

с этим трансформаторы индикатора были помещены в магнитные экраны из материала армко. Весьма эффективным оказалось экранирование пермаллоевым экраном хвостовой части ЭЛТ, особенно чувствительной к наводкам в связи с малыми скоростями электронов в области прожектора. Применение экрана хотя и привело к необходимости несколько увеличить значения отклоняющих токов (около 10%), однако позволило свести величину паразитного смещения пятна по экрану к 0,2 мм.

На рис. 2 представлен общий вид индикатора. Он выполнен как настольный прибор с автономным питанием от сети. На рисунке видны также стационарная и оперативная функциональные клавиатуры, служащие для подачи команд на ЭВМ. Клавиатуры, представляющие собой наборы переключателей (с фиксацией включенного состояния в стационарной клавиатуре и без фиксации в оперативной), со схемами индикатора функционально не связаны. В индикаторе предусмотрена возможность подачи на входы усилителей отклонения (УОХ и УОУ на рис. 1) аналоговых сигналов от внешних источников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Схема для ЭЛТ.— Пат. Великобритании, кл. G 06к 15/20, № 1. 175.807, заявл. 20.03.1967, опубл. 14.03.1968.
2. Мамонтов Г. М., Ткач С. Е., Токарев А. С. О повышении быстродействия дискретного управления положением светового пятна в электронно-лучевых трубках высокой разрешающей способности.— «Автометрия», 1973, № 3, с 84—87.

Поступила в редакцию 7 июля 1976 г.

УДК 621.374

М. Б. БЕЛОСТОЦКИЙ, Ю. П. РЕДЬКО

(Харьков)

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ ДИНАМИЧЕСКОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИЛЬТРОВОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА ЧАСТОТЫ

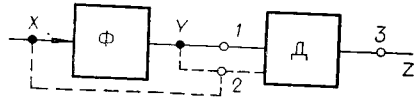
Измерительные элементы частоты переменного электрического напряжения (ИЧ) на частотно-чувствительном фильтре получили широкое применение в технике [1]. В таких измерителях используется зависимость амплитуды (ИЧ-1) или фазы (ИЧ-2) выходного напряжения от частоты входного напряжения.

Основными элементами подобного ИЧ (см. рисунок) являются частотно-чувствительный фильтр (Ф), на вход которого подан частотно-модулированный сигнал X , и детектор (Д) с выходным напряжением Z . Детектор представляет собой шестиполюсник с двумя входами 1 и 2 и выходом 3; на вход 1 подано выходное напряжение фильтра Y , на вход 2 — напряжение Y (в случае ИЧ-1) или напряжение X (в случае ИЧ-2).

Пусть частота ω входного сигнала X изменяется по закону

$$\omega = \omega_0 + m \cos \Omega t, \quad (1)$$

где ω_0 — несущая частота; m и Ω — амплитуда и частота модуляции.



Определим частотные характеристики преобразования ИЧ в случае малого и медленно меняющегося модулирующего сигнала (m и Ω малы по сравнению с ω_0).

Вопрос преобразования частотно-модулированных колебаний рассматривается в радиотехнике с точки зрения точности формы воспроизведения входного сигнала; в случае же использования рассматриваемого ИЧ для управления важно определить и запаздывание, вносимое им.

Относительно свойств элементов ИЧ примем следующие предположения:

в системе осуществляется только частотная модуляция напряжения X единичной амплитуды;

фильтр линеен, и его частотные характеристики и производные от них в любой точке ограничены;

детектор идеально осуществляет операцию перемножения напряжений входов 1 и 2 с единичным коэффициентом.

В соответствии с принятыми допущениями входное напряжение может быть представлено в следующем виде [2]:

$$X = \sin(\omega_0 t + \beta \sin \Omega t), \quad (2)$$

где индекс модуляции

$$\beta = m/\Omega. \quad (3)$$

Несинусоидальное выходное напряжение ИЧ Z будет содержать составляющую z частоты Ω :

$$z = A \cos(\Omega t + \varphi). \quad (4)$$

Здесь A и φ — амплитуда и фаза выходного напряжения z ИЧ, отражающие преобразование модулирующего сигнала согласно выражению (1).

Напряжение X можно представить в виде ряда Фурье [2]

$$X = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \sin \omega_n t, \quad (5)$$

где $J_n(\beta)$ — функция Бесселя 1-го рода,

$$\omega_n = \omega_0 + n\Omega. \quad (6)$$

После прохождения через фильтр составляющая частоты ω_n преобразуется по фазе и амплитуде в соответствии со значениями амплитудно-частотной a_n и фазочастотной φ_n характеристик фильтра, вычисленными в точке ω_n :

$$Y = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) a_n \sin(\omega_n t + \varphi_n). \quad (7)$$

В детекторе формирование элементарных составляющих выходного сигнала частоты Ω осуществляется в ИЧ-1 путем перемножения составляющих Y частоты ω_n и ω_{n+1} разложения (7), в ИЧ-2 путем перемножения составляющих Y частоты ω_n с составляющими X частот ω_{n-1} и ω_{n+1} разложения (5). Составляющая выходного сигнала z в форме (5) может быть получена путем суммирования указанных элементарных составляющих, причем амплитуда A и фаза φ для z в виде (4) получаются следующими:

$$A = (A_1^2 + A_2^2)^{1/2}, \quad (8)$$

$$\varphi = \text{arctg}(A_2/A_1), \quad (9)$$

причем для ИЧ-1

$$A_1 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) J_{n+1}(\beta) a_n a_{n+1} \cos(\varphi_{n+1} - \varphi_n), \quad (10)$$

$$A_2 = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) J_{n+1}(\beta) a_n a_{n+1} \sin(\varphi_{n+1} - \varphi_n); \quad (11)$$

для ИЧ-2

$$A_1 = \frac{1}{\beta} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} n J_n^2(\beta) a_n \cos \varphi_n, \quad (12)$$

$$A_2 = \frac{1}{2} \frac{d}{d\beta} \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n^2(\beta) a_n \sin \varphi_n. \quad (13)$$

Полученные выражения позволяют рассчитать преобразование по амплитуде и фазе входного колебания (2), причем ясно, что это преобразование нелинейно и зависит от параметров входного напряжения (ω_0 , m , Ω) и параметров фильтра.

Для нахождения приближенного выражения A и φ по формулам (8) и (9) разложим частотные характеристики в ряд Тейлора в точке несущей частоты ω_0 и ограничимся двумя членами разложения:

Для ИЧ-1

$$a_n = a_0 + n\Omega a_0'; \quad (14)$$

$$\varphi_n = \varphi_0 + n\Omega \varphi_0', \quad (15)$$

где a_0' и φ_0' — значения производных амплитудно- и фазочастотной характеристик фильтра при частоте ω_0 . Из выражений (10) и (11) с учетом (14), (15) и свойств бесселевых функций [3] следует

$$A = a_0 a_0' \Omega \beta; \quad (16)$$

$$\varphi = \varphi_0' \Omega. \quad (17)$$

Коэффициент усиления K_1 измерителя ИЧ-1 определим отношением амплитуды A выходного напряжения z в форме (4) к амплитуде m модуляции сигнала. Тогда из (16) с учетом (3) получаем

$$K_1 = a_0 a_0'. \quad (18)$$

Производная φ_0' из (18) для применяемых частотных фильтров отрицательна и имеет размерность времени; выражение фазочастотной характеристики (17) соответствует фазочастотной характеристике звена чистого запаздывания. Следовательно, в первом приближении ИЧ-1 представляет собой звено чистого запаздывания с постоянным коэффициентом усиления (18) и временем запаздывания, равным φ_0' . Если фильтр является минимально-фазовой системой, то изменение $a(\omega)$ в окрестности ω_0 , т. е. a_0' , в большой степени определяет φ_0' — изменение $\varphi(\omega)$ в той же окрестности. Поэтому увеличение чувствительности фильтра по частоте приводит к увеличению φ_0' , т. е. запаздывания, что соответствует связи усиления и запаздывания в реальных системах.

Настройка фазочувствительного фильтра ИЧ-2 обычно такова, что при отсутствии модуляции в точке несущей частоты ω_0 выполняются соотношения:

$$a_0' = 0; \quad a_0'' = 0; \quad |\varphi_0| = 90^\circ; \quad (19)$$

тогда для ИЧ-2 из формул (8) и (9), (12)—(15) с учетом (19) получаем

$$A = \frac{a_0 \Phi_0' \Omega \beta}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\Phi_0' \Omega}{2}\right)^2}; \quad (20)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\Phi_0' \Omega}{2}, \quad (21)$$

откуда с учетом (3)

$$K_2 = \frac{a_0 \Phi_0'}{2} \sqrt{1 + \left(\frac{\Phi_0' \Omega}{2}\right)^2}. \quad (22)$$

Из анализа выражений (21), (22) следует, что при указанных предположениях ИЧ-2 представляет собой в динамическом отношении звено с передаточной функцией $W(p)$:

$$W(p) = \frac{a_0 \Phi_0'}{2} (1 + Tp), \quad (23)$$

причем постоянная времени T дифференцирующего звена равна $\Phi_0'/2$, т. е. и в этом случае в силу отрицательности Φ_0' имеет место запаздывание в прохождении сигнала.

Оценка точности приближенных выражений K и φ может быть произведена на основе представления остаточного члена разложения функций $a(\omega)$ и $\varphi(\omega)$ согласно (14) и (15) в форме Лагранжа.

Полное выражение относительной погрешности ε в определении K сложно. Если в оценке ε пренебречь слагаемыми степеней Ω , выше первой, то для ИЧ-1 при $\beta < 1$

$$\varepsilon \approx \Omega \left[1,5 \frac{a_m''}{a_0'} + 2 \frac{a_0''}{a_0'} \varphi_m'' \right], \quad (24)$$

для ИЧ-2

$$\varepsilon \approx \frac{m(3P_m'' + mQ_m''')}{6a_0 \Phi_0'}, \quad (25)$$

где m — максимальное значение соответствующей частотной функции фильтра; P , Q — вещественная и мнимая частотные функции фильтра. При вычислении ε производится суммирование модулей слагаемых в (24) и (25).

Погрешность $\Delta\varphi$ в вычислении φ выражается через ε следующим образом:

$$\Delta\varphi \approx \varepsilon + \varepsilon^2/2. \quad (26)$$

Если в разложении a_n и φ_n по формулам (14) и (15) удержать члены более высоких степеней $n\Omega$, то в выражениях для K и φ появятся слагаемые, зависящие от m и Ω , т. е. проявятся нелинейные свойства устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Москалев А. Г. Автоматическое регулирование частоты в энергосистемах. М., Госэнергоиздат, 1952. 175 с.
2. Артым А. Д. Теория и методы частотной модуляции. М., Госэнергоиздат, 1961. 244 с.
3. Градштейн И. С., Рыжик И. М. Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. М., Физматгиз, 1963. 1100 с.

Поступила в редакцию 14 октября 1975 г.;
окончательный вариант — 6 мая 1976 г.