ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ ИТЕРАЦИОННОГО СИНХРОННО–ФАЗОВОГО ДЕМОДУЛЯТОРА С ПОМОЩЬЮ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ РАЗОМКНУТЫХ КАНАЛОВ УПРАВЛЕНИЯ

Стеклов В.К., Кожин И.А.
Государственный университет информационно-коммуникационных технологий, г.Киев,
E-mail: info@uniis.kiev.ua

Abstract
Steclov V.K., Kozhin I.A. Iterate synchronous-phase demodulator accuracy rise by means of additional disconnected managament channels. *The structure of iterate synchronous-phase demodulator (SPD) with the additional disconnected channels of management is considered. The fundamental operators SPD are synthesized.*

В последнее время системы ФАПЧ и ЧАП широко используются в качестве помехоустойчивых демодуляторов сигналов с угловой модуляцией [1-5]. Во многих работах показано, что следящие демодуляторы частотно-модулированных (ЧМ) и фазомодулированных (ФМ) сигналов, построены на базе ФАПЧ и ЧАП, обладают лучшими пороговыми свойствами по сравнению с обычными демодуляторами при работе в условиях больших флуктуационных помех. Демодуляторы на основе ФАПЧ называют синхронно–фазовыми демодуляторами (СФД) [1].

Демодуляторы ЧМ и ФМ сигналов являются важнейшей частью приемников дискретных сигналов и их характеристики в значительной степени определяют достижимую верность приема.

В настоящей работе решается задача структурного синтеза итерационных СФД с комбинированным управлением, в которых достигается высокая точность в установившихся и переходных режимах.

В качестве исходной структурной схемы СФД рассмотрим двухконтурный СФД с комбинированным управлением, приведенным *на рис.1*. Уравнения элементов системы определяется выражениями:

$$\left.\begin{aligned}
&\Delta\varphi_1(t)=\alpha(t)-\beta_1*(t);\\
&\beta_1*(t)=W_2(p)\beta_1(t);\beta_1(t)=W_1(p)\Sigma_1(t);\\
&\Sigma_1(t)=\Delta\varphi_1(t)+W_{k1}(p)\alpha(t);\\
&\Delta\varphi_2(p)=\Delta\varphi_1(t)-\beta_2*(t);\beta_2*(t)=W_{21}(p)\Sigma_2(t);\\
&\beta_2(t)=W_{11}(p)\Sigma_2(t);\Sigma_2(t)=\Delta\varphi_2(t)+W_{k2}(p)\Delta\varphi_1(t);\\
&\beta(t)=\beta_1(t)+\beta_2(t);\Delta\varphi(t)=\alpha(t)-\beta(t),
\end{aligned}\right\}\qquad(1)$$

где $W_1(p)$ – общий оператор фазового дискриминатора фильтра нижних частот в совокупности, $W_1(p)$ – оператор управляемого генератора (УГ), $\alpha(t)$ – фаза входного сигнала ФД, $\beta_1^*(t)$ – фаза выходного сигнала УГ, $\Delta\varphi_1$ (t) – разность фаз (сигнал ошибки), C – сумматор, $W_1^*(p)$, $W_2^*(p)$ – соответствующие операторы дополнительного контура управления (ДКУ), $\Delta\varphi_2$ (t), $\beta_2(t)$ – сигнал ошибки и выходной сигнал ДКУ соответственно, $p=d/dt$.

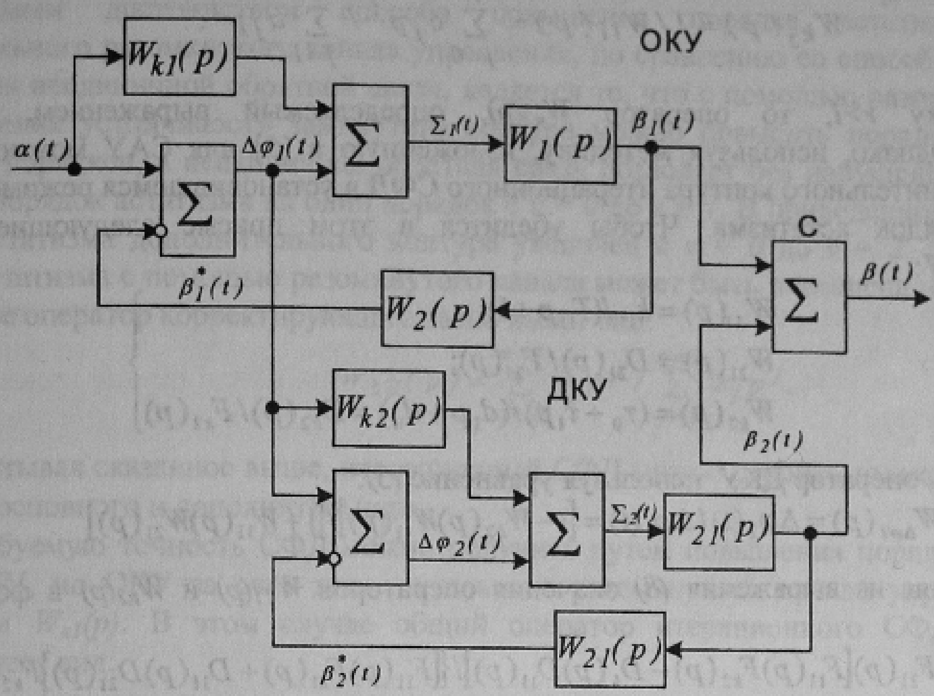

Рисунок 1. Структурная схема двухконтурного итерационного СФД.

Исключая из уравнений *(1)* промежуточные переменные, получим уравнения движения ОКУ и ДКУ относительно ошибки.

Для ОКУ имеем:

$$[1+W_1(p)W_2(p)]\Delta\varphi_1(t)=[1+W_{k1}(p)W_1(p)]\alpha(t) \qquad (2)$$

Для ДКУ получаем:

$$[1+W_{11}(p)W_{21}(p)]\Delta\varphi_2(t)=[1+W_{k2}(p)W_{11}(p)]\Delta\varphi_1(t) \qquad (3)$$

Из уравнений *(2)* и *(3)* получаем соответствующие операторы ОКУ и ДКУ относительно ошибок $\Delta\varphi_1(t)$ и $\Delta\varphi_2(t)$:

$$\left.\begin{aligned} W_{\Delta\varphi1}(p)&=\frac{\Delta\varphi_1(t)}{\alpha(t)}=\frac{1-W_{k1}(p)W_1(p)}{1+W_1(p)W_2(p)};\\ W_{\Delta\varphi2}(p)&=\frac{\Delta\varphi_2(t)}{\Delta\varphi_1(t)}=\frac{1-W_{k2}(p)W_{11}(p)}{1+W_{11}(p)W_{21}(p)}\end{aligned}\right\} \qquad (4)$$

Рассмотрим ДКУ. В общем случае:

$$W_{11}(p)=\sum_{j=0}^{l}a_j\cdot p^j\Big/\sum_{j=0}^{r}c_jp^j=D_{11}(p)/F_{11}(p),\ r\geq l, \qquad (5)$$

где $$D_{11}(p)=\sum_{j=0}^{l}a_jp^j;\quad F_{11}(p)=\sum_{j=0}^{r}c_jp^j;$$

l, *r* – степени соответствующих полиномов.

В соответствии с уравнением *(3)* условие инвариантности, т. е. равенства нулю ошибки ДКУ $\Delta\varphi_2(t)$, определяется выражением:

$$1-W_{k2}(p)W_{11}(p)=0 \qquad (6)$$

Из выражения *(6)* получаем значение оператора корректирующего устройства, обеспечивающего выполнение условия инвариантности:

$$W_{k_2}(p) = 1 / W_{11}(p) = \sum_{j=0}^{r} c_j p^j \Big/ \sum_{j=1}^{l} a_j p^j . \tag{7}$$

Поскольку $r>l$, то оператор $W_{k2}(p)$, определяемый выражением, физически нереализуем. Однако, используя методику, изложенную в [5] для САУ можно повысить точность дополнительного контура итерационного СФД в установившемся режиме повышая, например, порядок астатизма. Чтобы убедится в этом приеме следующие значения операторов ДКУ:

$$\left.\begin{aligned} &W_{11}(p) = k_{11} / (T_{11}p+1); \\ &W_{21}(p) = D_{21}(p) / F_{21}(p); \\ &W_{k2}(p) = (\tau_0 + \tau_1 p)/(d_1 p + d_0) = D_{k2}(p) / F_{k2}(p) \end{aligned}\right\} \tag{8}$$

Запишем, оператор ДКУ, используя уравнение *(3)*:

$$W_{\Delta\varphi 2}(p) = \Delta\varphi_2(t) / \Delta\varphi_1(t) = \left[1 - W_{k2}(p)W_{11}(p)\right] / \left[1 + W_{11}(p)W_{21}(p)\right] \tag{9}$$

Подставляя из выражения *(8)* значения операторов $W_{11}(p)$ и $W_{k2}(p)$ в формулу *(9)*, получим:

$$W_{\Delta\varphi 2}(p) = F_{21}(p)\left[F_{11}(p)F_{k2}(p) - D_k(p)D_{11}(p)\right] / \left\{\left[F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)\right]F_{k2}(p)\ \right\}$$

или

$$W_{\Delta\varphi 1}(p) = \frac{[(T_{11}p+1)(d_1 p + d_0) - (\tau_0 - \tau_1 p)k_{11}]F_{21}(p)}{[F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)]F_{k2}(p)} = \frac{[(T_{11}d_1 p^2 + (T_{11} + d_1 - \tau_1)p + d_0 - k_{11}\tau_0]F_{21}(p)}{[F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)]F_{k2}(p)}$$

Как видно, из выражений *(3.31)*, при выполнении условий:

$$\left.\begin{aligned} &T_{11} + d_1 - \tau_1 = 0; \\ &d_0 - k_{11}\tau_0 = 0. \end{aligned}\right\} \tag{10}$$

дополнительный контур итерационного СФД приобретает свойства системы с астатизмом второго порядка. Действительно выражение *(10)* с учетом условий *(11)* принимает вид:

$$\mathrm{W}_{\Delta\varphi}(\mathrm{p}) = \frac{T_{11}d_{11}p^2 F_{21}(p)}{\left[F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)\right]F_{k2}(p)} = W_{\Delta\varphi 20}(p)p^{\nu=2} \tag{12}$$

где

$$W_{\Delta\ 20}(p) = T_{11}d_{11}F_{21}(p) / \left\{\left[F_{11}(p) + D_{11}(p)\right]F_k(p)\right\};$$

$$\lim_{p\to 0} W_{\Delta\ 20}(p) \neq 0; \lim_{p\to 0} F_{21}(p) \neq 0$$

т.е. полином $F_{21}(p)$ не имеет в качестве общего множителя p.

Из формул *(11)* определяем значения коэффициентов числителя оператора $W_{\Delta\varphi 2}(p)$, например, при $F_{21}(p) = T_0 p + 1$ имеем:

$$W_{\Delta\ 2}(p) = T_{11}d_{11}p^2(T_0 p + 1) / F_{3k}(p) = \frac{T_{11}T_0 p^3 + T_{11}T_0 d_1 p^2}{F_{3k}(p)}, \tag{13}$$

$$\tau_0 = d_0 / k_{11}; \tau = T_{11} + d_1;$$

где

$$F_{3k}(p) = \left[F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)\right]F_{2k}(p) = F_{32}(p)F_{k2}(p);$$
$$F_3(p) = F_{11}(p)F_{21}(p) + D_{11}(p)D_{21}(p)$$

Важным достоинством способа повышения порядка астатизма введением дополнительного разомкнутого канала управления, по сравнению со способом, основанным на введении неединичной обратной связи, является то, что с помощью разомкнутого канала без нарушения устойчивости замкнутого контура можно повысить порядок астатизма на несколько порядков, а неединичная обратная связь позволяет без нарушения устойчивости повысить порядок астатизма на один порядок с $\nu = 0$ до $\nu = 1$. В приведенном выше примере порядок астатизма дополнительного контура увеличен с $\nu = 0$ до $\nu = 2$. В общем случае порядок астатизма с помощью разомкнутого канала может быть повышена на n порядков. В этом случае оператор корректирующего звена имеет вид:

$$W_{k2}(p) = \sum_{j=0}^{n=1} \tau_j p^j \Big/ \sum_{j=0}^{n=1} d_j p^j. \qquad (14)$$

Учитывая сказанное выше, итерационный СФД можно строить только на основе двух контуров: основного и дополнительного.

Требуемую точность СФД можно получить путем повышения порядка астатизма не только ДКУ, но ОКУ за счет дополнительного разомкнутого канала управления ОКУ с оператором $W_{\kappa 1}(p)$. В этом случае общий оператор итерационного СФД относительно ошибки имеет вид:

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{\Delta\varphi(t)}{\alpha(t)} = \frac{1 - W_{k1}(p)W_{11}(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)} * \frac{1 - W_{k2}(p)W_{21}(p)}{1 + W_{11}(p)W_{21}(p)} = W_{\Delta\varphi}(p)W_{\Delta\varphi}(p) =$$

$$= W_{\Delta\varphi}(p)p^{\nu}W_{\Delta\varphi}(p)p^{\nu},$$

где

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{1 - W_{k1}(p)W_1(p)}{1 + W_1(p)W_2(p)};$$

$$W_{\Delta\varphi}(p) = \frac{1 - W_{k2}(p)W_{11}(p)}{1 + W_{11}(p)W_{21}(p)};$$

$$\lim_{p \to 0} W_{\Delta\varphi}(p) \neq 0; \ \lim_{p \to 0} W_{\Delta\varphi}(p) \neq 0.$$

Операторы $W_{\kappa 1}(p)$ и $W_{\kappa 2}(p)$ синтезируются из условия повышения порядка астатизма ОКУ и ДКУ соответственно.

Таким образом, использование разомкнутых компенсационных каналов в ОКУ и ДКУ позволяет в целом повысить точность всего итерационного СФД сравнительно простыми техническими средствами.

Литература

1. Аналоговые и цифровые синхронно – фазовые измерители и демодуляторы //Фомин А.Ф., Хорошавин А.Н., Шелухин О.И.; Под ред. А.Ф. Фомина – М.: Радио и связь, 1987. – 248 с.
2. Витерби Э.Д. Принципы когерентной связи – М.: Сов. радио. 1970 – 392 с.
3. Гинзбург В.В., Каяцкас А.А. Теория синхронизации демодуляторов -М.: Связь, 1974 – 216 с.
4. Беркман Л.Н., Коробко В.В. Цифровые итерационные системы ФАП.- Вісник національного політехнічного університету „ХПИ", N 121, 2000 – с.47 – 49
5. Зайцев Г.Ф., Стеклов В.К., Бріцький О.І. Теорія автоматичного управління. –К.: Техніка, 2002-688с.