует возможность воспроизведения равноамплитудного полинома амплитудно-модулированным колебанием, закон изменения огибающей которого:

$$U(t) = U_m \frac{\sin \frac{N\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}, \qquad (6)$$

где U_m – амплитуда колебаний несущей частоты

$$\frac{N+1}{2} f_0 .$$

При синтезе устройства для воспроизведения амплитудно-модулированного колебания (5) главным требованием является поддержание жесткой связи между параметрами несущего колебания и модулирующего процесса, что может быть обеспечено резистивной параметрической цепью, периодическое изменение коэффициента передачи $K(t)$ которой внутри интервала $t = 2T_0 = \frac{4\pi}{\omega_0}$ осуществляется переключением резисторов коммутатором, управляемым импульсами, формируемыми в моменты прохождения нулевых мгновенных значений колебаниями несущей частоты.

Формальную основу для реализации функционального преобразования

$$K(t) = \frac{\sin \frac{N\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}$$

составляет известное положение теории операционных усилителей, охваченных параллельной отрицательной обратной связью [3], согласно которому изменение коэффициента передачи по напряжению

$$K_U = -\frac{R_2}{R_1},$$

где R_2 – сопротивление, включенное между выходным зажимом и суммирующей точкой, а R_1 – сопротивление, включенное между входными зажимами и суммирующей точкой, может быть осуществлено скачкообразным изменением $\frac{R_2}{R_1}$ в момент времени, когда подводимое к входу масштабного усилителя гармоническое напряжение несущей частоты

$$u_н(t) = U_{mвх} \sin\left(\frac{N+1}{2}\omega_0 t + \varphi_0\right)$$

проходит через нулевые значения, что обеспечивает неизменность $K_U = K(t)$ внутри каждого полупериода $u_н(t)$.

Так как возможность повышения точности идентификации АЧХ каналов связана с необходимостью воспроизведения равноамплитудных полиномов, то основной задачей дальнейшего анализа является получение оценки той составляющей методической погрешности, которая обусловлена спецификой модуляционного метода формирования равноамплитудных полиномов, так как именно она определяет его конкурентоспособность.

Для оценки методической погрешности определим спектр выходного сигнала параметрического перемножителя, идеально реализующего системный оператор $K(t)$ при воздействии входного сигнала

$$u_{вх} = U_{mвх} \sin\left(\frac{N+1}{2}\omega_0 t\right)$$

и управляющего воздействия. Представление выходного амплитудно-модулированного колебания в виде суперпозиции [4] запаздывающих друг относительно друга гармонических полупериодных отрезков, амплитуда каждого из которых определяется отношением

$$\frac{\sin \frac{N\omega_0 t}{2}}{\sin \frac{\omega_0 t}{2}}$$

в моменты перехода нулевых мгновенных значений колебаниями частоты $\frac{N+1}{2} f_0$, позволяет определить суперпозиционный спектр выходного сигнала в следующем виде:

$$U_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right) = 2U_{m\text{вх}}\left[Ne^{-j\frac{n\pi(4N+3)}{2(N+1)}} + \right.$$

$$\left. + \cos\frac{n\pi}{2}e^{-j\frac{nN\pi}{2(n+1)}}\right]\left(1+e^{-jn\pi}\right). \qquad (7)$$

Из (7) следует, что амплитуды всех нечетных гармоник равны нулю, а комплексные амплитуды четных гармоник определяются следующим образом:

$$U_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right) = 4(N+1)U_{m\text{вх}}\left(jn\omega_0\right)e^{-j\frac{n\pi(4N+3)}{N+1}}. \quad (8)$$

Так как относительная нестабильность амплитуды колебания несущей частоты $\frac{\Delta U_{m\text{вх}}}{U_{m\text{вв}}}$ однородным образом влияет на поведение амплитуды колебаний каждой из четных гармоник выходного сигнала параметрического перемножителя, то не может вызывать изменений его формы.

Изменение частоты несущих колебаний $\Delta\omega_0\,\frac{N+1}{2}$ имеет следствием изменение фазы каждой из гармоник, пропорциональное номеру гармоники выходного сигнала параметрического перемножителя, что также имеет следствием лишь изменение запаздывания выходного сигнала параметрического перемножителя.

Действительно, при определении относительного отклонения АЧХ контролируемого канала от АЧХ образцового канала нормировка в каждой интересующей точке частотной оси дает следующий результат:

$$\frac{\left|\delta\dot{U}_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right)\right|}{\dot{U}_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right)} = \left|\dot{K}_k\left(jn\omega_0\right) - \dot{K}_0\left(jn\omega_0\right)\right|. \qquad (9)$$

Так как наибольший интерес при идентификации АЧХ представляют области нижних частот (НЧ) и высших частот (ВЧ), где

$$\psi_k \approx \psi_0 = 90^0 \div 80^0 \text{ и}$$

$$\psi_k \approx \psi_0 = -\left(80^0 \div 90^0\right) \text{ соответственно,}$$

$$\text{то } \cos\psi_k \approx \cos\psi_0 = 0{,}2 \div 0{,}02$$

$$\text{и } \sin\psi_k \approx \sin\psi_0 = -(0{,}98 \div 0{,}99).$$

Поэтому в области НЧ и ВЧ соотношение (9) приобретает вид:

$$\frac{\left|\delta\dot{U}_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right)\right|}{\dot{U}_{m\text{вых}}\left(jn\omega_0\right)} = \left|\dot{K}_k\left(jn\omega_0\right) - \dot{K}_0\left(jn\omega_0\right)\right| =$$

$$= \left|\dot{K}_k\left(jn\omega_0\right)\right|\cos\psi_k - \left|\dot{K}_0\left(jn\omega_0\right)\right|\cos\psi_0 \approx$$

$$\approx \left|\dot{K}_k\left(jn\omega_0\right)\right| - \left|\dot{K}_0\left(jn\omega_0\right)\right|.$$

Изложенное выше имеет основания утверждать, что рассмотренный метод идентификации частотных характеристик каналов передачи информации позволяет повысить точность путем исключения процедуры нормировки.

Список использованной литературы:

1. Шевеленко В.Д. Спектрально-импульсные усилители для измерения изменений параметров сигналов // Метрология. 1981, №2, с. 35-43.
2. Цыкин А.Г. Математические формулы. М.: Наука, 1985, с. 88.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. Л.: Энергоатомиздат, 1988, с. 19.
4. Шевеленко В.Д. и др. Особенности спектров измерительных прерывистых последовательностей импульсов // Радиотехника, 1983, №6, с. 56-59.