

А. СЮГИС

ВЫСОКОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ НЧ И ВЧ ИЗМЕРИТЕЛЬ ДЕВИАЦИИ ЧАСТОТЫ С РЕЗОНАНСНЫМИ RC-УСИЛИТЕЛЯМИ

Обычные измерители девиации частоты (ИДЧ) работают в диапазоне ВЧ (от 150 кГц и выше) и имеют границу чувствительности около 100 гц. Однако при некоторых исследованиях желательно иметь ИДЧ со значительно большей чувствительностью. Например, при измерении характеристик НЧ генераторов, а также высокостабильных ВЧ генераторов; при исследовании систем с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ) в НЧ и ВЧ диапазонах; при прохождении ЧМ или ФМ через системы с ФАПЧ. В нашей лаборатории нижеописываемый ИДЧ применяется при исследовании спектрометра ядерного магнитного двойного резонанса, в частности спинового генератора с ФАПЧ [1].

Все ВЧ ИДЧ работают с преобразованием измеряемой частоты в промежуточную частоту. В данном случае это вызвало бы значительные осложнения, так как диапазон несущих $f_0 = 0,5 \div 50$ кГц. Применение перестраиваемого резонансного RC-усилителя в схеме частотного детектора позволило построить систему ИДЧ без преобразования.

Блок-схема такого ИДЧ изображена на рис. 1. От входа НЧ измеряемая частота проходит через делитель напряжения ДН и предусилитель $У_1$, затем разветвляется через усилитель $У_2$ на фазовый детектор ФД и на резонансный RC-усилитель $РУ_1$, имеющий на частоте резонанса фазовый сдвиг 90° . Это сдвинутое в фазе напряжение через усилитель $У_3$ подается на другой вход ФД. Фазовый детектор работает по схеме двухполупериодного выпрямления на четырех диодах и питается от двух симметричных трансформаторов. Схема автоматической регулировки усиления $АРУ_1$ поддерживает напряжение на ФД постоянным и таким образом сохраняет работоспособность прибора при изменении входного напряжения в отношении 1:50 без переключения ДН. Вместо индикатора напряжения на ФД применяется индикатор ИП₁ режима $АРУ_1$. Небольшая неравномерность амплитудно-частотной характеристики $РУ_1$ и $У_3$ устраняется $АРУ_2$.

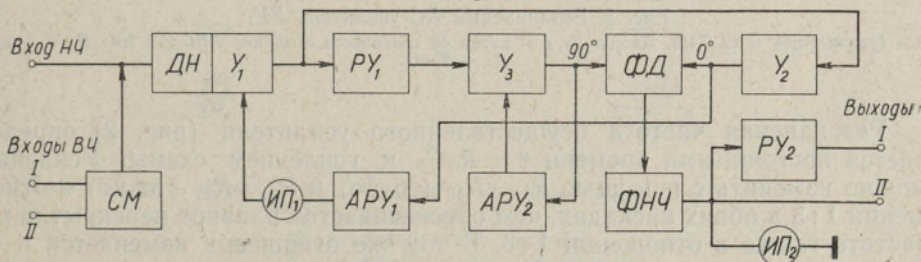


Рис. 1. Блок-схема ИДЧ.

Выходное напряжение $\Phi Д$ предварительно фильтруется в простом RC -фильтре $\Phi НЧ$ с переключаемой частотой среза от 0,01 до 10 кГц. Измерительный прибор $ИП_2$ с нулем посередине используется при настройке $РУ_1$ на несущую частоту, а также показывает изменение средней частоты при неизменной настройке. Выход I служит для регистрации изменений средней частоты, а также самой девиации частоты при большом значении отношения несущей частоты f_0 к модулирующей частоте f_m . Однако для данной схемы характерно именно небольшое значение отношения $f_0 : f_m$. Это требует применения фильтра со значительной крутизной среза для выделения f_m и подавления f_0 . Кроме того, при малой девиации напряжение с частотой f_m на выходе $\Phi Д$ очень мало по сравнению с напряжением несущей. Для эффективной фильтрации используется резонансный RC -усилитель $РУ_2$ с плавно регулируемой верхней частотой среза от 0,01 до 10 кГц.

Измерения на ВЧ проводятся с помощью вспомогательного ВЧ генератора с подходящей частотой и необходимой чистотой спектра. Оба ВЧ напряжения (входы ВЧ I и II) подаются в диодный смеситель $СМ$, и образовавшаяся разностная частота поступает в схему ИДЧ.

Резонансный RC -усилитель $РУ_1$ должен обладать во всем поддиапазоне плавной перестройки постоянной абсолютной крутизной фазо-частотной характеристики, т. е. добротность Q должна изменяться пропорционально частоте. При этом нежелательно изменение резонансного коэффициента передачи. Кроме того, при резонансе усилитель должен иметь между напряжениями входа и выхода разность фаз 90° . Резонансные RC -усилители пониженных частот [2–8], «средних» частот [8–12], а также и другие активные RC -системы [4, 7] в данном случае неприменимы. Пригодным оказался резонансный RC -усилитель повышенных частот [5–8, 13]. Мы применили вариант «в» [8] с выходом от «I». В той же работе приведены и соответствующие формулы, определяющие поведение схемы.

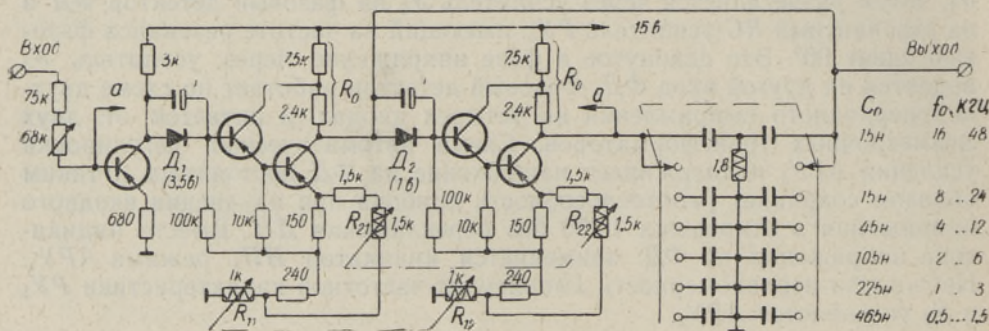


Рис. 2. Резонансный RC -усилитель $РУ_1$:

Все транзисторы типа П415. Диоды $D_{1,2}$ — диски от селенового столбика $ABC \varnothing 5$ мм: D_1 — 7 шт., D_2 — 2 шт.

Резонансная частота осуществленного усилителя (рис. 2) определяется постоянными времени $\tau = R_0 C_0$ и усилением схемы. Усиление можно изменить с помощью $R_{11}—R_{12}$ (грубо) и $R_{21}—R_{22}$ (точно) в отношении 1 : 3 в обоих каскадах, чем обеспечивается плавное перекрытие по частоте также в отношении 1 : 3. В том же отношении изменяется и Q (от 5 до 15), сохраняя постоянной абсолютную крутизну фазо-частотной характеристики с точностью $\pm 5\%$. Используемая часть характеристики

составляет $\pm 6^\circ$ от резонансного значения 90° . Потери в емкостях C_0 ограничивают рост Q : при неограниченном увеличении усиления $Q_{max} = 1/2 \cdot 1/\text{tg } \delta$. Следовательно, применение металобумажных конденсаторов с $\text{tg } \delta = (50 \div 120) \cdot 10^{-4}$ приведет к большой ошибке. Более пригодны бумажные конденсаторы с $\text{tg } \delta = (28 \div 35) \cdot 10^{-4}$.

Резонансный RC -усилитель PY_2 должен обладать хорошей равномерностью модуля коэффициента передачи при перестройке и давать возможность получать различные характеристики фильтрации. Для этой цели наиболее подходит резонансный RC -усилитель «средних» частот

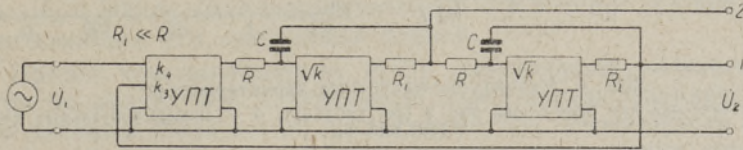


Рис. 3. Блок-схема резонансного RC -усилителя «средних» частот.

[8-12]. Как известно, такой усилитель (рис. 3) состоит из двух интеграторов и инвертирующего усилителя. Теория работы такой схемы опубликована для случая очень больших коэффициентов усиления ($10^3 \div 10^5$) интегрирующих усилителей. В этом случае Q определяется шунтированием или резистора R емкостью [10, 11], или емкости C резистором [9, 12].

Здесь приведены результаты анализа для случая умеренных коэффициентов усиления \sqrt{k} (но все же $k \gg 1$) усилителей $УПТ$ (рис. 3) при учете внутреннего сопротивления выходной ступени усилителя, что существенно влияет на поведение схемы на частотах вне резонансной области (см. табл. и рис. 4а).

	Выход 1	Выход 2
\dot{K}	$\frac{k_4}{k_3} Q \frac{\sqrt{k_3} + i \frac{1}{\sqrt{k}} \left(\frac{1}{\eta} + k \frac{R_i}{R} \eta \right)}{1 + Q \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right)}$	$\frac{k_4}{k_3} Q \frac{-i \frac{1}{\eta} - \sqrt{\frac{k_3}{k}} \frac{R_i}{R} \left(2 - i \sqrt{\frac{k_3}{k}} \frac{R_i}{R} \eta \right)}{1 + Q \left(\eta - \frac{1}{\eta} \right)}$
Q		$\frac{1}{2} \sqrt{k k_3}$
ω_0		$\sqrt{k_3} : \tau$
K_0	$\frac{k_4}{\sqrt{k_3}} Q$	$\frac{k_4}{k_3} Q$
$\frac{K_0}{K_H}$	$2Q^2$	Q
$\frac{K_0}{K_B}$	$\frac{kR}{2R_i}$	$\frac{k^3/2R^2}{2\sqrt{k_3} R_i^2}$

Примечания. $\dot{K} = \dot{U}_2 : \dot{U}_1$ — полный коэффициент передачи;
 Q — добротность;
 ω_0 — резонансная частота;
 K_0 — коэффициент передачи при резонансе;
 K_H — " " " " $\eta \ll 1$
 K_B — " " " " $\eta \gg 1$
 $\eta = \omega : \omega_0$; $\tau = RC$.

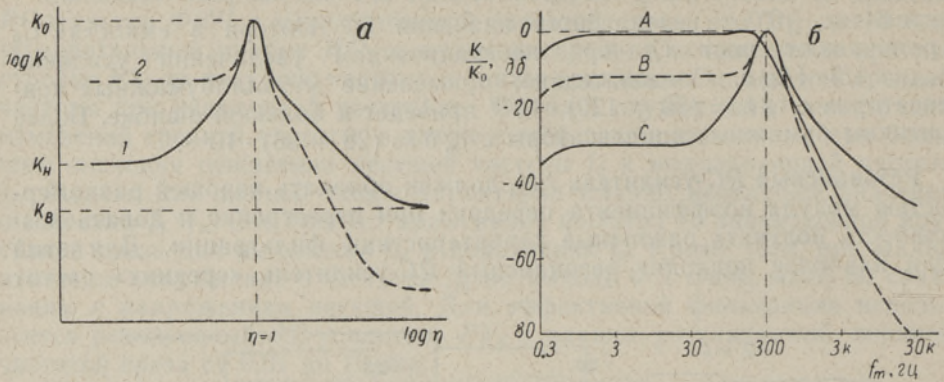
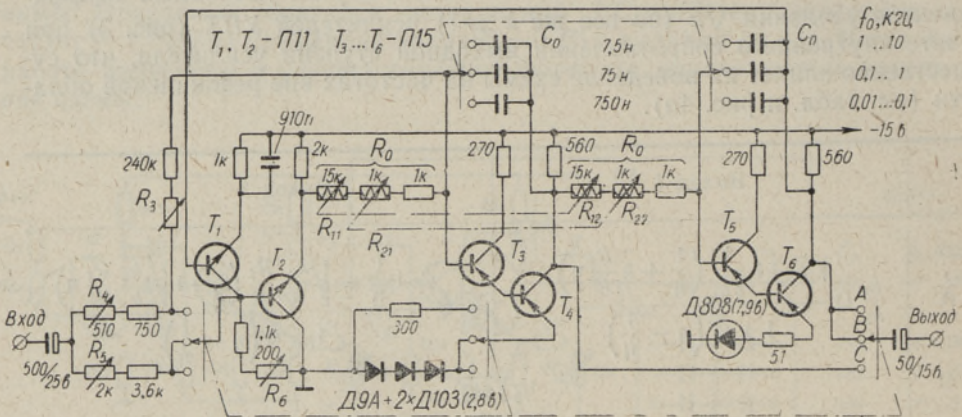


Рис. 4. Амплитудно-частотные характеристики:

a — теоретические для блок-схем рис. 3 (см. таблицу); *б* — экспериментальные для PY_2 (см. рис. 5).

Резонансная частота осуществленного усилителя (рис. 5) определяется только постоянными времени $\tau = R_0 C_0$ и изменяется плавно с помощью $R_{11} - R_{12}$ (грубо) и $R_{21} - R_{22}$ (точно) в отношении 1 : 10. Схема позволяет выбирать один из трех видов частотных характеристик (рис. 4б). Точность по амплитуде при изменении резонансной частоты и переключении вида характеристики составляет $\pm 2\%$ и достигается с

Рис. 5. Резонансный RC-усилитель PY_2 .

помощью трех юстировок, но только при условии соответствующей точности сопряжения резисторов $R_{11} - R_{12}$ и $R_{21} - R_{22}$. Для юстировки схемы при изменении R_0 служит R_3 , при переключении с «А» на «В» — R_4 (или же R_5) и при переключении с «В» на «С» — R_6 (юстировка коэффициента усиления $k_3 = 1$).

Заключение

1. Описанный ИДЧ обеспечивает точность измерения девиации $\pm 10\%$ в широких пределах изменения входного напряжения при условии, что амплитуда девиации $\Delta f \leq 50$ гц и частота модуляции $f_m \leq 100$ гц для поддиапазона несущей $f_0 = 2 \div 6$ кгц. Это ограничение наложено со стороны полосы пропускания PY_1 . На других поддиапазонах Δf и f_m кратны соответствующим величинам для отмеченного выше поддиапазона.

2. Резкость фильтрации позволяет еще качественно наблюдать модуляцию с $f_m \leq 500$ гц (для поддиапазона $2 \div 6$ кгц и т. д.) без снижения чувствительности (см. следующий пункт).

3. Предел чувствительности ИДЧ определяется отношением сигнал/шум на входах ФД. Собственные шумы схемы генерируются в основном входным каскадом Y_1 и каскадами PY_1 . Резонансный RC-усилитель повышенных частот допускает уровень напряжения сигнала приблизительно в

$$R_0 : (1 : \omega_0 C_0) = \omega_0 \tau = \sqrt{k} \cong 2Q$$

раз меньше, чем в обычном усилителе. Поэтому транзисторы PY_1 подобраны по НЧ шуму.

При входном напряжении не менее 15 мв результирующее отношение сигнал/шум на ФД составляет $\sigma = 5000$, что соответствует шумовой фазовой модуляции несущей с индексом $\beta = 1 : 2 \sigma = 10^{-4}$. И так, на частоте $f_m = 200$ гц возможно обнаружение девиации $\Delta f = \beta f_m = 0,02$ гц. Однако для $f_m < 200$ гц этот предел не понижается вследствие возрастания спектральной плотности шумов полупроводниковых приборов на более низких частотах ($1/f$ шумы).

4. Измеритель может быть использован и для регистрации дрейфа и флуктуации f_0 , а также переходных процессов в генераторах, связанных с изменением f_0 . Собственный дрейф прибора после часового «прогрева» не превышает $0,03\%$ за час, что даже меньше дрейфа качественных RC-генераторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сюгис А., Липпмаа Э., Изв. АН ЭССР, Физ. Матем., **16**, № 1, 81 (1967).
2. Schneider E. E., Phil. Mag., **36**, No. 257, 371 (1945).
3. Hyde F. J., Wireless Engr, **33**, 271 (1956).
4. Hyde F. J., Electronic Engng, **29**, No. 352, 260 (1957).
5. Криксунов В. Г., Электросвязь, **18**, № 3, 67 (1964).
6. Bialko M., Electronics Lett., **3**, No. 3, 102 (1967).
7. Сааков Е. О., Теория и расчет избирательных RC-систем, М.—Л., 1954.
8. Сюгис А., Изв. АН ЭССР, Сер. физ.-матем. и техн. наук, **15**, № 2, 191 (1966).
9. May F. T., Dandl R. A., Rev. Sci. Instr., **32**, No. 4, 387 (1961).
10. Sutcliffe H., Electronic Engng, **36**, No. 436, 399 (1964).
11. Sutcliffe H., Electronics Rec., **112**, Feb., 301 (1965).
12. Faulkner E. A., Electronic Engng, **39**, No. 471, 287 (1967).
13. Кукк П. Л., Сюгис А. Ю., Варвас Ю. А., Липпмаа Э. Т., Тр. Таллинск политехн. ин-та, Сер. А, № 238, 3 (1966).

A. SÜGIS

**RC-RESONANTSVÖIMENDITEGA KÕRGE TUNDLIKKUSEGA MS JA KS
SAGEDUSDEVIATSIIONI MÕÖTJA**

Kirjeldatakse sagedusmuunduseta deviatsioonimõõtjat, milles 90-kraadise faasinihke tekitamiseks enne faasdetektorit ja filtreerimiseks kasutatakse RC-resonantsvõimendeid.

A. SUGIS

**SENSITIVE lf AND rf FREQUENCY DEVIATION METER USING
RESONANT RC-AMPLIFIERS**

A deviation meter without frequency conversion for the carrier frequency range $f_0 = 0.5 \div 50$ kHz has been described, having deviation measuring sensitivity limit of about $\Delta f = 0.02$ Hz and modulation index limit $\beta = 10^{-4}$ for modulating frequencies f_m below and above 200 Hz, respectively. A theory of operation of the resonant RC-amplifier incorporating two integrators with amplifiers having only moderate gains has been presented. The meter makes use of two resonant RC-amplifiers: one in the frequency discriminator circuit and the other for the sharp filtering of f_m from f_0 .