

АМПЛИТУДНО-СТАБИЛЬНЫЙ ГЕНЕРАТОР СИНУСОИДАЛЬНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

М. С. РОЙТМАН, Ю. К. РЫБИН, В. И. ЧУФИСТОВ

(Представлена научным семинаром кафедры радиотехники)

Построение генераторов на базе высокоселективной избирательной системы и безынерционного нелинейного элемента позволяет подойти к разрешению противоречия между требованиями малости уровня нелинейных искажений и стабильностью амплитуды автоколебаний [1].

Основная трудность при реализации такого генератора состоит в создании селективной избирательной системы с малым уровнем вносимых нелинейных искажений и значительным коэффициентом подавления (более 1000) на частотах высших гармонических составляющих.

Один из вариантов усилителя, удовлетворяющего поставленным требованиям, представлен на рис. 1. Основным отличием его от усилителя с отрицательной обратной связью (ООС) через режекторный фильтр является наличие дополнительного пути прохождения сигнала на выход. В этой схеме сигнал с выхода режекторного фильтра поступает как обычно по цепи ООС на вход усилителя и одновременно на выходной вычитающий сумматор. Здесь имеется возможность повысить коэффициент подавления и уменьшить уровень вносимых искажений как по цепи ООС, так и за счет компенсации выделенного сигнала в сумматоре. В этом случае для достижения больших коэффициентов подавления можно ограничиться сравнительно неглубокой ООС, что резко упрощает реализацию избирательного усилителя в целом.

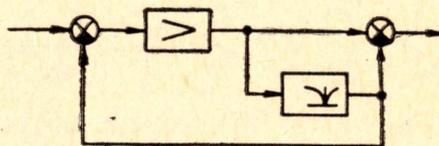


Рис. 1

Коэффициент передачи усилителя имеет вид

$$K(j\omega) = K \frac{1 - T(j\omega)}{1 + KT(j\omega)} \dots \quad (1)$$

где K — коэффициент усиления широкополосного усилителя,
 $T(j\omega)$ — коэффициент передачи активного режекторного фильтра (АРФ).

Из формулы (1) видно, что для повышения эффективности дополнительной цепи вычитания и получения неравенства $1 - T(j\omega) < 0,05$ уже на частотах 2-й и 3-й гармоник необходимо иметь фильтр с добротностью $20 \div 30$. Всем этим требованиям удовлетворяет фильтр, содержащий пассивную RC -цепь и повторитель. Если в качестве RC -це-

пи использовать $2T-RC$ -мост, то коэффициент передачи АРФ можно представить

$$T(j\omega) = K_n \frac{T_0 + jQY}{1 + jQY} \dots, \quad (2)$$

где K_n — коэффициент передачи повторителя,
 T_0 — коэффициент передачи при $Y = 0$,

$$T_0 \simeq \frac{t_0}{1 - K_n},$$

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

ω_0 — частота резекции;

Q — добротность АРФ, $Q = \frac{q}{1 - K_n}$;

q — добротность $2T-RC$ -моста;

t_0 — коэффициент передачи $2T-RC$ -моста при $Y = 0$.

С учетом (2) выражение (1) можно записать в виде

$$K_{(j\omega)} = K_{(jY)} = K \frac{1 - T_0}{1 + T_0 K} \cdot \frac{1}{1 + jQ \frac{1 + K}{1 + KT_0} Y} \dots \quad (3)$$

Это выражение совпадает (без учета первого сомножителя) с передаточной функцией усилителя с одноконтурным LC -фильтром [2], с эквивалентной добротностью:

$$Q_s = Q \frac{1 + K}{1 + KT_0} \simeq q \frac{1}{1 - K_n} \cdot \frac{1 + K}{1 + KT_0} \dots \quad (4)$$

При тщательной настройке нулевой цепи в АРФ $T \rightarrow 0$ и тогда

$$K_{(jY)} \simeq \frac{K}{1 + jQ_s Y} \quad \text{и} \quad Q \simeq \frac{q}{1 - K_n} (1 + K) \dots \quad (5)$$

Из формулы (5) можно сделать вывод, что эквивалентная добротность избирательного усилителя определяется добротностью $2T-RC$ -моста, коэффициентом передачи повторителя K_n и глубиной ООС $F \simeq 1 + K$, следовательно, при небольшой глубине ООС (30 ÷ 50) $K_n = 0,98 \div 0,99$ и $q = 0,25$ можно сравнительно легко получить $Q_s = 1000$ и более. Необходимо заметить, что для реализации такой же добротности в усилителе с пассивной RC -цепью требуемая глубина ООС $F = 4000$, что практически недостижимо в широком диапазоне частот.

Большое значение эквивалентной добротности позволяет обеспечить и высокое подавление на частотах высших гармоник, так, коэффициент подавления на частоте n -й гармоники

$$K_{\Gamma n} = \frac{|K_{(\omega_0)}|}{|K_{(n\omega_0)}|} = \sqrt{1 + Q_s^2 Y_n^2},$$

где Y_n — обобщенная расстройка на частоте n -й гармоники может достигать 1500 (при $Q = 1000$) уже на 2-й гармонике и повышается с увеличением номера гармоник. Здесь необходимо заметить, что на границах частотного диапазона может сказаться неидеальность выходного сумматора. Ясно, что сумматор не должен вносить амплитудно и фазочастотных искажений на гармониках, а также дополнительных нелинейных искажений. Наилучшим образом этим требованиям удовлетворяет пассивный сумматор на резисторах или на трансформаторе.

Важным для рассматриваемого генератора является вопрос о постоянстве амплитуды автоколебаний, которая прежде всего определяется стабильностью коэффициента передачи избирательного усилителя на частоте квазирезонанса, которая в основном определяется стабильностью коэффициента передачи нулевой цепи на частоте режекции.

Чувствительность коэффициента передачи к изменению t_0 определяется выражением

$$S^{t_0} = \frac{\frac{dK}{K}}{\frac{dt_0}{t_0}} \simeq \frac{1+K}{1-K_n} t_0 \dots \quad (6)$$

В рассматриваемом случае S^{t_0} зависит от значения t_0 и ухудшается пропорционально увеличению добротности $\left(Q_s \simeq q \frac{1+K}{1-K_n}\right)$. Следова-

тельно, серьезное внимание необходимо обратить на качество элементов RC -цепи и на точность ее настройки с тем, чтобы максимально снизить t_0 . Очень хорошие результаты в этом плане дает применение монолитных нулевых фильтров на основе распределенной RC -линии. Такие фильтры отличаются высокой стабильностью коэффициента передачи вблизи частоты режекции.

Здесь же следует указать на одну возможность повышения коэффициента подавления на частотах высших гармоник без увеличения добротности и, следовательно, без ухудшения стабильности коэффициента передачи на частоте квазирезонанса. Она сводится к образованию полюса затухания на частоте одной из гармоник, а

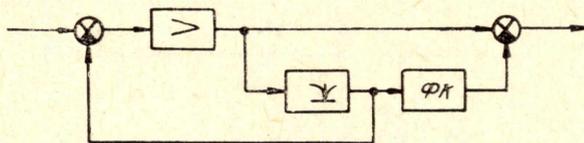


Рис. 2

поскольку преобладающей из высших гармоник на выходе симметричного ограничителя является 3-я гармоника, то полюс затухания желательно обеспечить на частоте именно 3-й гармоники. Для этой цели в избирательный усилитель вводится фазокорректирующее звено (рис. 2). Идея решения состоит в создании для 3-й гармоники двух каналов про-

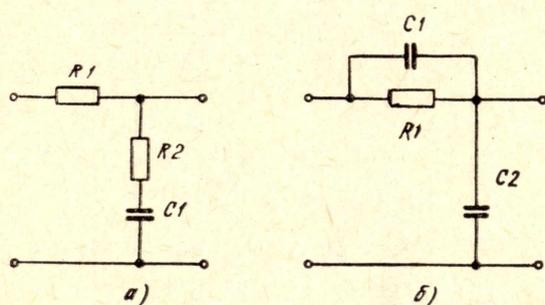


Рис. 3

хождения на выходной сумматор, в котором при равенстве коэффициентов передачи и их противофазности обеспечивается ее взаимокompенсация. Для обеспечения точной противофазности и вводится фазокорректирующее звено, которое не оказывает заметного влияния на стабильность коэффициента передачи на частоте настройки. В качестве фазокорректирующего звена можно использовать пропорционально-интегрирующий фильтр, который показан на рис. 3.

Для обеспечения требуемого постоянства амплитуды колебаний в генераторе можно использовать систему авторегулирования напряжения. Если в качестве измерительного преобразователя (ИП) применить выпрямитель с однозвенным фильтром, то получим систему второго

порядка (селективный усилитель по огибающей является звеном первого порядка), устойчивую при любом значении коэффициента стабилизации. При этом стабильность амплитуды определяется качеством ИП и постоянством опорного постоянного напряжения.

Принципиальная схема амплитудно-стабильного генератора на базе высокоселективного усилителя дана на рис. 4.

Избирательный усилитель собран на транзисторах $T3 \div T10$, причем широкополосный усилитель его выполнен по схеме с динамической нагрузкой на транзисторах $T3 \div T5$, активный режекторный фильтр выполнен на малогабаритных режекторных фильтрах РФ1 \div 3 типа ФРМ-1 и транзисторах $T6, T7$, а выходной сумматор на трансформаторе Тр. Цепь автоматической стабилизации выходного напряжения включает операционный выпрямитель на интегральной схеме ИУТ401А и диодах Д11 \div Д15, схему сравнения на резисторах $R36, R39$, усилитель рассогласования, выполненный на другой интегральной схеме ИУТ401А, и регулирующий элемент, в качестве которого используется полевой транзистор $T1$.

Основные характеристики макета

- | | |
|--|-------------|
| 1. Выходное напряжение | 10 в. |
| 2. Сопротивление нагрузки | 200 ом |
| 3. Частотный диапазон 20 гц \div 20 кгц дискретно. | |
| 4. Коэффициент нелинейных искажений во всем диапазоне частот | $< 0,04\%$ |
| на средних частотах | $< 0,003\%$ |
| 5. Нестабильность амплитуды | $< 0,03\%$ |

ЛИТЕРАТУРА

1. М. С. Ройтман. Прецизионные меры переменных напряжений. Настоящий сборник.
2. Н. С. Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. М., «Советское радио», 1972.