

АКТИВНЫЙ РЕЖЕКТОРНЫЙ ФИЛЬТР С ПРЕДЕЛЬНО МАЛЫМ УРОВНЕМ СОБСТВЕННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Э. Г. ЕМЕЛЬЯНОВ, М. С. РОЙТМАН

(Представлена научно-техническим семинаром кафедры радиотехники)

При исследовании и разработке ультралинейных измерительных усилителей и генераторов с прецизионной формой кривой возникает необходимость измерять весьма малые уровни нелинейных искажений (K_f менее 0,05%). Выпускаемые промышленностью измерители нелинейных искажений (С6-1 С6-1А), анализаторы гармоник (С5-2, С5-3) и анализаторы спектра не позволяют измерять столь малые уровни K из-за сравнительно высокого уровня собственных искажений (порядка 0,05 ÷ 0,1%) и ограниченного динамического диапазона (≤ 60 дБ) [1].

Если при исследовании измерительных усилителей значительного повышения разрешающей способности и расширения динамического диапазона серийных приборов можно достичь применением компенсационных методов измерения [2], то при исследовании генераторов, избирательных усилителей и др. положительный эффект дает применение метода амплитудной компрессии. Метод заключается в неполном подавлении основной гармоники по отношению к высшим гармоникам [3, 4, 5].

Фильтры, применяемые при амплитудной компрессии, должны обеспечивать:

- предельно малый ($K_f < 0,001\%$) уровень собственных нелинейных искажений;
- необходимое (≥ 20 дБ) подавление сигнала основной частоты;
- малую (желательно менее $\pm 3\%$) неравномерность коэффициента передачи по высшим (второй, третьей и т. д.) гармоникам.

В работах [3, 4, 5] предпочтение отдавалось пассивным RC -фильтрам, несмотря на значительную (5 ÷ 7 дБ) неравномерность коэффициента передачи по высшим гармоникам, и только потому, что пассивные фильтры не вносят в исследуемый сигнал собственных нелинейных искажений.

Однако для целей амплитудной компрессии при измерении малых уровней нелинейных искажений с успехом могут применяться активные режекторные фильтры (АРФ), построенные на основе катодных (эмиттерных) повторителей и пассивных нулевых RC -цепей, например, двойных Т-образных RC мостов, или для краткости — ТТ- RC мостов (рис. 1).

Известно, что уровень нелинейных искажений, вносимых в спектр сигнала активным фильтром, определяется нелинейными искажениями базового усилителя (в данном случае повторителя).

Нелинейные искажения, вносимые простым катодным повторителем при выходном сигнале порядка $1 \div 1,5$ в, могут быть снижены до уровня 0,002%. А катодный повторитель с параллельным управлением при определенной глубине положительной обратной связи даже при выходном сигнале порядка 5 в позволяет добиться почти полной компенсации собственных нелинейных искажений [6].

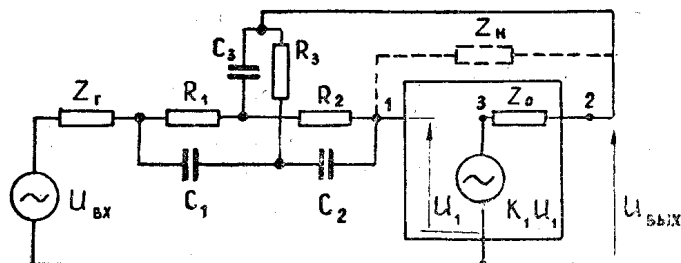


Рис. 1. Блок-схема активного режекторного фильтра (АРФ)

Выходной сигнал АРФ при входном сигнале с малым K , определяется, в основном, величиной первой гармонической составляющей. Последняя, в свою очередь, минимум на порядок ниже величины первой гармонической составляющей на входе АРФ. Поэтому определяющими являются нелинейные искажения, вносимые в спектр сигнала входным устройством, включаемым между АРФ и источником сигнала.

Рассмотрим влияние коэффициента передачи повторителя, входного и выходного сопротивлений повторителя, выходного сопротивления источника сигнала на основные характеристики АРФ.

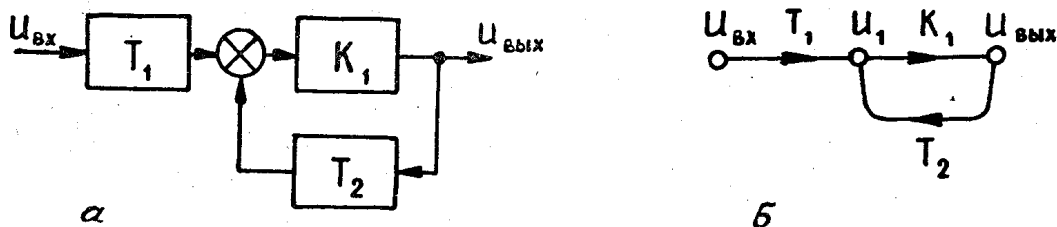


Рис. 2, а. Структурная схема АРФ

Граф. АРФ

На схеме рис. 1 Z_r соответствует выходному сопротивлению источника сигнала; Z_n , являющееся нагрузкой ТТ-RC моста, соответствует сопротивлению повторителя между точками «1» и «2»; Z_0 соответствует выходному сопротивлению повторителя.

Блок-схеме рис. 1 соответствует структурная схема рис. 2 а, которой в свою очередь соответствует граф. рис. 2 б.

Здесь:

K_1 — коэффициент передачи повторителя;

T_1 — коэффициент передачи ТТ-RC моста для сигнала генератора;

T_2 — коэффициент передачи ТТ-RC моста для сигнала обратной связи (см. рис. 3) с учетом влияния, внешних цепей (Z_r , Z_0 , Z_n).

Коэффициент передачи АРФ находится по формуле

$$K = \frac{K_1 \cdot T_1}{1 - K_1 \cdot T_2} \quad (1)$$

При условии $Z_n = \infty$ справедливо соотношение

$$T_1 + T_2 = 1, \quad (2)$$

и

$$K = \frac{K_1 \cdot T_1}{1 - K_1 (1 - T_1)} \quad (3)$$

Ниже будет рассмотрен случай, когда повторитель имеет нулевой фазовый сдвиг (K_1 является величиной чисто вещественной).

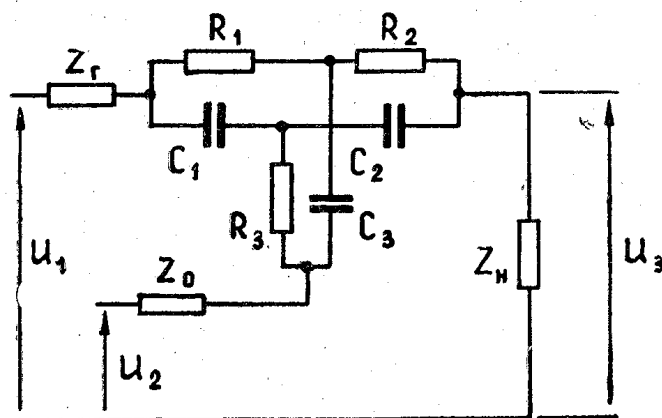


Рис. 3. Схема ТТ—РС моста с учетом внешних цепей

$$T_1 = \frac{U_3}{U_1} \Big|_{U_2=0}, \quad T_2 = \frac{U_3}{U_2} \Big|_{U_1=0}.$$

Вариант I. ($Z_r = 0$, $Z_0 = 0$, $Z_n = \infty$). Из [7] при выполнении условий нулевого баланса ТТ—РС моста имеем

$$T_1 = \frac{1}{1 - j \frac{D}{Y}},$$

тогда

$$K = \frac{K_1}{1 - j \frac{D(1 - K_1)}{Y}}, \quad (4)$$

и

$$Q_3 = \frac{1}{D(1 - K_1)}. \quad (5)$$

где: D — затухание ТТ — РС моста;

$Y = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}$ — обобщенная расстройка;

ω_0 — частота настройки ТТ — РС моста;

Q_3 — эквивалентная добротность активного режекторного фильтра.

Амплитудно-частотная (АЧХ) и фазочастотная (ФЧХ) характеристики могут быть рассчитаны по формулам

$$|K| = K_1 [1 + D_2 (1 - K_1)^2 Y^{-2}]^{-1/2}, \quad (6)$$

$$\varphi = \arctg \frac{D(1 - K_1)}{Y}. \quad (7)$$

На частоте настройки ($Y = 0$)

$$|K|_{Y=0} = K_0 = 0.$$

При большой расстройке ($Y \rightarrow \pm\infty$)

$$|K|_{Y \rightarrow \pm\infty} = K_m = K_1. \quad (9)$$

Обязательным условием реализуемости АРФ по схеме рис. 1 является условие

$$K_1 < 1. \quad (10)$$

Из формул (4), (5) и (6) имеем, что при малой разности ($1 - K_1$) эквивалентная добротность АРФ может быть очень большой (100 и больше), фазовый сдвиг φ резко затухает с расстройкой, а модуль коэффициента передачи уже при малой расстройке незначительно отличается от K_1 .

Пример 1. Если $K_1 = 0,98$ и $D = 4$; $|K| = 0,99 K_1$ при $Y = \pm 0,56$, т. е. при относительной расстройке по частоте на $\pm 33\%$.

В а р и а н т 2. ($Z_0 = R_0$, $Z_r = 0$, $Z_n = \infty$)

$$T_1 = \frac{(1 - T_0) Y - jDT_0}{(1 - T_0) Y - jD},$$

и с учетом (2) имеем

$$K = K_1 \frac{(1 - T_0) Y - jDT_0}{(1 - T_0) Y - jD [1 - K_1 (1 - T_0)]}. \quad (11)$$

Для случая симметричного ТТ-RC моста ($R_1 = R_2 = 2R_3$), $C_1 = C_2 = 0,5C_3$)

$$T_0 = \gamma / (1 + \gamma), \quad (12)$$

$$D = 4 / (1 + 4\gamma)^{1/2}, \quad (13)$$

$$\gamma = R_0 / R_1, \quad (14)$$

$$\omega_0 = 1 / R_1 C_1 (1 + 4\gamma)^{1/2}. \quad (15)$$

АЧХ и ФЧХ фильтра могут быть рассчитаны по формулам

$$|K| = K_1 \cdot \left\{ \frac{(1 - T_0)^2 Y^2 + D^2 T_0^2}{(1 - T_0)^2 Y^2 + D^2 [1 - K_1 (1 - T_0)]^2} \right\}^{1/2}, \quad (16)$$

$$\varphi = \arctg \frac{D [1 - K_1 (1 - T_0)]}{(1 - T_0) Y} - \arctg \frac{DT_0}{(1 - T_0) Y}. \quad (17)$$

На частоте настройки ($Y = 0$)

$$|K|_{Y=0} = K_0 = \frac{K_1 T_0}{1 - K_1 (1 - T_0)}, \quad (18)$$

$$\varphi|_{Y=0} = \varphi_0 = 0. \quad (19)$$

При большой расстройке

$$|K|_{Y \rightarrow \pm\infty} = K_m = K_1, \quad (20)$$

$$\varphi|_{Y \rightarrow \pm\infty} = 0. \quad (21)$$

Эквивалентная добротность АРФ

$$Q_s = \frac{d \left| \frac{K}{K_m} \right|}{dY} \bigg|_{Y=0} \cong \frac{1 - T_0}{D [1 - K_1 (1 - T_0)]}. \quad (22)$$

Анализ формул (13) ÷ (22) показывает, что включение в схему ТТ-RC моста сопротивления R_0 приводит к существенным количественным и качественным изменениям свойств АРФ:

1 — коэффициент передачи АРФ на частоте настройки ω_0 не равен нулю ($K_0 > 0$);

2 — величина K_0 зависит от коэффициента передачи ТТ-RC моста на частоте настройки и от глубины отрицательной обратной связи;

3 — сдвиг фазы на частоте настройки отсутствует ($\varphi_0 = 0$);

4 — имеет место сдвиг «вниз» частоты настройки АРФ относительно частоты настройки ТТ-RC моста.

Максимальный фазовый сдвиг $\varphi_{кр}$ наблюдается при некоторой расстройке $Y_{кр}$

$$Y_{кр} = \pm \frac{DT_0}{1 - T_0} [1 - K_1(1 - T_0)]^{1/2}.$$

Пример 2:

$R_1 = 20 \text{ ком}$, $R_0 = 20 \text{ ом}$, допустимая неравномерность коэффициента передачи по гармоникам не более $\pm 2\%$.

Как следует из (16), коэффициент передачи повторителя должен быть не менее $K_{1, \text{мин}} = 0,92$.

В этом случае $K_0 = 0,012$, т. е. АРФ обеспечивает подавление сигнала основной частоты всего в 80 раз. Если этого недостаточно, то при сохранении той же неравномерности коэффициента передачи по гармоникам снижение K_0 возможно только за счет уменьшения T_0 .

Вышеприведенный анализ характеристик АРФ проведен в предположении, что сопротивление R_0 включено в схему ТТ-RC моста и выходной сигнал снимается с точки 3. Реальным же выходом АРФ является точка 2. Такое упрощение правомочно и приводит к незначительной ошибке, если $R_0 \ll R_1$. В реальном случае на выходе АРФ всегда присутствует сигнал прямого прохождения, с учетом которого коэффициент передачи АРФ характеризуется формулой

$$K_{\Sigma} = K_1 \frac{(1 - T_0)Y - jDT_0}{(1 - T_0)Y - jD[1 - K_1(1 - T_0)]} + \Delta. \quad (24)$$

Для случая простого катодного повторителя, симметричного ТТ-RC моста и $Z_r = 0$, $Z_n = \infty$ имеем

$$\Delta = \frac{(1 - K_1) \cdot DT_0 (0,25D\sigma - j1)}{(1 - T_0)Y - jD[1 - K_1(1 - T_0)]}, \quad (25)$$

где $K_1 = \frac{SR_{\kappa}}{1 + SR_{\kappa}}$ — коэффициент передачи катодного повторителя;

$$T_0 = \frac{R_0}{R_1 + R_0};$$

$$R_0 = \frac{R_{\kappa}}{1 + SR_{\kappa}} \text{ — выходное сопротивление катодного повторителя;}$$

$$D = 4/(1 + 4R_0/R_1)^{1/2};$$

$$\sigma = \frac{\omega}{\omega_0} \text{ — относительная расстройка;}$$

$$\omega_0 = 1/R_1 C_1 (1 + 4R_0/R_1)^{1/2};$$

$$S \text{ — крутизна лампы;}$$

$$R_{\kappa} \text{ — сопротивление в цепи катода.}$$

Величина сигнала прямого прохождения зависит как от глубины отрицательной обратной связи, так и от соотношения между R_1 и R_0 , причем на частоте настройки прямое прохождение определяется только величиной T_0 .

Полный коэффициент передачи АРФ на частоте настройки равен

$$K_{\Sigma_0} = K_0 + \Delta_0 = T_0 \frac{1 + j(1 - K_1)}{1 - K_1(1 - T_0)}, \quad (27)$$

т. е. полный сигнал на выходе АРФ практически не изменился по величине, но имеет фазовый сдвиг, хоть и небольшой, относительно входного сигнала. Выходной сигнал находится в фазе с входным сигналом на частоте

$$\omega' = 1/R_1 C_1 [1 + 4R_0/(K_1 R_1 - R_0)]^{1/2}. \quad (28)$$

На этой частоте, сдвинутой «вверх» относительно ω_0 , коэффициент передачи АРФ равен

$$K' = R_k/(R_1 + R_k).$$

Сигнал прямого прохождения и связанные с ним эффекты можно исключить введением в схему АРФ еще одного повторителя (рис. 4).

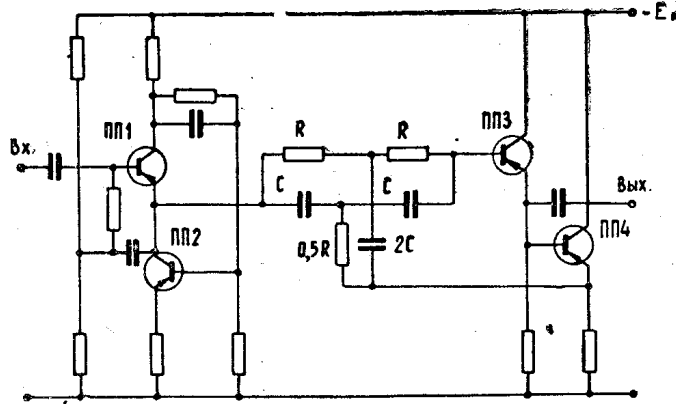


Рис. 4. Практическая схема АРФ на транзисторах

К тому же такое построение транзисторного варианта АРФ позволяет обеспечить ТТ-RC мосту режим, близкий к режиму холостого хода.

В а р и а н т 3.

$$(Z_0 = R_0, Z_r = R_r, Z_n = R_n).$$

Соотношение (2) не выполняется.

В общем случае АЧХ и ФЧХ ТТ-RC моста асимметричны, однако при выполнении в случае симметричного ТТ-RC моста условия

$$R_1^2 + 4R_0 = 2R_r R_n \quad (29)$$

имеет место частотная симметрия.

В этом случае

$$T_1 = T_m \frac{(T_m - T_0)(1 - \sigma^2) + j\sigma D T_0}{(T_m - T_0)(1 - \sigma^2) + j\sigma D T_m}, \quad (30)$$

$$T_2 = T_m \frac{-\sigma^2 (T_m - T_0) \cdot B + j\sigma D T_0 \cdot A}{(T_m - T_0)(1 - \sigma^2) + j\sigma D T_m}, \quad (31)^*$$

*) Выполнение условия (29) гарантирует симметрию T_1 ; характеристика T_2 симметрична только при $R_r = 0, R_n = \infty$.

а формула для коэффициента передачи АРФ имеет вид

$$K = K_1 \frac{(T_m - T_0)(1 - \sigma^2) + j\sigma DT_0}{(T_m - T_0)[1 - \sigma^2(1 - K_1 B)] + j\sigma DT_0(1 - K_1 A)}, \quad (32)$$

где

$$\begin{aligned} T_m &= [1 + 2m(m+2)(1+4\gamma)^{-1}]^{-1}, \\ T_0 &= \gamma[1 + m + \gamma + 2m(m + m\gamma + 2\gamma)(1+4\gamma)^{-1}]^{-1}, \\ D &= 4\gamma(T_m - T_0)/T_0(1+4\gamma)^{1/2}, \\ \sigma &= \omega/\omega_0, \\ \omega_0 &= 1/R_1 C_1(1+4\gamma)^{1/2}, \\ A &= (1+m)\gamma^{-1}, \\ B &= 4m\gamma(1+4\gamma)^{-1}, \\ m &= R_r/R_1, \quad \gamma = R_0/R_1. \end{aligned}$$

Для целей амплитудной компрессии АРФ целесообразно выполнять с входным повторителем (уровень нелинейных искажений входного повторителя должен быть минимально возможным). В этом случае реально обеспечиваются соотношения

$$m \leq 0,01, \quad \gamma \leq 0,01,$$

и расчет основных параметров АРФ можно выполнять по формулам, справедливым для варианта 2.

В заключение хочется отметить, что на частоте настройки у АРФ можно получить практически полное подавление сигнала; для этого достаточно лишь незначительно разбалансировать ТТ-РС мост, например, изменением величины сопротивления R_3 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоизмерительные приборы. Каталог-проспект, ВНИИТЭИР, М., 1968, 1969.
2. М. С. Ройтман. Измерение нелинейных искажений усилителя. Второе всесоюзное научно-техническое совещание по измерительной усилительной технике (тезисы докладов). Л., 1967.
3. М. С. Ройтман. Генератор чисто синусоидального напряжения. Изв. вузов СССР — Радиоэлектроника, Киев, № 8, 1967.
4. Ю. Ф. Химерик, З. Ф. Лозевский, Ю. Г. Булюбаш. Измерение малых значений коэффициента нелинейных искажений. Измерительная техника, № 9, М., 1968.
5. Н. Б. Петров. Измерение малых коэффициентов нелинейных искажений. Измерительная техника, № 7, М., 1968.
6. М. С. Ройтман. Амплитудно-стабильные генераторы с малыми нелинейными искажениями. Изв. вузов СССР. Радиоэлектроника, Киев, № 12, 1969.
7. Ю. А. Андреев, В. О. Кобак. Двойные Т-образные мосты в избирательных усилителях. Судпромгиз. Л., 1962.