

Рис. 3. Графики экспериментальных данных

Из графика видно, что длительность самого сильного удара составляет 70 мс. Ширина манжеты очистного снаряда составляет примерно 10 см. Тогда по формуле (7) можно оценить длину препятствия:

$$l \approx 70 \cdot 10^{-3} \text{ м} \cdot 1,96 \text{ м/с} - 10 \cdot 10^{-2} \text{ м} = 0,037 \text{ м}.$$

Данные результаты вполне соотносятся с реальными размерами задвижки, ширина которой составляет 4 см.

Таким образом, проведенные испытания подтвердили возможность оценки величины препятствия в трубопроводе по ускорению, воздействию на проходящий через препятствие очистной снаряд.

ВЛИЯНИЕ ПОСТОЯННОЙ ВРЕМЕНИ ФИЛЬТРА НА МЕТРОЛОГИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ СТАБИЛИЗАТОРА СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

А.А. Кондратьев

Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П.О. Сухого», Республика Беларусь

Научный руководитель Изотов П.П.

В информационно-измерительной и преобразовательной технике для питания различного рода датчиков (дифференциально-трансформаторных, электромагнитных, емкостных), для преобразования пассивных комплексных величин в активные необходимо стабильное синусоидальное напряжение. Для получения стабильного синусоидального сигнала широкое применение находят стабилизаторы переменного напряжения.

Функциональная схема стабилизатора синусоидального сигнала приведена на рис. 1, где приняты следующие условные обозначения: $\Phi У с$ – фильтрующий усилитель рассогласования; Π – перемножитель; $\Phi У Н$ – формирователь управляющего напряжения; $\Phi Ч В$ – фазочувствительный выпрямитель; $E_{\text{эт}}$ – эталонное напряжение; $U_{\text{вых}}$ – напряжение на выходе стабилизатора; U_m, ω – амплитуда и частота входного синусоидального сигнала; ΔU – напряжение рассогласования.

Вышеприведенный стабилизатор переменного напряжения построен по компенсационной схеме с промежуточным преобразованием постоянного напряжения в переменное. В качестве регулирующего элемента в данной схеме применяется перемножитель (Π).

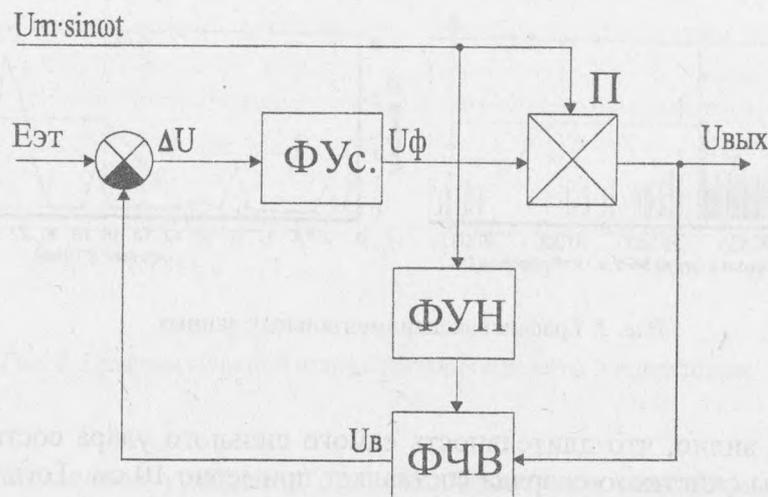


Рис. 1. Функциональная схема стабилизатора синусоидального сигнала

При изменении амплитуды выходного сигнала изменится напряжение рассогласования ΔU , определяемое как разность между эталонным и выпрямленным выходным напряжением ($\Delta U = E_{эт} - U_{в}$), что, в свою очередь, приведет к изменению напряжения на выходе фильтрующего усилителя $U_{ф}$. Так как выходной сигнал усилителя рассогласования является масштабирующим для перемножителя, то, как следствие, будет изменяться амплитуда сигнала на выходе стабилизатора в сторону приближения к номинальному значению.

Для идеального фильтра с бесконечно большим коэффициентом подавления высших гармоник его выходной сигнал можно записать в виде:

$$U_{ф\text{ид}} = K_o \cdot U_{o\text{ид}},$$

где $U_{o\text{ид}}$ – постоянная составляющая в спектре сигнала рассогласования (ΔU);

K_o – коэффициент передачи фильтрующего усилителя по постоянному току.

Тогда:

$$U_{в\text{ых ид}} = K_o \cdot U_{o\text{ид}} \cdot U_m \sin \omega t,$$

$$U_{в ид} = \frac{1}{2} K_o \cdot U_{o\text{ид}} \cdot U_m - \frac{1}{2} K_o \cdot U_{o\text{ид}} \cdot U_m \cos 2\omega t,$$

$$\Delta U = E_{эт} - \frac{1}{2} K_o \cdot U_{o\text{ид}} \cdot U_m + \frac{1}{2} K_o \cdot U_{o\text{ид}} \cdot U_m \cos 2\omega t.$$

Так как фильтр идеальный, второй гармоникой в сигнале рассогласования можно пренебречь. Тогда $U_{o\text{ид}}$ можно записать в виде: $U_{o\text{ид}} = E_{эт} / (1 + 0,5 \cdot K_o \cdot U_m)$. Выходной сигнал стабилизатора в этом случае определяется выражением:

$$U_{в\text{ых ид}} = \frac{K_o \cdot E_{эт} \cdot U_m}{1 + \frac{1}{2} K_o \cdot U_m} \sin \omega t. \quad (1)$$

Однако степень подавления высших гармоник фильтрующим усилителем оказывает существенное влияние на метрологические характеристики данного стабилизатора. Установим связь между постоянной времени фильтрующего усилителя и такими метрологическими показателями стабилизатора, как относительная погрешность и коэффициент нелинейных искажений.

При расчете в спектре сигнала рассогласования ΔU использовалась нулевая и вторая гармоники:

$$\Delta U = U_0 + U_2 \cos(2\omega t + \varphi).$$

Сигнал на выходе фильтрующего усилителя можно записать в виде:

$$U_{\varphi} = K_0 \cdot U_0 + K_2 \cdot U_2 \sin(2\omega t + \varphi),$$

где $K_2 = K_0 / \sqrt{1 + (2\omega\tau)^2}$ – коэффициент передачи фильтрующего усилителя по второй гармонике.

Так как $\omega\tau \gg 1$, то можно записать:

$$K_2 = K_0 / 2\omega\tau. \quad (2)$$

Для определения U_0 и U_2 использовался метод гармонического баланса, в результате которого были получены следующие выражения:

$$U_0 = \frac{E_{\Sigma T}}{1 + \frac{1}{2} K_0 \cdot U_m \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{(K_2 \cdot U_m)^2}{4 + (K_2 \cdot U_m)^2} \right)};$$

$$U_2 = \frac{\frac{1}{2} K_0 \cdot U_m \cdot E_{\Sigma T} \cos \left(\arctg \frac{K_2 \cdot U_m}{2} \right)}{1 + \frac{1}{2} K_0 \cdot U_m \cdot \left(1 - \frac{1}{2} \frac{(K_2 \cdot U_m)^2}{4 + (K_2 \cdot U_m)^2} \right)}.$$

С учетом полученных выражений, сигнал на выходе стабилизатора можно записать в виде:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{K_0 \cdot E_{\Sigma T} \cdot U_m \cdot \sqrt{1 - \frac{3}{4} \sin^2 \left(\arctg \frac{K_2 \cdot U_m}{2} \right)}}{1 + \frac{1}{2} K_0 \cdot U_m \cdot \left(1 - \frac{0,5 \cdot (K_2 \cdot U_m)^2}{4 + (K_2 \cdot U_m)^2} \right)} \sin(\omega t + \varphi_1) +$$

$$+ \frac{\frac{1}{4} K_0 \cdot K_2 \cdot U_m^2 \cdot E_{\Sigma T} \cos \left(\arctg \frac{K_2 \cdot U_m}{2} \right)}{1 + \frac{1}{2} K_0 \cdot U_m \cdot \left(1 - \frac{0,5 \cdot (K_2 \cdot U_m)^2}{4 + (K_2 \cdot U_m)^2} \right)} \sin(3\omega t + \varphi_3). \quad (3)$$

Относительная погрешность δ и коэффициент нелинейных искажений γ определяются выражениями:

$$\delta = \left| \frac{A1 - A1_{ИД}}{A1_{ИД}} \right| \cdot 100\%; \quad \gamma = \frac{A3}{A1} \cdot 100\%,$$

где $A1$, $A3$ – амплитуда первой и третьей гармоник в спектре сигнала на выходе стабилизатора;

$A1_{ИД}$ – амплитуда первой гармоники в спектре сигнала на выходе стабилизатора при бесконечно большом коэффициенте подавления высших гармоник.

С учетом выражений (1), (2) и (3) можно записать:

$$\delta = \left| 1 - \frac{(1 + 0,5Ko \cdot Um) \cdot \sqrt{1 - 0,75 \cdot \sin^2(\arctg(Ko \cdot Um / 4\omega\tau))}}{1 + 0,5 \cdot Ko \cdot Um \cdot \left(1 - \frac{0,5 \cdot (Ko \cdot Um / 2\omega\tau)^2}{4 + (Ko \cdot Um / 2\omega\tau)^2} \right)} \right| \cdot 100\%;$$

$$\gamma = \frac{\sin(\arctg(Ko \cdot Um / 4\omega\tau))}{2 \cdot \sqrt{1 - 0,75 \cdot \sin^2(\arctg(Ko \cdot Um / 4\omega\tau))}} \cdot 100\%.$$

Учитывая, что при номинальном режиме работы стабилизатора практически всегда выполняется соотношение $\frac{Ko \cdot Um}{\omega\tau} \ll 1$, полученные выражения можно привести к виду:

$$\delta = \frac{1}{8} \cdot \left(\frac{Ko \cdot Um}{4\omega\tau} \right)^2 \cdot 100\%; \quad \gamma = \frac{1}{2} \cdot \frac{Ko \cdot Um}{4\omega\tau} \cdot 100\%.$$

Как видно, величина коэффициента нелинейных искажений практически на порядок выше величины относительной погрешности. Поэтому при построении такого стабилизатора постоянной времени фильтрующего усилителя целесообразно выбирать исходя из допустимой величины коэффициента нелинейных искажений выходного сигнала стабилизатора, а не погрешности:

$$\tau = \frac{1}{2} \cdot \frac{Ko \cdot Um}{4\omega \cdot 0,01 \cdot \gamma}.$$

Таким образом, на основании всего вышеизложенного можно сделать вывод, что величина постоянной времени фильтрующего усилителя оказывает влияние на первую гармонику выходного сигнала, а также приводит к появлению третьей гармоники. И для того, чтобы уменьшить влияние постоянной времени на метрологические показатели стабилизатора, ее нужно увеличивать.