

К. Л. ГРУДЕВ, М. А. ПРИСЕНКО, Ю. А. СКРИПНИК
(Киев)

О СТАБИЛИЗАЦИИ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПОЛОЖИТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Усилители с положительной обратной связью (п. о. с.) обладают рядом положительных свойств: возможность получения большого коэффициента усиления при малом числе активных элементов, узкая полоса пропускания при избирательном усилении, малое значение коэффициента шума и т. п. Однако низкая стабильность таких усилителей не позволяет их использовать непосредственно в измерительных цепях. Методы стабилизации усиления посредством сравнения входного напряжения с частью выходного напряжения (дифференциальная обратная связь) [1] не всегда могут быть использованы из-за влияния фазовых сдвигов, вносимых усилителем с п. о. с., и паразитных обратных связей по цепи сравнения. Усилители с фазонечувствительными одноканальными схемами сравнения [2] требуют применения высокостабильных делителей напряжения с коэффициентом деления, равным коэффициенту усиления, или шунтов [3] с малыми частотными погрешностями. Ниже показана возможность стабилизации усиления и без сравнения сигналов входа и выхода усилителя путем параметрической модуляции и демодуляции сигнала, проходящего через усилитель с обратной связью (см. рисунок).

Коэффициент передачи усилителя (Y) с п. о. с. (R_1, R_2, R_3) и выходным делителем напряжения (R_4, R_5) определяется из формулы

$$K_{41} = \frac{k_{21}\beta_{42}}{1 - \beta_{12}k_{21}}, \quad (1)$$

где k_{21} — коэффициент усиления усилительного элемента Y ; β_{42} — коэффициент передачи выходного делителя напряжения; β_{12} — коэффициент передачи цепи п. о. с.

При непрерывной работе автоматического переключателя Π_{Ω} , управляемого коммутационным генератором Γ_{Ω} , осуществляется модуляция коэффициентов передачи β_{12} и β_{42} ; при одном положении переключателя Π_{Ω} имеем:

$$\beta'_{12} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}; \quad \beta'_{42} = \frac{R_5}{R_4 + R_5}, \quad (2)$$

а при другом —

$$\beta''_{12} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}; \quad \beta''_{42} = 1. \quad (3)$$

Параметрическая модуляция делителей напряжения приводит к периодическим изменениям выходного напряжения усилителя U_4 от значения

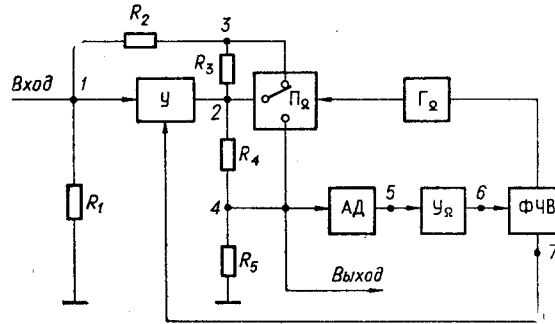
$$U'_4 = \frac{k_{21}\beta'_{42}}{1 - \beta'_{12}k_{21}} U_1 \quad (4)$$

до значения

$$U''_4 = \frac{k_{21}\beta''_{42}}{1 - \beta''_{12}k_{21}} U_1. \quad (5)$$

Из схемы шунтирования элементов делителей β_{12} и β_{42} переключателем Π_{Ω} следует, что параметрическая модуляция является противофазной, т. е. процесс модуляции сопровождается демодуляцией. Действительно, при увеличении глубины п. о. с. (Π_{Ω} в верхнем положении) возрастает усиление, но одновременно увеличивается коэффициент деления выходного делителя. В другом положении Π_{Ω} усиление понижается за счет уменьшения коэффициента передачи цепи п. о. с., но при этом возрастает коэффициент передачи выходного делителя. Очевидно, возможен режим полной демодуляции выходного напряжения усилителя, при котором $U'_4 = U''_4$. Приравняв (4) и (5), получаем

$$k_{21} = \frac{\beta''_{42} - \beta'_{42}}{\beta''_{42}\beta'_{12} - \beta'_{42}\beta''_{12}}. \quad (6)$$



Результирующий коэффициент усиления в соответствии с формулой (1) и соотношением (6) равен

$$K_{41} = \frac{\beta_{42}'' - \beta_{42}'}{\beta_{12}' - \beta_{12}''} \quad (7)$$

или с учетом значений (2), (3) —

$$K_{41} = \frac{R_4(R_1 + R_2)(R_1 + R_2 + R_3)}{R_1 R_3 (R_4 + R_5)} \quad (8)$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя при полной демодуляции выходного напряжения определяется только значениями сопротивлений резисторов в цепи п. о. с. и в выходном делителе. Однако этот режим имеет место только при выполнении условия (6), т. е. при $k_{21} = \text{const}$. Для автоматической стабилизации k_{21} , а следовательно, и сохранения режима полной демодуляции выходное напряжение усилителя детектируется амплитудным детектором (АД). Напряжение огибающей частоты модуляции, появляющееся вследствие изменения коэффициента усиления k_{21} , усиливается усилителем Y_{Ω} и выпрямляется фазочувствительным выпрямителем ФЧВ. Выходное напряжение ФЧВ используется для автоматической подстройки усиления элемента Y . Благодаря замкнутой системе регулирования автоматически стабилизируется коэффициент k_{21} , а следовательно, и результирующий коэффициент усиления, определяемый соотношением (8). Так как детектируется выходное напряжение усилителя, то в отличие от самонастраивающихся усилителей со сравнением сигналов [2] отпадает необходимость в дополнительном широкополосном предусилителе детектора.

Расчет элементов параметрического модулятора может быть выполнен по формуле (8), которую удобно представить в виде

$$K_{41} = \frac{nm_1}{m_2} \quad (9)$$

где

$$n = \frac{R_2}{R_1} + 1 = \frac{1}{\beta_{12}'}; \quad m_1 = \frac{R_1 + R_2}{R_3} + 1; \quad m_2 = \frac{R_5}{R_4} + 1 = \frac{1}{1 - \beta_{42}''}$$

Выражение (9) является условием равновесия «моста» отношений, в котором значение n определяется из условия получения требуемого коэффициента результирующего усиления (1) при заданном значении коэффициента усиления k_{21} усилительного элемента Y

$$n = \frac{1}{\beta_{12}'} = \frac{k_{21} K_{41}}{K_{41} - k_{21} \beta_{42}''} = \frac{k_{21} K_{41}}{K_{41} - k_{21} \frac{m_2 - 1}{m_2}} \quad (10)$$

Подставляя значение n из (10) в выражение (9), получаем

$$\frac{K_{41}}{k_{21}} = \frac{m_1 + m_2 - 1}{m_2} = \alpha \quad (11)$$

Наибольшее допустимое значение α можно определить из условия устойчивой работы усилителя с п. о. с.

$$1 - k_{21} \beta_{21}' = 1 - \frac{k_{21}}{n} > 0, \quad (12)$$

или с учетом (10) и (11) по формуле

$$\frac{m_2 - 1}{\alpha m_2} > 0. \quad (13)$$

Параметр m_2 определяет глубину модуляции выходного напряжения усилителя, а следовательно, чувствительность и точность цепи стабилизации K_{41} . Однако при больших значениях m_2 трудно обеспечить равномерность частотной характеристики выходного делителя. Поэтому целесообразно выбирать $R_4 = R_5$ ($m_2 = 2$), что обеспечивает минимум частотных погрешностей выходного делителя. Требуемую точность стабилизации K_{41} можно обеспечить выбором достаточно большого коэффициента усиления усилителя огибающей Y_{Ω} [2].

Параметр m_1 можно определить из формулы (11):

$$m_1 = m_2(\alpha - 1) + 1. \quad (14)$$

Расчет стабилизированного усилителя с п. о. с. сводится к определению элементов делителя цепи обратной связи и выходного делителя при заданном значении результирующего коэффициента усиления и выбранном усилении усилительного элемента. Для примера рассчитаем элементы стабилизированного усилителя для случая: требуется обеспечить $K_{41} = 500$ при $k_{21} = 20$ и $m_2 = 2$. Из (10) находим $n = 20,4$, а из (14) $m_1 = 49$. Если выбрать входное сопротивление усилителя $R_1 = 1$ кОм, то $R_2 =$

$= R_1(n-1) = 19,4$ кОм, а $R_3 = (R_1 + R_2)/(m_1 - 1) = 425$ Ом. Сопротивления резисторов R_4 и R_5 могут быть выбраны как нагрузочные, т. е. $R_4 = R_5 = 10$ кОм. Запас устойчивости из (13) равен 0,02.

При скважности коммутации, равной двум, отношение частот усиливаемого сигнала (ω) и коммутации (Ω) рекомендуется выбирать из условия $\eta = \omega/\Omega > 100$ [4], что позволяет снизить влияние коммутационных помех до пренебрежимо малой величины. Исследования показали, что при достаточно большом коэффициенте усиления усилителя огибающей Y_Ω ($k_{65} > 100$) нестабильность результирующего коэффициента усиления (ΔK_{41}) будет определяться в основном нестабильностью отношений n , m_1 и m_2 , обусловленных, в свою очередь, нестабильностью отношений сопротивлений выбранных резисторов. При использовании высокостабильных микропроволочных резисторов на основе стандартных микросхем возможно построение усилителя с п. о. с. с относительной нестабильностью усиления не более 0,1%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю. А. Скрипник, В. И. Пампура. Автоматическая стабилизация усиления многокаскадных усилителей.— В сб. «Приборостроение», вып. 2. Киев, «Техника», 1966.
2. П. П. Орнатский, Ю. А. Скрипник, А. Д. Ниженский. Самонастраивающиеся усилители переменных напряжений искаженной формы.— В сб. «Контрольно-измерительная техника», вып. 7. Львов, ЛГУ, 1969.
3. Ю. А. Скрипник. Многопредельные милливольтметры с автоматической коррекцией чувствительности.— Вопросы радиоэлектроники, 1968, серия РТ, вып. 2.
4. Ю. А. Скрипник. Методы преобразования и выделения измерительной информации из гармонических сигналов. Киев, «Наукова думка», 1971.

Поступило в редакцию 14 октября 1971 г.
окончательный вариант — 23 апреля 1972 г.

УДК 621.316.722.1

И. Н. ГРАЦИАНСКИЙ, А. П. ЛЕЗОВ, В. Е. ФОМИНЫХ
(Москва)

ПРЕЦИЗИОННЫЙ ИСТОЧНИК ОПОРНОГО НАПЯЖЕНИЯ В ИНТЕГРАЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Прогресс миниатюризации устройств электроники и автоматики вызывает необходимость разработки высокостабильных микроэлектронных стабилизаторов напряжения, которые могли бы использоваться в качестве источников опорного напряжения (ИОН) различных измерительных приборов, выполненных с применением интегральных схем.

Современные методы аналого-цифрового преобразования, например методы двухтактного интегрирования, способны обеспечить весьма высокую точность, и погрешность цифровых приборов в значительной степени определяется погрешностью используемых в них ИОН.

К таким ИОН предъявляются высокие требования по температурному коэффициенту выходного напряжения $TKU_{вых} \leq 0,001 - 0,002\% / ^\circ C$ и временной нестабильности ($\delta t \leq 0,01 - 0,02\%$ за несколько тысяч часов) при малом выходном сопротивлении ($R_{вых} \leq 0,01 - 0,02$ Ом).

В данной работе исследовалась возможность построения прецизионного компенсационного ИОН в интегральном исполнении с уровнем выходного напряжения 1 В, позволяющего удовлетворить указанным выше требованиям.

Сравнительный анализ вариантов технологической реализации подобных устройств показывает, что для создания прецизионных интегральных микросхем предпочтительнее гибридно-пленочная технология, которая по сравнению с монолитной дает возможность получить высокостабильные пассивные компоненты с жесткими допусками, обеспечивает минимальные паразитные связи и хорошую изоляцию между компонентами [1].

При построении низковольтных ИОН можно использовать одну из структурных схем операционных усилителей (ОУ): инвертирующую (рис. 1, а) или неинвертирующую (см. рис. 1, б). Была выбрана схема рис. 1, б, для которой необходим только один источник питающего напряжения ($+E_1$), что упрощает структурную схему ИОН (рис. 2). В этой схеме $D_{оп}$ — опорный стабилитрон; УПТ — усилитель постоянного тока; T_p — регулирующий транзистор (выходной эмиттерный повторитель); ВСН — вспомогательный стабилизатор напряжения для питания $D_{оп}$ и УПТ; R_6 — балластный резистор; R_1 и R_2 — резисторы делителя опорного напряжения; R_n — сопротивление нагрузки.