

Автоматический режим. Тумблер В₄ в положении «Автомат», пуск осуществляется либо нажатием кнопки Кн «Пуск», либо внешним импульсом со входа «Пуск», либо циклически — импульсами с выхода одновибратора Ов (в положении тумблера В₃ «Пуск внутрь»).

Ручной режим. Тумблер В₄ в положении «Ручн». В этом случае счетчик С₁ блокируется и выбор необходимой ординаты оценки осуществляется ручным переключением (на схеме рис. 2 не показано).

Во всех случаях объем выборки устанавливается с помощью переключателя В₂, меняющего коэффициент пересчета счетчика С₂. Кроме того, объем выборки может быть установлен внешним импульсом, подаваемым на вход «Стоп» в положении переключателя В₂ «Стоп внешн.». Все основные узлы прибора выполнены на микросхемах. Применение микросхем позволило изготовить прибор компактным и легким: вместе с блоком питания (но без осциллографического индикатора) он вписывается в габариты 170×150×350 мм, а вес его не превышает 3 кг.

Стремление максимально упростить схему прибора, а также его узкая «специализация» не позволили сделать прибор универсальным: в нем отсутствует собственный источник тактовых импульсов, упрощены входные цепи, отсчет измеряемых оценок производится в двоичном коде, что создает некоторые неудобства.

Основные технические характеристики прибора следующие: 1) входные потоки — тактированная последовательность единиц (+3 В) и нулей (+0,3 В); 2) тактовая частота не менее 500 кГц; 3) количество точек отсчета (ординат) функции 32; 4) объем выборки 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192 или 16384 тактовых интервалов; 5) выход: аналоговый 0÷+2В для осциллографического индикатора и цифровой (прямой двоичный код на световом индикаторе).

Поступило в редакцию
15 февраля 1971 г.

УДК 621.317.757.39

Ю. А. БРЮХАНОВ, И. Д. ЗОЛОТАРЕВ

(Воронеж)

ВЛИЯНИЕ ИЗБИРАТЕЛЬНОЙ НАГРУЗКИ АВТОМАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА РЕЦИРКУЛЯЦИОННОГО ТИПА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА

Анализатор спектра рециркуляционного типа (АСРТ) позволяет производить исследование сигналов с высокой разрешающей способностью в реальном масштабе времени, зачастую необходимое в системах управления, при распознавании речевых сигналов, в акустической спектрометрии и т. д. [1]. Устройство работает на основе рециркулятора со сдвигом частоты в цепи обратной связи (рис. 1). При воздействии моногармонического сигнала отклик рециркулятора после N циркуляций представляет собой радионмпульс, огибающая которого изменяется по закону $\sin t/t$, начальная фаза высокочастотного заполнения содержит информацию о фазе входного напряжения, а положение максимума t линейно зависит от его частоты. Когда на анализатор поступает сложное колебание, отклик его является текущим спектром воздействия, т. е. суперпозицией откликов на моногармонические составляющие.

Наличие боковых лепестков в функции $\sin t/t$ ограничивает динамический диапазон прибора. Для борьбы с ними между рециркулятором и индикатором включается резонансный усилитель с колоколообразной частотной характеристикой, реализуемой последовательным соединением нескольких каскадов одноконтурных усилителей [2]. Однако уменьшение боковых лепестков сопровождается паразитными явлениями, среди которых следует отметить расширение основного лепестка и изменение положения максимума Δt . Это приводит к ухудшению разрешающей способности и возникновению погрешности измерения частот спектральных составляющих.

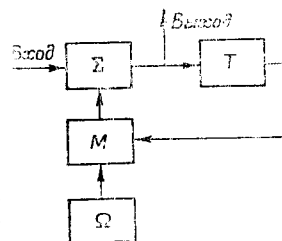


Рис. 1. Блок-схема рециркулятора.

Нельзя забывать и о переходных процессах в усилителе, поскольку он возбуждается последовательностью радиоскачков даже при моногармоническом входном сигнале. Ранее эти вопросы в литературе не рассматривались.

Целью настоящей работы является исследование влияния полосы пропускания и числа каскадов резонансного усилителя на характеристики выходного сигнала: уровень боковых лепестков, ширину и смещение максимума основного лепестка, а также на характер переходного процесса по амплитуде и фазе.

Математический аппарат должен обеспечивать точное описание высокочастотной структуры выходного сигнала усилителя, так как АСРТ позволяет измерять фазовый спектр. Наиболее целесообразным является использование методики упрощения выполнения обратного преобразования Лапласа [3].

В реальном устройстве линия задержки и однополосный модулятор охвачены кольцом фазовой автоподстройки частоты, поддерживающей выполнение равенства $\Omega = 2\pi/T$, поэтому при анализе пользуемся идеализованными элементами цепи обратной связи.

Если на вход рециркулятора поступает напряжение $u_{вх}(t') = U_{мвх} \sin(\omega_H t + \psi) 1(t)$, то после N циркуляций сигнал, возбуждающий усилитель, изменяется по закону

$$u_N(t) = U_{m \text{ вх}} \sum_{n=0}^N \sin[(\omega_H + n\Omega)(t - nT) + \psi] 1(t - nT).$$

Изображение реакции усилителя определяется выражением

$$u_{\text{вых } N}(p) = k_{0l} U_{m \text{ вх}} \sum_{n=0}^N \frac{p \sin \psi + (\omega_H + n\Omega) \cos \psi}{p^2 + (\omega_H + n\Omega)^2} e^{-npT} \left[\frac{2\alpha(p + 2\alpha)}{(p + \alpha)^2 + \omega_0^2} \right]^l,$$

где $k_{0l} = (-R_{0l})^l \prod_{i=1}^l S_i$ — коэффициент передачи l — каскадного усилителя на резонансной частоте ω_p ; $\alpha = \frac{r}{2L}$ — коэффициент затухания контура; $\omega_0 = \sqrt{\omega_p^2 - \alpha^2}$ — частота собственных колебаний контура.

Проделав операции, аналогичные выполненным в [4], получим зависимости для вынужденной и свободной составляющих реакции:

$$\begin{aligned} \bar{u}_{\text{вын}}(t') &= (-1)^l U_{m \text{ вын}}(t') e^{j[\omega_H t' + \beta(t')]}; \\ \bar{u}_{\text{св}}(t') &= (-1)^l U_{m \text{ св}}(t') e^{-\alpha t'} e^{j[\omega_0 t' + \gamma(t')]} \end{aligned}$$

Здесь

$$U_{m \text{ вын}}(t') = U_{m \text{ вх}} |k_{0l}| \sum_{n=0}^N \left[\frac{2\alpha [2\alpha + j(\omega_H + n\Omega)]}{[\alpha + j(\omega_H + n\Omega)]^2 + \omega_0^2} \right]^l e^{jn(\Omega - \Delta\omega)T};$$

$$\beta(t') = \psi + N\Delta\omega T + \arg \bar{U}_{m \text{ вын}}(t');$$

$$\begin{aligned} U_{m \text{ св}}(t') &= U_{m \text{ вх}} |k_{0l}| \sum_{s=0}^{l-1} \sum_{h=0}^s \sum_{k=0}^{s-h} M \frac{(\alpha + j\omega_0)^{l+h-s+k} (2\alpha)^l}{(2j\omega_0)^{l+h}} \times \\ &\times \left\{ \frac{e^{j\psi}}{[-\alpha - j(\omega_0 - \omega_H)]^{k+1}} - \frac{e^{-j\psi}}{[-\alpha + j(\omega_0 + \omega_H)]^{k+1}} \right\}; \end{aligned}$$

$$M = \frac{(-1)^{h+k+1}}{(l-s-1)!} \binom{l+h-1}{h} \binom{l}{s-h-k}; \quad \gamma(t') = \arg \bar{U}_{m \text{ св}}(t');$$

$\Delta\omega = \omega_H - \omega_K$ — расстройка исследуемого сигнала относительно нижней частоты рабочего диапазона ω_K ; $t' = t - NT$. Весь выходной сигнал может быть записан в виде

$$\bar{u}_{\text{вых } N}(t') = \bar{u}_{\text{вын}}(t') - \bar{u}_{\text{св}}(t') = \bar{u}_{\text{вын}}(t') \left[1 - \frac{\bar{u}_{\text{св}}(t')}{\bar{u}_{\text{вын}}(t')} \right] = \bar{u}_{\text{вын}}(t') \bar{N}(t').$$

Выражение в скобках представляет собой функцию, модуль которой $N(t')$ определяет переходный процесс по амплитуде, а аргумент $\delta(t')$ — по фазе.

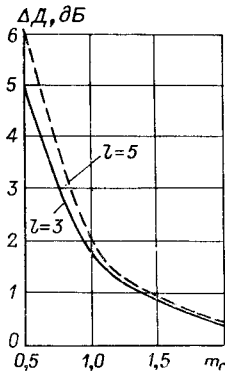


Рис. 2. Влияние полосы пропускания усилителя на увеличение динамического диапазона.

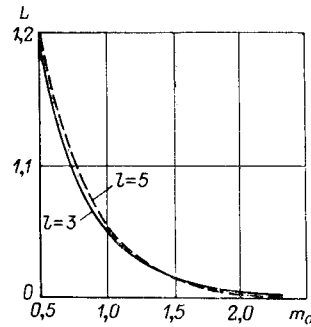


Рис. 3. Зависимость коэффициента расширения основного лепестка (по уровню 0,707) от величины m_0 .

Для выявления закономерностей на ЭВМ вычислялись функции $U_{m_{\text{вых}}N}(t')$, $U_{m_{\text{вых}}}(t')$, $N(t')$ и $\delta(t')$ при $\Delta\omega T=0$; $0,1\pi$; $\psi=0$; $N=40$; 80 ; 120 ; $l=3$; 5 и трех значениях отношения полосы пропускания усилителя к ширине спектра возбуждающего сигнала $m_0=0,5$; 1 ; 2 . Расчеты показывают, что существенное уменьшение уровня боковых лепестков $\Delta Д$ наблюдается при $m_0 < 1$ и в случае $m_0=0,5$ динамический диапазон увеличивается на $5-6$ дБ (рис. 2). Это сопровождается ухудшением разрешающей способности в $1,2$ раза (рис. 3) и появлением систематической погрешности измерения частоты $\delta_\tau = \frac{\Delta\tau}{T} 100\%$ (рис. 4).

Вследствие широкополосности цепи переходные процессы оказывают незначительное влияние на показания анализатора. В качестве иллюстрации процессов установления колебаний на выходе усилителя на рис. 5 изображены графики функций $N(t')$ и $\delta(t')$ при $N=40$, $m_0=0,5$, $\Delta\omega T=0,1\pi$, $l=5$. Наибольшие значения вариации фазы и коэффициента, определяющего переходный процесс по амплитуде, соответствуют точкам перехода через нуль функции $U_{m_{\text{вых}}}(t')$, так как в этот момент происходит скачок фазы высокочастотного заполнения возбуждающего сигнала.

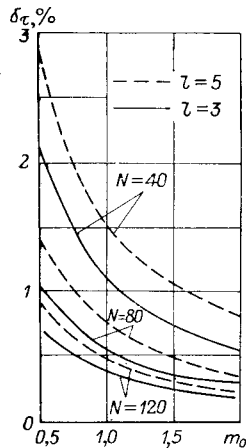


Рис. 4. Влияние избирательной нагрузки на ошибки измерения частоты.

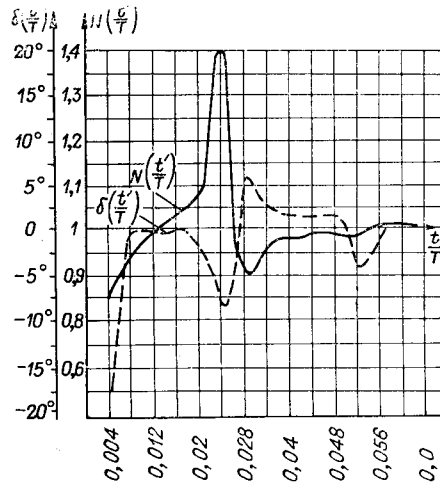


Рис. 5. Зависимость переходного процесса по амплитуде и фазе от безразмерного времени при $N=40$, $m_0=0,5$, $l=5$, $\Delta\omega T=0,1\pi$.

При воздействии более сложного колебания погрешности измерения каждой спектральной составляющей будут аналогичны рассмотренному здесь случаю.

Результаты, полученные в настоящей работе, позволяют выбрать оптимальные параметры резонансного усилителя в каждом конкретном случае реализации АСРТ.

ЛИТЕРАТУРА

1. J. Саpоn. High-Speed Fourier Analysis with Recirculating. — Delay — Line — Heterodyner Feedback Loops. Trans. IRE, 1961, v. 1—10, № 1.
2. А. В. З е л е н к о в. Экспериментальное исследование анализатора спектра рециркуляционного типа. — Труды Рижского института инженеров ГА, 1967, вып. 99.
3. И. Д. З о л о т а р е в. Об упрощении математических преобразований при определении переходного процесса на выходе линейной системы. — ИВУЗ, Приборостроение, 1965, № 4.
4. И. Д. З о л о т а р е в. Нестационарные процессы в резонансных усилителях фазово-импульсных измерительных систем. Новосибирск, «Наука», 1969.

*Поступило в редакцию
30 марта 1970 г.,
окончательный вариант —
18 июня 1971 г.*
