

В. Е. КОРЕПАНОВ

(Львов)

ВЛИЯНИЕ СИНХРОНИЗАЦИИ НА ТОЧНОСТЬ АСТАТИЧЕСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

На основе системы фазовой автоподстройки частоты может быть построен измерительный преобразователь постоянного тока с астатическим уравновешиванием с весьма высокими метрологическими показателями. На рис. 1 приведена схема такого астатического электрометрического усилителя постоянного тока [1].

В состав этого усилителя входят следующие основные блоки: опорный генератор 1, управляемый генератор 2, фазовый детектор 3, оконечный усилитель постоянного тока 4 и звено обратной связи 5. Управляемый и опорный генераторы 1, 2 собраны на транзисторах типа 1Т308Б, включенных по схеме с общим коллектором. В качестве управляемых элементов генераторов используются варикапы типа Д808. В состав каждого генератора входит внутренний усилитель на транзисторе T_4 , подключенный к колебательному контуру через согласующий эмиттерный повторитель на составном транзисторе $T_2 - T_3$. Сигналы от

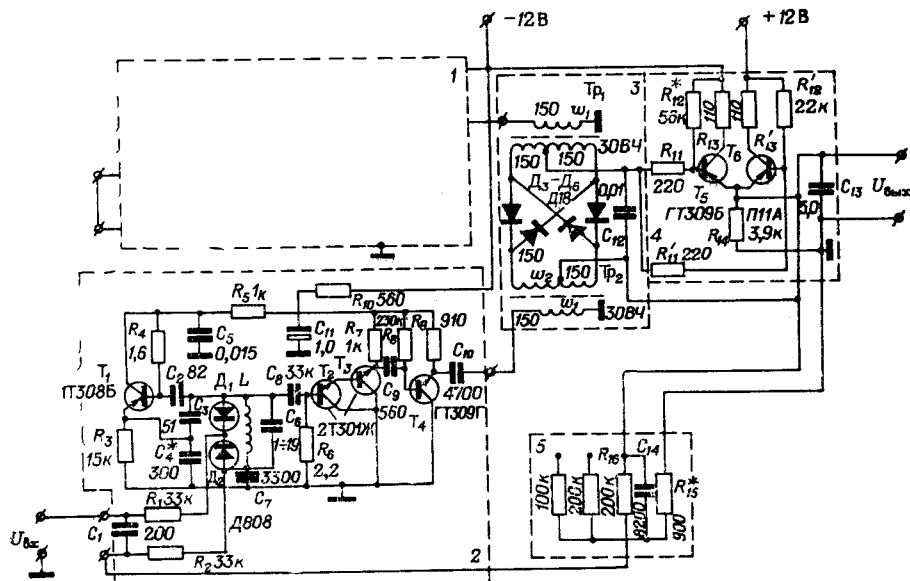


Рис. 1.

блоков 1 и 2 подаются на отдельные входы детектора 3. Постоянная составляющая выходного сигнала детектора 3 усиливается окончательным усилителем 4 на транзисторах T_5 и T_6 . Коэффициент усиления усилителя в целом устанавливается путем подбора величины сопротивления R_{16} в звене обратной связи 5.

Особенностью данного устройства является то, что входной модулятор — частотный (управляемый генератор), а демодулятор — фазовый (фазовый детектор). Поскольку, как известно, фаза есть интеграл от частоты, фазовый детектор выступает в роли интегрирующего звена, благодаря чему создается астатизм системы. Схема работает следующим образом. Входной сигнал $U_{вх}$ воздействует на варикапы D_1 — D_2 генератора 2, что приводит к изменению его частоты (в стационарном режиме частоты обоих генераторов строго одинаковы). В начальный момент изменение частоты генератора 2 можно представить как сдвиг фазы его выходного напряжения относительно фазы напряжения генератора 1, на который реагирует детектор 3. Выходное напряжение последнего, пропорциональное косинусу сдвига фаз, усиленное усилителем 4 и поделенное делителем 5, поступает на вход и вычитается из $U_{вх}$ пока сигнал, воздействующий на генератор, не будет точно равным нулю, что является отличительным признаком астатической системы. Установится новое положение равновесия, при котором частоты выходных напряжений генераторов снова строго равны при новом сдвиге фаз между ними, пропорциональном входному напряжению.

Представляет интерес рассмотрение специфических погрешностей этой астатической системы с целью выяснения ее преимуществ над устройствами со статическим уравниванием.

Как известно, в установившемся режиме коэффициент передачи идеальной астатической системы имеет вид

$$U_{вых} = \frac{U_{вх}}{\beta}, \quad (1)$$

где β — коэффициент передачи звена обратной связи. Следовательно, метрологические свойства преобразователя в идеальном случае определяются исключительно характеристикой звена обратной связи. А так как звено обратной связи в данной схеме может быть реализовано в виде резисторного делителя, то в случае выполнения этого делителя на высокоточных резисторах погрешность системы может быть, по существу, снижена до величины погрешности таких резисторов.

В реальной системе появляется дополнительная погрешность за счет синхронизации управляемого генератора через внешние и внутренние паразитные связи. Как указывалось выше, в стационарном режиме частоты генераторов 1 и 2 равны. При подаче сигнала U_c на вход управляемого генератора 2 в разомкнутой системе (рис. 2) это равенство должно нарушаться. Однако наличие паразитной синхронизации приводит к тому, что внутри определенной зоны — «зоны захвата» — даже при $U_c \neq 0$ частоты f_1 и f_2 остаются равными друг другу, т. е. ра-

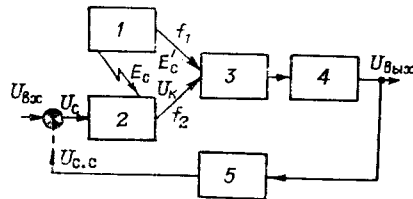


Рис. 2.

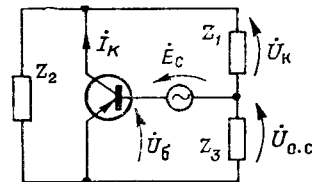


Рис. 3.

венство частот сохраняется и без участия обратной связи, что, очевидно, должно вносить погрешность в передаточную характеристику измерительного преобразователя.

Действие паразитных связей между генераторами может быть сведено к появлению э. д. с. синхронизации \dot{E}_c в цепи базы управляемого генератора (рис. 3). Предположим, что амплитуда E_c настолько мала, что все основные параметры автоколебаний остаются такими же, как и в отсутствие внешнего воздействия, и, в частности, сохраняется чисто синусоидальный характер напряжений и токов.

До появления синхронизирующей э. д. с. ($\dot{E}_c = 0$) частота генерации управляемого генератора f_2 определялась параметрами колебательного контура, и поэтому ток \dot{I}_k совпадал по фазе с напряжением на контуре \dot{U}_k . Векторная диаграмма для этого случая изображена на рис. 4.

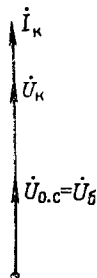


Рис. 4.

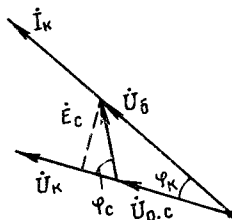


Рис. 5.

Если же $\dot{E}_c \neq 0$ и при этом частота сигнала синхронизации f_1 не равна f_2 , то в стационарном режиме захватывания управляемый генератор будет генерировать на частоте f_1 , отличной от частоты собственных колебаний контура f_2 . Соответствующая этому режиму векторная диаграмма приведена на рис. 5. В данном случае, согласно [2], сдвиг фазы φ_k напряжения \dot{U}_k по отношению к току \dot{I}_k определяется зависимостью

$$\varphi_k = \arctg \frac{2(f_1 - f_2)}{f_2} Q, \quad (2)$$

где Q — добротность контура управляемого генератора.

В это же время, как следует из диаграммы, напряжение $\dot{U}_б$ совпадает по фазе с током \dot{I}_k , т. е., нарушение фазового баланса автогенератора в цепи коллектора на угол φ_k в сторону опережения, происходящее из-за расстройки колебательного контура относительно генерируемой частоты ($f_1 > f_2$), компенсируется сдвигом фазы напряжения $\dot{U}_б$ в цепи базы на тот же угол в сторону запаздывания.

Из векторной диаграммы (см. рис. 5) непосредственно следует

$$U_б \sin \varphi_k = E_c \sin \varphi_c, \quad (3)$$

где φ_c — сдвиг фазы напряжения $\dot{U}_о.с$ по отношению к \dot{E}_c . Допуская, что $E_c \ll U_о.с$, можно приближенно записать:

$$\begin{aligned} U_б &\approx U_о.с; \\ \text{tg } \varphi_k &\approx \sin \varphi_k \approx \varphi_k. \end{aligned} \quad (4)$$

Тогда выражения (2) и (3) примут вид:

$$\varphi_k \approx \frac{2(f_1 - f_2)}{f_2} Q; \quad (2a)$$

$$\varphi_k \approx \frac{E_c}{U_{o.c}} \sin \varphi_c. \quad (3a)$$

Приравнивая правые части последних двух выражений, приходим к следующему соотношению:

$$\sin \varphi_c = \frac{2QU_{o.c}(f_1 - f_2)}{E_c f_2}. \quad (5)$$

Поскольку величина $U_{o.c}$ определяется уровнем входного сигнала U_c , то на основании последнего уравнения можно заключить, что и величина φ_c будет зависеть от этого сигнала, т. е. при наличии паразитной синхронизации частотный модуляр фактически работает в режиме фазового модулятора.

Как известно, выходное напряжение фазового детектора $U_{ФД}$ определяется зависимостью

$$U_{ФД} = U_m \cos \varphi, \quad (6)$$

где φ — в данном случае сдвиг фазы напряжения \dot{U}_k по отношению к \dot{E}_c (см. рис. 2).

Угол φ_c , определяемый по формуле (5), дает нам сдвиг фазы напряжения \dot{U}_k по отношению к \dot{E}_c , а последнее сдвинуто относительно \dot{E}_c еще на угол $\Delta\varphi_c$, т. е. $\varphi = \varphi_c + \Delta\varphi_c$. Для упрощения дальнейших выкладок необходимо принять допущение о том, что параметры схемы подобраны так, что, во-первых, при $U_c = 0$ частоты обоих генераторов равны ($f_1 = f_2$), а, во-вторых, начальный сдвиг фаз $\Delta\varphi_c$ равен $\pi/2$. При этих допущениях формула (5) может быть непосредственно подставлена в (6), после чего

$$U_{ФД} = U_m \frac{2QU_{o.c}(f_1 - f_2)}{E_c f_2}. \quad (7)$$

Заметим, что

$$f_1 - f_2 = \Delta f = SU_{вх}. \quad (8)$$

Далее, в реальной разомкнутой системе (см. рис. 2) после фазового детектора стоит еще усилитель постоянного тока с коэффициентом передачи K_y .

С учетом этих замечаний характеристика измерительного преобразователя в разомкнутом состоянии в режиме захвата примет вид

$$U_{вых} = KU_c, \quad (9)$$

где

$$K = K_1 K_2; \quad K_1 = U_m K_y; \quad K_2 = \frac{2QSU_{o.c}}{E_c f_2}. \quad (10)$$

Из выражений (5) — (10) следует, что величина $K_2 U_c$ не может быть больше единицы по абсолютному значению. При нарушении этого условия формула (9) оказывается недействительной, так как если продолжать увеличивать входное напряжение так, что $|K_2 U_c|$ становится больше единицы, то происходит выход управляемого генератора из синхронизма и на выходе фазового детектора появляются биения, среднее значение напряжения которых равно нулю.

Для иллюстрации зависимости (9) построим график $U_{\text{вых}} = F(U_c)$ при трех значениях отношения $\frac{E_c}{U_{o.c}} = u$ (рис. 6). Величина u отражает внешнее влияние на управляемый генератор. При уменьшении этой величины, согласно рисунку, происходит сужение зоны захвата, или предела изменения входного сигнала U_c , при котором частоты генераторов еще не выходят из синхронизма, т. е. $|K_2 U_c| \leq 1$. Одновременно увеличивается угол между графиком и осью абсцисс. Очевидно, что при отсутствии напряжения синхронизации ($u=0$) $\alpha = \pi/2$ и график пойдет по оси ординат, так как функция будет существовать в единственной точке $U_c = 0$.

Коэффициент K можно рассмотреть как коэффициент усиления прямого тракта преобразователя, который изменяется при изменении зоны захвата и в идеальном случае ($u=0$, $\alpha = \pi/2$) принимает значение $K = \infty$.

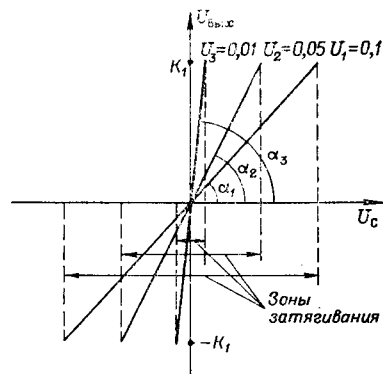


Рис. 6.

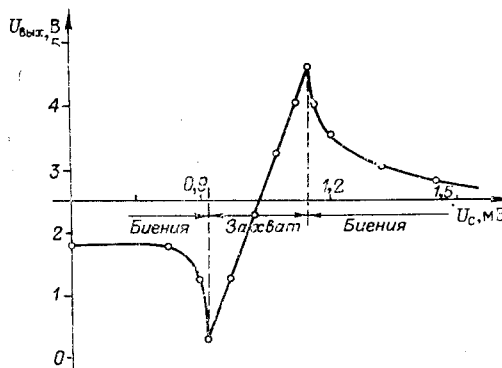


Рис. 7.

Правильность изложенных выше рассуждений подтверждается экспериментально снятыми характеристиками $U_{\text{вых}} = F(U_c)$ для преобразователя с разомкнутой обратной связью (рис. 7).

Ввиду того, что в реальной системе отсутствовали средства для выполнения допущений, принятых при выводе формулы (7), напряжение $U_{\text{вых}} = 0$ устанавливалось с помощью соответствующего выбора U_c . Вначале это напряжение линейно следует за входным до верхней границы зоны захвата. Подобно при уменьшении U_c величина $U_{\text{вых}}$ линейно изменяется до нижней границы. Затем система выводится из состояния синхронизма и на выходе усилителя наблюдается режим блуждания с частотой $f_p = f_1 - f_2$.

Как следует из сравнения расчетных и экспериментальных графиков (см. рис. 6 и 7), в пределах рабочего диапазона ход их одинаков. После выхода из синхронизма напряжение $U_{\text{вых}}$ не резко падает до нуля, как на расчетном графике, а плавно спадает по экспоненте.

Плавный спад характеристики за пределами зоны захвата можно объяснить следующим образом. В случае наличия паразитной перекрестной синхронизации генераторов выражения для напряжения на входах фазового детектора будут иметь такой вид:

$$\begin{aligned} u_1 &= U_{1m} \{ \sin \omega_1 t + \gamma_{21} \sin [\omega_2 t + \varphi_{21}(\omega_2)] \}; \\ u_2 &= U_{2m} \{ \sin \omega_2 t + \gamma_{12} \sin [\omega_1 t + \varphi_{12}(\omega_1)] \}. \end{aligned} \quad (11)$$

Здесь $\gamma_{ij} = \frac{E_{ci}}{U_{mj}}$; $\varphi_{ij}(\omega_i)$ — сдвиг по фазе сигнала, наведенного

i -м генератором в j -м относительно сигнала i -го генератора,— зависит от частоты i -го генератора.

В этом случае выходное напряжение фазового детектора с фильтром низких частот на выходе можно представить так:

$$U_{\text{вых}} = kU_{1m}U_{2m} \{ \cos(\omega_1 - \omega_2)t + \gamma_{12} \cos \varphi_{12}(\omega_1) + \gamma_{21} \cos \varphi_{21}(\omega_2) + \\ + \gamma_{12}\gamma_{21} \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_{21}(\omega_2) + \varphi_{12}(\omega_1)] \}. \quad (12)$$

Из уравнения (12) хорошо заметно, что наряду с членами

$$\cos(\omega_1 - \omega_2)t,$$

фазового детектора $\gamma_{12}\gamma_{21} \cos [(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_{21}(\omega_2) + \varphi_{12}(\omega_1)]$ (12)

Из всего сказанного следует, что наличие паразитной синхронизации пары генераторов астатического измерительного преобразователя приводит к появлению зоны захвата, в результате чего система «в малом» (т. е. в пределах зоны захвата) работает как статическая с коэффициентом усиления прямого тракта K , определяемым из уравнения (10). Заметим, что получить большое значение K в рассматриваемой системе намного легче, чем в статической, где повышение K достигается за счет увеличения крутизны передаточных характеристик отдельных звеньев. Здесь же сужение зоны захвата (улучшение развязывания генераторов) приводит к увеличению K независимо от коэффициентов передачи отдельных звеньев, и теоретически существует возможность полного устранения взаимной синхронизации [3], т. е. получения $K = \infty$ и создания идеальной астатической системы.

В заключение приведем основные параметры разработанного астатического преобразователя: входной сигнал ± 30 мВ; входное сопротивление $R_{\text{вх}} \geq 10^{10}$ Ом; быстродействие не более 10 мс; приведенная погрешность 0,05%; дрейф нуля не более 100 мкВ/сутки; вес 200 г; потребляемая мощность 180 мВт.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. Е. Корепанов. Астатический электрометрический усилитель.— Реферативная информация по радиоэлектронике, 1969, № 23, реф. 22239.
2. И. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы, ч. II. М., «Советское радио», 1967.
3. А. А. Андронов. К теории захватывания Ван-дер-Поля.— А. А. Андронов. Собрание трудов. М., Изд-во АН СССР, 1956.

Поступила в редакцию
9 июля 1971 г.