

Er. 6.7
406

TALLINNA POLÜTEHNILISE
INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 406

ТРУДЫ ПО РАДИОТЕХНИКЕ

Сборник статей

Ш

ТАЛЛИН 1976

ТРУДЫ ПО РАДИОТЕХНИКЕ

Сборник статей

Ш

Таллин 1976

С о д е р ж а н и е

1.	Э.А.Лаксберг, В.А.Эсс. О выборе варьируемых элементов при оптимизации электронных схем .	3
2.	Н.В.—Э.Куймет, Х.А.Таммет. Оценка уровня шума операционных усилителей.	9
3.	Я.А.Ратассепп. Согласование емкостного датчика с усилителем по отношению сигнал/шум. . .	15
4.	Х.А. Таммет. О погрешности измерения эквивалентных источников шума.	19
5.	Э.А. Шульц. Выбор апертурных характеристик телевизионной системы.	23
6.	Б.В. Захаров, Ю.Ю.Лаппама, Х.В.Хинрикус. Лазерная система связи для передачи телетайпного сигнала.	27
7.	А.А. Такляя. Об аппроксимации функции $1 - Q(\alpha, \beta)$ функцией Гаусса.	31
8.	К.Б. Мейгас, Т.Э.Соонурм. Исследование МОМ детектора с согласующим усилителем.	35
9.	Ю.П. Мальцев, А.А. Мейстер, М.Э.Тоомет. Автоматическая подстройка фазы в электромагнитном расходомере.	39
10.	Ю.П. Мальцев, А.А.Мейстер, М.Э. Тоомет. Эквивалентная схема преобразователя электромагнитного расходомера.	45



Э.А.Лаксберг, В.А.Эсс

О ВЫБОРЕ ВАРЬИРУЕМЫХ ЭЛЕМЕНТОВ ПРИ ОПТИМИЗАЦИИ ЭЛЕКТРОННЫХ СХЕМ

При оптимизации схем часто возникает вопрос о выборе оптимизируемых элементов. Это связано с тем, что необходимо:

- 1) уменьшить время оптимизации схемы, для этого надо оперировать с возможно меньшим количеством элементов,
- 2) для улучшения сходимости процесса оптимизации выбирать элементы с наименьшей взаимной связью [1, 2],
- 3) выбрать для оптимизации такие элементы, варьирование которыми могло бы обеспечить требуемые изменения функции цепи.

Попытка ввести объективные критерии для выбора оптимизируемых компонент сделана в работе [3]. Для уменьшения количества варьирруемых компонент использовано то обстоятельство, что многие элементы оказываются сильно зависимыми (связанными). Для выявления зависимостей между компонентами используется информация, заключенная в матрице чувствительностей S . Чувствительность функции цели F по отношению к компоненте x на частоте ω_y определяется [3]:

$$S_x(\omega_y) = \frac{\partial F(\omega, e_1, \dots, e_x, \dots, e_r)}{\partial e_x}, \quad (I)$$

где e_x — величина компонента x ;

r — количество компонент.

Совокупность чувствительностей по всем компонентам на всех n частотах может быть представлена в форме матрицы Якоби:

$$S = \begin{vmatrix} S_1(\omega_1) & \dots & S_r(\omega_1) \\ \vdots & & \vdots \\ \dots & S_x(\omega_x) & \dots \\ \vdots & & \vdots \\ S_1(\omega_n) & \dots & S_r(\omega_n) \end{vmatrix}, \quad (2)$$

Каждый столбец матрицы характеризует зависимость от частоты чувствительности функции цепи по одной компоненте. Поэтому матрицу S можно представить системой r столбцов-векторов:

$$S = | S_1 \dots S_x \dots S_r |. \quad (3)$$

Для любой пары векторов можно найти скалярное произведение:

$$S_q^T \cdot S_x = |S_q| \cdot |S_x| \cdot \cos \theta_{qx}, \quad (4)$$

где $|S_q|$ и $|S_x|$ — модули соответствующих векторов чувствительностей;

θ_{qx} — угол между векторами S_q и S_x .

Зная матрицу чувствительностей, можно для каждой пары векторов вычислить, исходя из (4):

$$\cos \theta_{qx} = \frac{S_q^T \cdot S_x}{|S_q| |S_x|}. \quad (5)$$

Величина $\cos \theta_{qx}$ характеризует зависимость между векторами, так:

$\cos \theta_{qx} = 0$ — является следствием независимости между векторами, они ортогональны;

$\cos \theta_{qx} = 1$ — является следствием полной зависимости, так как векторы линейно зависимы.

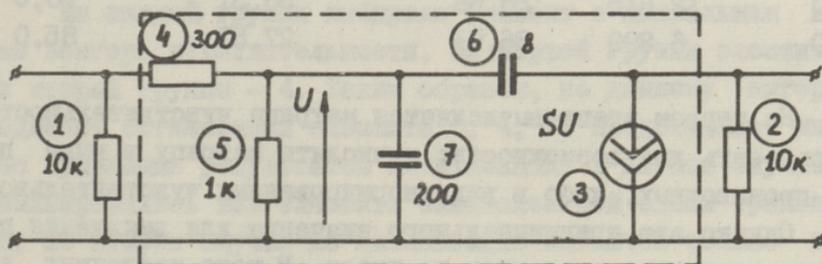
Для того, чтобы иметь информацию о зависимостях между всеми элементами цепи нужно вычислить матрицу косинусов углов между всеми векторами чувствительностей, эту матрицу назовем матрицей зависимостей K :

$$K = \begin{vmatrix} 1 & \cos \theta_{12} & \dots & \cos \theta_{1r} \\ \cos \theta_{21} & 1 & \dots & \cos \theta_{2r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos \theta_{r1} & \cos \theta_{r2} & \dots & 1 \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Матрица K симметрическая, поэтому необходимо вычислять только элементы выше или ниже главной диагонали.

Матрица K и модули векторов чувствительностей могут стать источниками информации при выборе элементов для оптимизации схем. Принцип отбора элементов: составляем группы сильно зависимых элементов и в каждой такой группе оставляем один элемент с наибольшим модулем вектора чувствительности.

Такой подход был использован для выбора элементов при оптимизации гибридной П-образной эквивалентной схемы транзистора для малого сигнала на основе полученных опытным путем амплитудной и фазовой характеристик коэффициента передачи по напряжению усилительного каскада, который представлен на фиг. 1 эквивалентной схемой.



Фиг. 1. Эквивалентная схема усилительного каскада.

Пунктирной линией отмечены элементы эквивалентной схемы транзистора 3, 4, 5, 6, 7, подлежащие оптимизации, так как точные значения этих элементов заранее неизвестны.

Значения элементов эквивалентной схемы транзистора на фиг. 1 приняты в качестве начальных значений, и, в общем, эти значения не соответствуют тем частотным характеристикам, которые были получены опытным путем и приняты в качестве заданных характеристик в процессе оптимизации.

Элементы 1 и 2 заведомо исключаем из оптимизации, так как они относятся к внешним элементам цепи и величины их заранее известны.

Задача состоит в том, чтобы оптимизировать элементы 3, 4, 5, 6, 7 так, чтобы частотные характеристики совпали с

заданными. В таблице I представлены частотные характеристики схемы на фиг. I и заданные.

Т а б л и ц а I

Частота, кГц	Характеристика до оптимизации		Заданная характеристика	
	Амплитуда	Фаза, град.	Амплитуда	Фаза, град.
I	I538,0I9	I78,62	909,I	I79,0
I0	I495,989	I66,50	908,6	I78,0
I00	59I,765	II2,58	863,9	I62,0
500	I27,774	94,58	473,7	I2I,0
I000	64,052	92,02	265,4	I06,0
2000	32,045	90,46	I37,I	97,0
3I60	20,282	89,6I	83,75	93,0
5000	I2,8I5	88,66	55,3I	90,0
I0000	6,399	86,6I	27,57	85,0

На первом этапе вычисляется матрица чувствительностей. Здесь есть две возможности: вычислять матрицу в виде первых производных, либо в виде нормированных чувствительностей. Однако это принципиального значения для выявления полностью зависимых элементов не имеет. В ходе численных экспериментов выяснилось, что если два вектора полностью зависимы в матрице первых производных $\frac{\partial F}{\partial \theta}$, то они будут полностью зависимы и в матрице нормированных чувствительностей $\frac{\partial F}{\partial \theta} \cdot \frac{\theta}{F}$. В качестве примера приведем матрицу зависимостей K, которая была вычислена на основе матрицы нормированных чувствительностей амплитуды и фазы для всех элементов.

	1	2	3	4	5	6	7
I							
2		I,00000					
3		0,99862	I,00000				
4		-0,18650	-0,22534	I,00000			
5		0,99988	0,999I0	-0,20I69	I,0000		
6		-0,06269	-0,10235	0,9922I	-0,078I4	I,00000	
7		-0,02609	-0,07697	0,57206	-0,03479	0,57833	I,0000

Первый столбец матрицы не заполнен, так как все чувствительности элемента 1 равны 0. Единицы на главной диагонали означают, что каждый элемент полностью коррелирован сам с собой. Модули векторов чувствительности:

I	2	3	4	5	6	7
0,0	I,40062	I,40547	2,59035	0,32358	2,56790	0,05708

Из матрицы K видно, что сильно зависимы элементы 2 и 3, 2 и 5, 5 и 3, 4 и 6. Таким образом, элементы образуют 2 группы сильно связанных элементов:

- 1) элементы 2, 3, 5,
- 2) элементы 4, 6.

Из каждой группы выберем элемент с наибольшим модулем вектора чувствительности. Из первой группы элемент 3, из второй группы - 4. Таким образом, по данному алгоритму подлежат оптимизации элементы 3, 4, 7. Представляет интерес сравнение результатов оптимизации: в первом случае оптимизировались все элементы эквивалентной схемы транзистора, во втором случае из оптимизации исключен только пятый элемент, в третьем исключены пятый и шестой элементы.

Номер элемента	Значение элемента до оптимизации	Значение элемента после оптимизации		
		I вариант	II вариант	III вариант
1	10 к	10 к	10 к	10 к
2	10 к	10 к	10 к	10 к
3	0,2 См	± 0,1012 См	± 0,1164 См	± 0,0963 См
4	300 Ом	± 80,61 Ом	± 280,5 Ом	± 59,4 Ом
5	1,0 к	± 707,4 Ом	1,0 к	1,0 к
6	8,0 пФ	± 6,11 пФ	± 1,79 пФ	8,0 пФ
7	200,0 пФ	± 200,35 пФ	± 215,82 пФ	± 192,8 пФ

Во всех трех случаях получены частотные характеристики, совпадающие с заданной (в пределах трех значащих цифр). Из полученного результата можно сделать следующие выводы:

I. Одну и ту же частотную характеристику можно реализовать различными наборами компонент. Это значит, что при

разных начальных значениях мы приходим к различным конечным значениям оптимизируемых элементов.

2. Используя свойство зависимости между элементами цепи можно значительно сократить число оптимизируемых элементов.

3. Открывается возможность, используя зависимость между элементами, производить оптимизацию по различным критериям. Например, если мы имеем два зависимых элемента по какому-то критерию, то нет смысла оптимизировать по нему оба элемента. Один из них можно использовать для оптимизации по другому критерию.

Л и т е р а т у р а

1. У а й л д Д. Дж. Методы поиска экстремума. М., "Наука", 1967.

2. Х и м м е л ь б л а у Д. Прикладное нелинейное программирование. М., "Мир", 1975.

3. A n t r e i c h, K., G l e i b n e r, E., M ü l l e r, G. Computer Aided Tuning of Electrical Circuits. "Nachrichtentechnische Zeitschrift", 28 (1975), N. 6, S. 200-206.

E. Laksberg, V. Ess

On the Selection of Variable Elements for Network Optimization

Summary

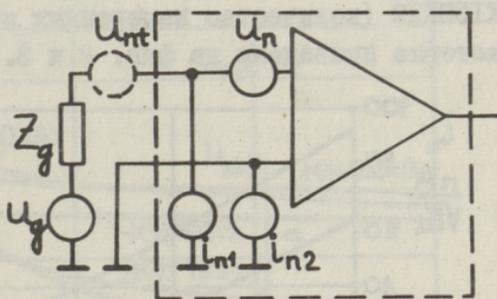
An example of optimization of the equivalent circuit for transistor is presented. The interdependence matrix of the elements, calculated from the sensitivity matrix, is used for determining network elements suitable for optimization.

УДК 621.375.4:621.391.822

Н.В.-Э.Куймет, Х.А.Таммет

ОЦЕНКА УРОВНЯ ШУМА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При проектировании усилительных и измерительных устройств часто требуется обеспечить максимальное отношение сигнала к шуму на выходе устройства. До настоящего времени дискретные активные и пассивные элементы применялись в основном для построения малошумящих схем, методы расчета которых изложены, например, в [1,2]. Однако расширяется применение интегральных схем, среди которых операционные усилители (ОУ) являются универсальными усилительными элементами. В этой работе предлагается методика выбора оптимального по отношению уровня шума типа ОУ, основанная на экспериментально полученных шумовых параметрах ОУ.



Фиг. 1. Эквивалентная схема шума ОУ с источником сигнала.

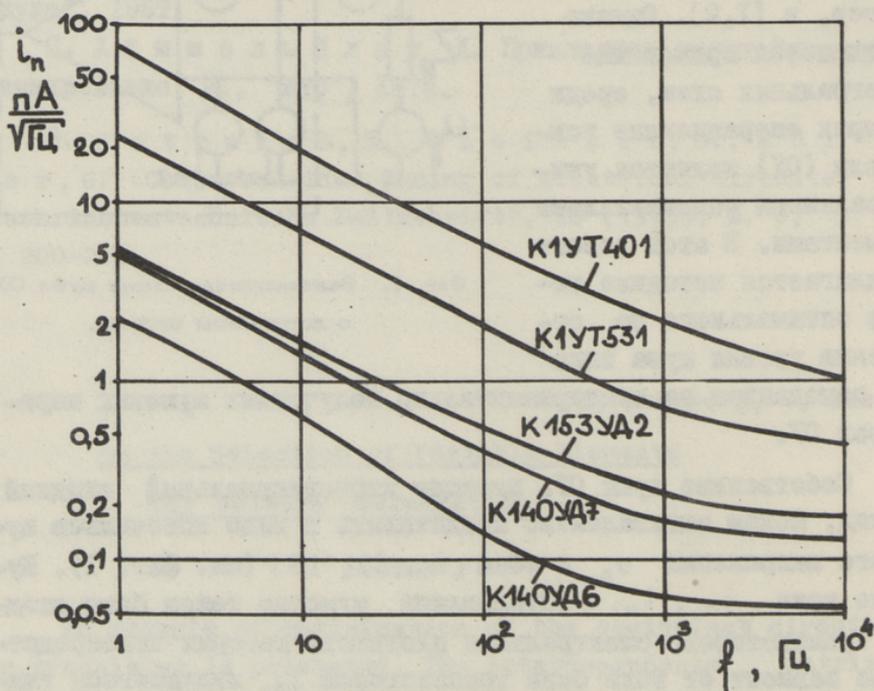
Собственные шумы ОУ, имеющие дифференциальный входной каскад, можем эквивалентно представить в виде источников шумового напряжения u_n и тока i_{n1}, i_{n2} [3] (см. фиг. 1). Шумовые токи i_{n1}, i_{n2} обусловлены шумовым током базы входных транзисторов, спектральная плотность которых непосредственно зависит от тока базы транзисторов I_B , являющегося также входным током смещения ОУ

$$i_n^2 = 2eI_B + \gamma \frac{I_B^\alpha}{f\beta}, \quad (I)$$

где e - заряд электрона;

f - частота;
 α, β, γ - постоянные ($\alpha=1\dots 2, \beta \approx 1$) зависящие от разных физико-технологических факторов.

Шумовое напряжение u_n является суммой термшума объемного сопротивления базы и дробового шума тока эмиттера входных транзисторов, а также всех шумов остальных транзисторов. Ввиду того, что потребителям ОУ недоступна информация о конструктивно-технологических параметрах разных элементов структуры ОУ, спектральные плотности шумового напряжения u_n^2 и тока i_n^2 расчетным путем определить невозможно, за исключением дробового шума входного тока. Поэтому определены экспериментально средние спектральные плотности шумового тока i_n^2 и напряжения u_n^2 ряда распространенных типов ОУ К1УТ401, К140УД6, К140УД7, К1УТ531 и К153УД2 (количество измеренных экземпляров не менее 100шт.), которые приведены на фиг. 2 и 3.



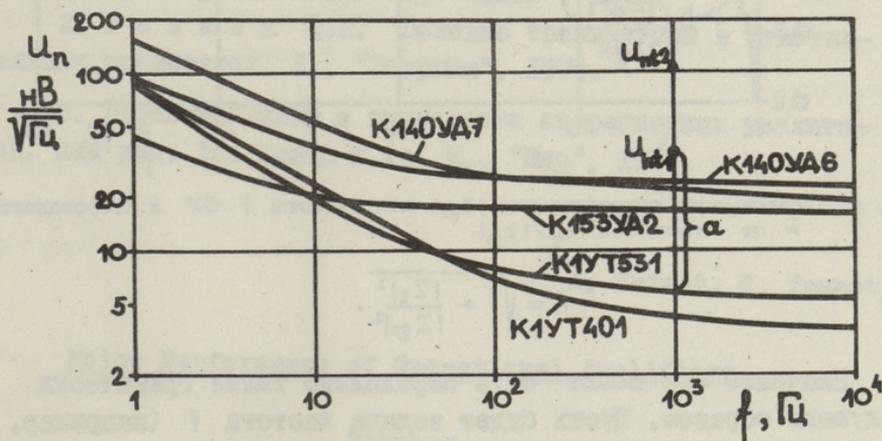
Фиг. 2. Зависимость шумового тока i_n от частоты f операционных усилителей типа К1УТ401, К1УТ531, К153УД2, К140УД6, К140УД7.

Из числа рассмотренных экземпляров ОУ были исключены те, которые имели заметные импульсные (т.н. взрывные) шумы. Разброс спектральных характеристик (в основном на частотах

ниже 100 - 1000 Гц) лежит в области ± 6 дБ.

Выбор оптимального типа ОУ по отношению уровня шума состоит в расчете и сравнении значений суммарного шума разных ОУ при заданной величине выходного сопротивления источника сигнала Z_g . Рассматриваем эту задачу при несимметричном источнике сигнала (сопротивление в цепи второго входа ОУ мало) и в узкой частотной полосе, что позволяет нам оперировать непосредственно спектральными плотностями составляющих шума. Итак, на основе приведенных зависимостей u_n, i_n (фиг. 2, 3) можем рассчитать суммарное напряжение источника шума, включенного последовательно входу ОУ (взаимная корреляция между источниками шума u_n и i_n практически мала)

$$u_{nt}^2 = u_n^2 + i_n^2 |Z_g|^2. \quad (2)$$



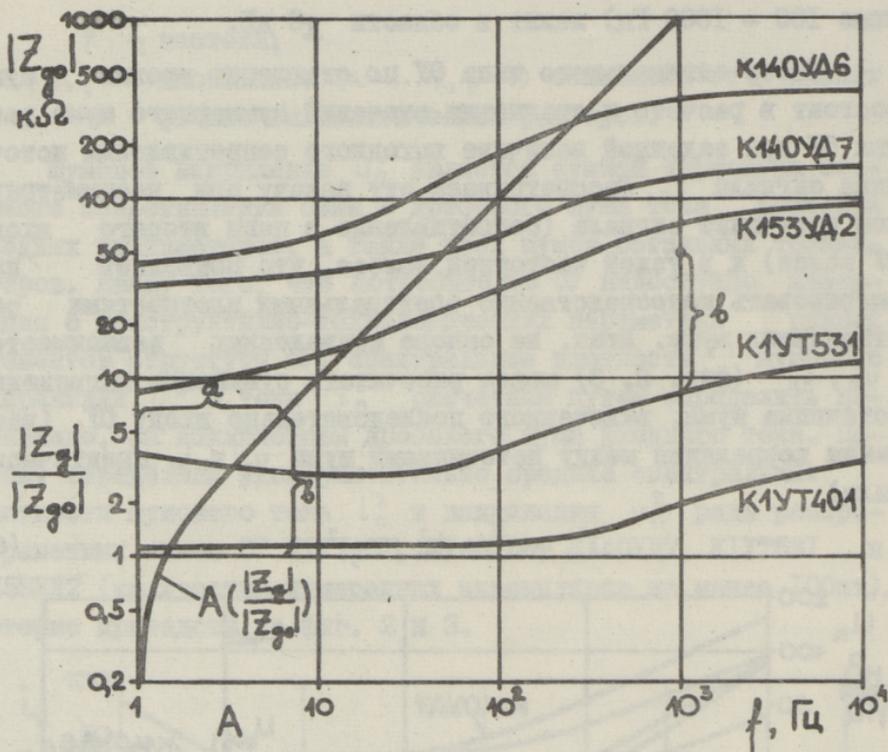
Фиг. 3. Зависимость шумового напряжения u_n от частоты f ОУ.

Обозначим $Z_g = Z_{g0}$, при котором суммарный шум u_{nt} на 3 дБ выше уровня u_n и коэффициент шума имеет минимальное значение, т.е.

$$u_n^2 = i_n^2 \cdot |Z_{g0}|^2. \quad (3)$$

На фиг. 4 приведена зависимость сопротивления $|Z_{g0}|$ от частоты рассматриваемых типов ОУ. С учетом (3) можем переписать (2) в виде

$$u_{nt}^2 = u_n^2 \left(1 + \frac{|Z_g|^2}{|Z_{g0}|^2}\right) \quad \text{или} \quad u_{nt} = A \cdot u_n, \quad (4)$$



Фиг. 4. Зависимость сопротивления $|Z_g|$ от частоты f ОУ и коэффициента A от отношения $|Z_g|/|Z_{g0}|$.

где

$$A = \sqrt{1 + \frac{|Z_g|^2}{|Z_{g0}|^2}}$$

Значение u_{nt} может быть определено также графически следующим образом. Пусть будет задана частота f (например, $f = 1$ кГц) и сопротивление Z_g ($|Z_g| = 50$ кОм). По фиг. 4 находим на частоте f значение $|Z_g|/|Z_{g0}|$ (отрезок b при ОУ типа K1УТ531) и по вспомогательной кривой соответствующее значение A (отрезок a). Если масштабы графиков фиг. 3 и 4 совпадают, находим искомое значение u_{nt1} путем сложения отрезка a к ординате u_n данного усилителя на фиг. 3 (масштабы графиков логарифмические). Таким же образом находим значение u_{nt2} для ОУ типа K1УТ401. Суммарное шумовое напряжение усилителей K140УД6, K140УД7 и K153УД2 при данном Z_g практически равно значению u_n и меньше по значению, чем u_{nt1} или u_{nt2} . Значит, последние ОУ равноценны по шумам при данном $|Z_g| = 50$ кОм.

Если рассматриваем более широкий частотный диапазон от частоты f_1 до f_2 , то эффективное значение суммарного шумового напряжения находим по

$$U_{nt} = \sqrt{\int_{f_1}^{f_2} U_{nt}^2 df}. \quad (5)$$

Как показывает приведенный пример, по предложенной методике легко оценить сравнительный и абсолютный уровень шума различных типов ОУ.

Л и т е р а т у р а

1. Н а р и ш к и А.К. Противозумовые коррекции в транзисторных усилителях. М., "Связь", 1974.

2. Г а л к и н В.Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях. Л., "Энергия", 1974.

3. Проектирование и применение операционных усилителей, под ред. Дж. Грэма и др. М., "Мир", 1974.

N. Kuimet, H. Tammet

Noise Performance of Operational Amplifiers

Summary

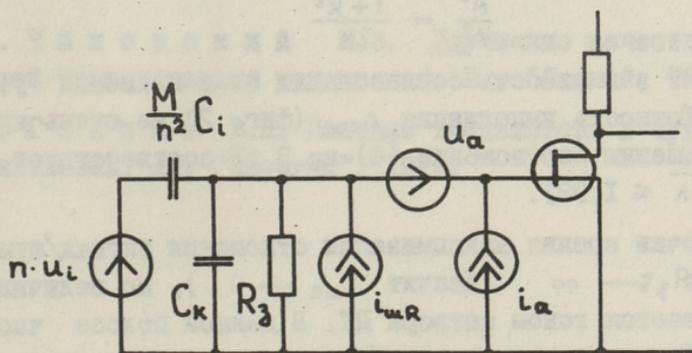
Spectra of equivalent input noise current and voltage of different integrated operational amplifiers in frequency range from 1 Hz up to 10 kHz are presented. A method to determine total noise voltage at the input of operational amplifier is described.

УДК 621.382.322:621.391.822

Я.А.Ратасепп

СОГЛАСОВАНИЕ ЕМКОСТНОГО ДАТЧИКА С УСИЛИТЕЛЕМ
ПО ОТНОШЕНИЮ СИГНАЛ/ШУМ

Распространенной оценкой чувствительности системы датчик-усилитель является отношение сигнал/шум на выходе датчика или на входе усилителя. Для увеличения отношения сигнал/шум используются согласующие цепи (СЦ), для которых известны основные требования и конкретные реализации, например, в низкочастотном диапазоне [1, 2]. При емкостных датчиках СЦ содержит, как правило, индуктивности, но возникают трудности в их реализации в низкочастотной области. Во многих случаях удается достичь согласования с помощью выбора конфигурации емкостного датчика без использования трансформаторной СЦ.



Фиг. 1. Схема входной части усилителя с учетом источников шума.

Предположим, что емкостный датчик состоит из M элементарных ячеек с напряжением u_i и емкостью C_i , возможны соединения ячеек параллельно-последовательно из n строк и M/n столбцов. Эквивалентные параметры датчика определяются

$$u_c = n \cdot u_i; \quad C_c = \frac{M}{n^2} C_i. \quad (I)$$

Рассмотрим согласование для схемы на фиг. 1, где C_k - емкость соединяющего кабеля, $R_3 = \frac{1}{g_3}$ - резистор утечки затвора, имеющий тепловые шумы. Шумы полевого транзистора (ПТ) описаны через шумовые генераторы u_a и i_a ($\bar{i}_a^2 = \bar{i}_{a_0}^2 + \bar{u}_a^2 |Y_{сoт}|^2 \approx \bar{i}_{a_0}^2 + \bar{u}_a^2 \omega^2 C_{II}^2$),

где C_{II} - входная емкость ПТ.

Отношение сигнал/шум на входе ПТ

$$\frac{u_{cbx}^2}{\bar{u}_{\Sigma \text{ ш } cbx}^2} = \frac{u_i^2}{A^2},$$

где

$$A^2 = \frac{\bar{u}_a^2 [g_3^2 + \omega^2 (C_k + C_{II})^2] + \bar{i}_{a_0}^2 + \bar{i}_{шP}^2}{M^2 \omega^2 C_i^2} n^2 + \frac{\bar{u}_a^2}{n^2} + \frac{2(C_k + C_{II})}{MC_i} \bar{u}_a^2. \quad (2)$$

Максимальному отношению сигнал/шум соответствует минимум

$$A_{\min}^2 \left(\frac{\partial A^2}{\partial n} = 0 \right), \text{ который достигается при}$$

$$n_{opt} = \sqrt[4]{\frac{\bar{u}_a^2 M^2 \omega^2 C_i^2}{\bar{u}_a^2 [g_3^2 + \omega^2 (C_k + C_{II})^2] + \bar{i}_{a_0}^2 + \bar{i}_{шP}^2}}. \quad (3)$$

Если обозначить $k = n^2/n_{opt}^2$, то соответственно соотношение

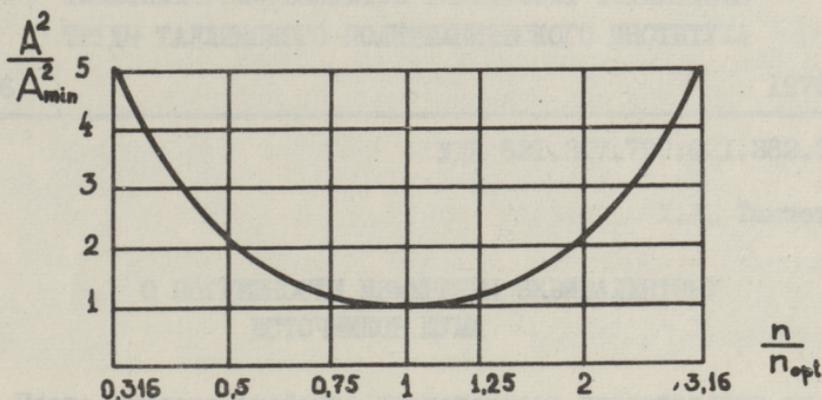
$$\frac{A^2}{A_{\min}^2} = \frac{1+k^2}{2k} \quad (4)$$

показывает зависимость согласования от выполнения условия n_{opt} . Точность выполнения n_{opt} (фиг. 2) не очень критичная (ухудшению соотношения (4) на 3 дБ соответствует $0,52 \leq \sqrt{k} \leq 1,93$).

С точки зрения максимизации отношения сигнал/шум резистор $R_3 \rightarrow \infty$ (значит $i_{шP} \rightarrow 0$), но величина R_3 ограничивается током затвора ПТ. В данной полосе частот $f_1 \dots f_2$ отношение сигнал/шум определяется интегрированием выражения (2), а оптимальное значение n'_{opt} аналогично определению n_{opt} по (3)

$$n'_{opt} \approx \sqrt[4]{\frac{\bar{u}_a^2(f_1) \omega_1^2 C_i^2 M^2 \ln \frac{f_2}{f_1}}{\bar{u}_a^2(f_1) \omega_1^2 (C_k + C_{II})^2 M^2 \ln \frac{f_2}{f_1} + \bar{i}_{a_0}^2 + \bar{i}_{шP}^2}}, \quad (5)$$

где спектральная плотность генератора шумового напряжения



Фиг. 2. Зависимость согласования от выполнения условия n_{opt} .

\bar{u}_d^2 имеет зависимость

$$\bar{u}_d^2 = \frac{\bar{u}_d^2(f_1) \cdot f_1}{f}$$

По выражениям (3) и (5) вычисленное оптимальное соединение ячеек соответствует оптимальной трансформации датчика по шумам.

Л и т е р а т у р а

1. Чаповский М.З. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., "Связь", 1968.
2. Галкин В.Н. Полевые транзисторы в чувствительных усилителях. Л., "Энергия", 1974.

J. Ratassepp

Noise Matching of the Capacitive Transducers with an Amplifier

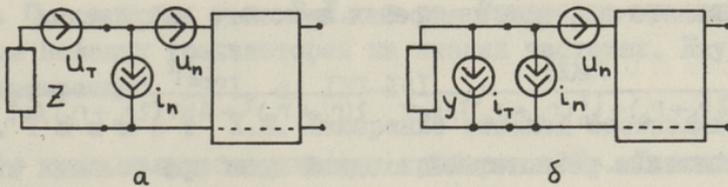
Summary

Noise matching by using optimum configuration of the capacitive transducer is described and the optimum configuration expressions are given. Matching dependence on deviation optimum configuration is evaluated.

Х.А. Таммет

О ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ
 ИСТОЧНИКОВ ШУМА

Часто шумовые свойства транзисторов представлены эквивалентными шумовыми источниками напряжения и тока со спектральной плотностью u_n^2 и i_n^2 [1,2]. Для непосредственного измерения этих шумовых параметров требуется обеспечить на входе измеряемого транзистора режим короткого замыкания и холостого хода, что реально не выполнимо ввиду необходимости подключения цепей смещения ко входу прибора [3]. Это вызывает определенную погрешность измерения, оценку которой рассматриваем ниже.



Фиг. 1. Схемы измерения эквивалентного шумового напряжения u_n (а) и тока i_n (б).

При измерении шумового напряжения u_n относительная погрешность δ_u обусловлена тепловым шумом u_T входной нагрузки $Z = 1/Y$ и падением напряжения на нагрузке Z от шумового тока i_n (Фиг. 1,а)

$$\delta_u = \frac{u_T^2 + i_n^2 |Z|^2}{2u_n^2} = \frac{4kT \operatorname{Re}(Z) + i_n^2 |Z|^2}{2u_n^2} \quad (1)$$

Соответствующая формула относительной погрешности измерения шумового тока i_n (Фиг. 1,б)

$$\delta_i = \frac{i_T^2 + u_n^2 |Y|^2}{2i_n^2} = \frac{4kT \operatorname{Re}(Y) + u_n^2 |Y|^2}{2i_n^2} \quad (2)$$

На практике возникает задача определить перед измерением $u_n(i_n)$ наибольшее значение сопротивления $Z(Y)$, при котором погрешность измерения $\delta_u(\delta_i)$ ниже допустимого. Считаем, что априорно известны некоторые параметры измеряемых транзисторов, как объемное сопротивление базы r_b , коэффициент усиления по току h_{21E} биполярного транзистора, проходная проводимость g_m и ток затвора I_g полевого транзистора, а также режим измерения (например, ток эмиттера I_E , определяющий динамическое сопротивление эмиттерного перехода $r_e = \varphi_T / I_E$, где φ_T - термопотенциал).

При измерении шумового тока биполярного транзистора самые жесткие требования к входной цепи предъявляются в частотном диапазоне, где возникает только дробовой шум тока базы

$$\delta_i \approx |Y|^2 r_e (h_{21E} + 1) (r_b + r_e / 2) + \operatorname{Re}(Y) r_e h_{21E}. \quad (3)$$

Если входная цепь резистивная, тогда ее сопротивление должно быть

$$R_i \geq r_e h_{21E} / \delta_i. \quad (4)$$

Аналогично, при измерении шумового напряжения

$$\delta_u = \frac{\operatorname{Re}(Z)}{(2r_b + r_e) + i_n^2 (r_b + r_e)^2 / 2kT} + \frac{|Z|^2}{2(r_b + r_e)^2 + 4kT(2r_b + r_e) / i_n^2}. \quad (5)$$

Сопротивление резистивной входной цепи при больших значениях шумового тока i_n (на частотах избыточного шума)

$$R_u \approx (r_b + r_e) \sqrt{2\delta_u}, \quad (6)$$

а при малых значениях шумового тока (средние частоты)

$$R_u \approx (2r_b + r_e) \delta_u. \quad (7)$$

У полевых транзисторов взаимное влияние шумовых источников в (1) и (2) значительно меньше, поэтому можем принять за основу расчета сопротивления входной цепи приближенные соотношения, полученные из (1,2) с учетом величины дробового шума тока затвора I_g и теплового шума канала [2]

$$R_i \geq \varphi_T / (I_g \cdot \delta_i) \quad \text{и} \quad R_u \approx 1,3 \delta_u / g_m. \quad (8)$$

Следует учесть, что измерение шумового тока полевых

транзисторов с малым током затвора (ниже 10^{-8} А) резистивной цепи в области низких частот затруднено ввиду влияния паразитных емкостей на сопротивление входной цепи, состоящее из высокоомных резисторов. Поэтому в качестве входной нагрузки можно применять конденсатор, а ток смещения подать на затвор через последовательно включенные диоды или резистор, сопротивление которых значительно больше емкостного сопротивления конденсатора в определенном диапазоне частот [4]. При измерении шумового напряжения биполярных транзисторов на частотах ниже 100...1 Гц необходимо учесть влияние разделительного конденсатора в цепи базы. В этом случае расчет элементов цепи производится по (5).

Л и т е р а т у р а

1. В а н д е р З и л А. Шум. Источники, описание, измерение. М., "Советское радио", 1973.
2. Н а р ы ш к и н А.К. Противозумовые коррекции в транзисторных усилителях. М., "Связь", 1974.
3. С т а р и к о в В.Д. и др. Измерение шумовых параметров полевых транзисторов на низких частотах. Каунас, "Радиоизмерения", 1971, с. 137-141.
4. Т а м м е т Х.А. Измерение токовой составляющей входного шума полупроводниковых приборов. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 358, с. 25-29.

Н. Таммет

On an Error of Measurement of Equivalent Noise Sources

Summary

Formulas to calculate the measurement error of transistor equivalent noise voltage and current sources due to definite impedance of input circuit are presented.

ВЫБОР АПЕРТУРНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ТЕЛЕВИЗИОННОЙ
СИСТЕМЫ

Показатели телевизионной системы в значительной степени зависят от вида апертурных характеристик, применяемых в составе телевизионной системы средств светозлектрического и электросветового преобразования изображений [1]. По мере совершенствования этих средств появляется возможность приблизить их апертурные характеристики к оптимальным. Последнее затрудняется, однако, отсутствием в литературе единой точки зрения по этому вопросу [1-5]. Отсюда вытекает необходимость дополнительного изучения вопроса.

Выбор вида апертурных характеристик определяется применяемыми критериями оптимальности. Последние в свою очередь зависят от назначения системы, от ее структуры и применяемых в системе преобразований передаваемой визуальной информации.

Для определенности ниже рассматривается одна разновидность систем — систем с передачей и простым воспроизведением изображений. Сюда относятся (с некоторыми оговорками) вещательные и многие прикладные визуальные системы. Передаваемые такими системами изображения можно в общем виде описать функциями типа $B(x_1, x_2, \dots, x_n)$ или сокращенно $B(\vec{x}_n)$ [6]. Достаточным является приближенное воспроизведение $B(\vec{x}_n)$ при условии, что отличия воспроизводимого распределения $B_*(\vec{x}_n)$ от исходного распределения зрительно (или слабо) не воспринимаются.

В первом приближении при рассмотрении влияния апертуры систему можно рассматривать линейной, а преобразования инвариантными относительно смещений апертуры в прост-

ранстве и времени [1, 5]. Это позволяет описать апертуру при помощи ее импульсной переходной характеристики (весовой функции) $g(\vec{x}_n)$, частотной характеристики $K(\vec{\nu}_n)$ и т.п. Строго говоря, исходя из определения термина "апертура" эти функции следовало бы рассматривать лишь в зависимости от двух пространственных координат x_1 и x_2 (или для частотной характеристики — двух пространственных частот ν_1 и ν_2). Однако, целесообразно обобщить понятие апертуры и на другие составляющие n -мерного аргумента \vec{x}_n , выделяя при необходимости из $g(\vec{x}_n)$ его "пространственный" множитель, зависящий лишь от x_1 и x_2 .

Для рассматриваемых систем типичным является применение простых видов преобразования визуальной информации. А именно, в передающем устройстве системы путем развертки непосредственно от $B(\vec{x}_n)$ переходят к электрическому сигналу $u(t)$, в приемном устройстве по принятому сигналу $u_*(t)$ путем развертки восстанавливается $B_*(\vec{x}_n)$ [6].

Преобразование $B(\vec{x}_n)$ и $u(t)$ при использовании апертуры $g_{\text{пер}}(\vec{x}_n)$ включает в себя свертку этих функций

$$u(\vec{\xi}_n) = \int_{(n)} B(\vec{x}_n) g_{\text{пер}}(\vec{x}_n - \vec{\xi}_n) d\vec{x}_n. \quad (I)$$

Здесь интеграл считается n -мерным, $\vec{\xi}_n$ имеет смысл величины, характеризующей "положение" апертуры в n -мерном пространстве аргумента \vec{x}_n . Собственно разверткой определяется дальнейший переход от $\vec{\xi}_n$ к t ; $\vec{\xi}_n = \vec{\xi}_n(t)$. При этом существенно, что этот переход связан с дискретизацией $u(\vec{\xi}_n)$ по крайней мере по $n-1$ аргументам (включая аргумент — время) [6].

Преобразование (I) в явном виде свидетельствует о фильтрующем действии апертуры передающего устройства. Однако подобное действие апертуры при оптимизации ее характеристики нельзя рассматривать в отрыве от операции дискретизации. В этой совокупности выявляются следующие аспекты влияния свойств апертуры на внешние характеристики телевизионной системы:

1) образование апертурных искажений;

2) подавление ложных спектральных компонент;

3) влияние на чувствительность передающего устройства системы.

Апертурные искажения появляются, если фильтрующее действие апертуры проявляется в области частот $\bar{\nu}_n$, входящих в "полосу пропускания" органа зрения человека. Для подавления ложных компонент необходимо подавление высших спектральных компонент $B(\bar{x}_n)$ за пределами области, определяемой параметрами дискретизации [5]. Относительно этих двух аспектов значение имеет вид функции $g_{\text{пер}}(\bar{x}_n)$, сами абсолютные значения $g_{\text{пер}}$ здесь не существенны. Иначе обстоит дело в части влияния апертуры на чувствительность системы. В преобразовании (I) при рассмотрении энергетической стороны процесса величина $g_{\text{пер}}$ приобретает смысл коэффициента использования лучистого потока, составляющего распределение $B(\bar{x}_n)$. При оптимизации апертуры по максимуму энергии $u(t)$ функция $g_{\text{пер}}(\bar{x}_n)$ должна обеспечивать в каждой точке n -мерного пространства полное использование лучистого потока. Для этого распределение $g_{\text{пер}}$ в направлении дискретизируемого аргумента x_i , т.е. функция $g_{\text{пер}i}(x_i)$, должно удовлетворять условию

$$\sum_{k_i=1}^{k_{i\max}} g_{\text{пер}i}(x_i - k_i \Delta x_i) = 1$$

при любых x_i (в области существования изображения). Здесь Δx_i - интервал дискретизации по x_i , k_i - порядковый номер дискрета.

По совокупности рассмотренных требований оптимальной является апертура вида

$$g(\bar{x}_n) = \prod_{i=1}^n \frac{\sin \pi \frac{x_i}{\Delta x_i}}{\pi \frac{x_i}{\Delta x_i}}, \quad (2)$$

где \prod - знак произведения.

Аналогичный результат вида (2) может быть получен и для апертуры приемного устройства $g_{\text{пр}}(\bar{x}_n)$. Сопоставление с данными [1-5] показывает, что наблюдаемые различия порож-

даются из-за применения при оптимизации частных критериев, базирующихся лишь на отдельных аспектах влияния апертурн.

Л и т е р а т у р а

1. Р ы ф т и н Я.А. Телевизионная система. Теория. М., "Советское радио", 1967.
2. С а м о й л о в В.Ф., Х р о м о й Б.П. Телевидение. М., "Связь", 1975.
3. В а р б а н с к и й А.М. Телевидение. М., "Связь", 1973.
4. Телевидение (общий курс). Под ред. П.В. Шмакова. М., "Связь", 1970.
5. Ц у к к е р м а н И.И. Преобразования электронных изображений. Л., "Энергия", 1972.
6. И г н а т ь е в Н.К. Дискретизация многомерных сообщений. Научные доклады высшей школы. "Радиотехника и электроника", 1958, № 1.

E. Schults

A Choice of the Aperture Characteristics of the Television System

Summary

Optimization of the apertures used in the coding and decoding devices of the television system has been considered. A need for the complex optimization criteria has been proved. A kind of the aperture avoiding aperture distortions and false spectral components and providing maximum sensitivity of the system has been described.

УДК 621.396.624

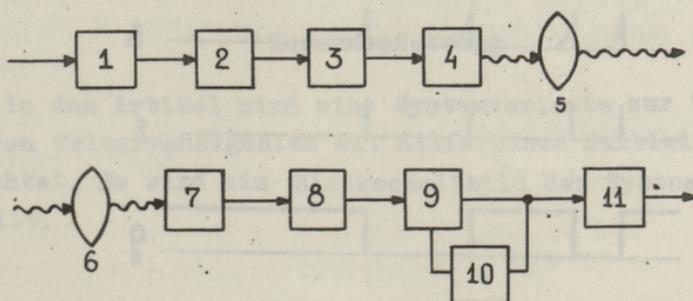
Б.В.Захаров, Ю.Ю.Лаппамаа, Х.В.Хинрикус

ЛАЗЕРНАЯ СИСТЕМА СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ
 ТЕЛЕТАЙПНОГО СИГНАЛА

В городских условиях нередко возникает необходимость наладить связь в пределах нескольких километров между двумя зданиями (обмен информацией между периферийными устройствами и ЭВМ). В таких случаях при условии прямой видимости целесообразнее использовать для связи лазерные установки, чем прокладывать кабель. Для решения таких задач и предлагается данная система.

Для передачи аналогового сигнала была создана система, описанная в [1]. Настоящая система предназначена для передачи телетайпного сигнала или для связи ЭВМ с периферийным устройством.

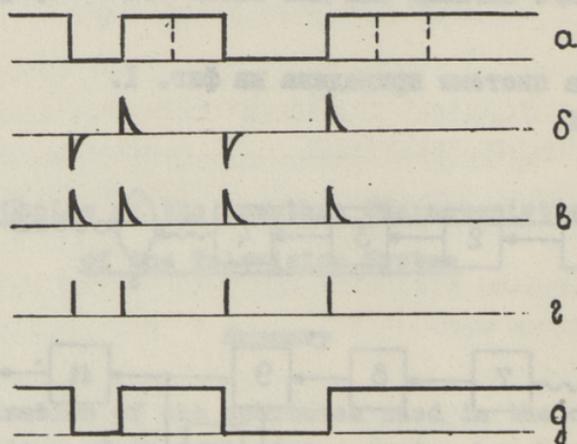
Блок-схема системы приведена на фиг. 1.



Фиг. 1. 1 - входное устройство; 2 - формирователь; 3 - мощный каскад накачки полупроводникового генератора (ПКГ); 4 - ПКГ; 5 - передающая оптика; 6 - приемная оптика; 7 - фотоприемник; 8 - импульсный усилитель; 9 - триггер со счетным запуском; 10 - устройство обратной связи для коррекции сбоев; 11 - выходное устройство.

Последовательность телетайпных импульсов проходит через входное устройство I, где производится дифференцирование, усиление и преобразование их в однополярные. В формирователе 2 из последовательности однополярных импульсов формируются короткие импульсы длительностью $\tau = 40$ нс по основанию с фронтом $\tau_f < 5$ нс. Сформированные импульсы поступают на вход мощного усилителя 3, на выход которого подключен ПКГ 4. С помощью передающей оптики световой луч коллимируется и передается на дистанцию. Луч света с помощью объектива 6 фокусируется на фотоприемник 7, с нагрузки которого электрический сигнал поступает на усилитель 8. С выхода усилителя сигнал поступает на триггер со счетным запуском 9, который управляет выходным устройством II. Устройство обратной связи 10 возвращает триггер в исходное состояние в случае пропуска стопового сигнала или одного кодового импульса через время, равное длительности одного знака телетайпного кода.

В принципе, система передает импульсы во время изменения уровня телетайпного сигнала, т.е. осуществляется дифференцирование последнего. Работу системы объясняет фиг. 2.



Фиг. 2. а - телетайпный сигнал, б - дифференцированный телетайпный сигнал, в - сигнал на выходе входного устройства, г - форма световых импульсов, д - форма сигнала на выходе триггера со счетным запуском.

На вход триггера со счетным входом с приемника поступают аналогичные "г" короткие электрические импульсы. На выхо-

де триггера появляется сигнал "д", являющийся копией сигнала "а".

Допустим, что принят один ложный импульс. Тогда триггер перебрасывается и по окончании кода знака стартстопный механизм на стоп не устанавливается. Для устранения подобных сбоев служит обратная связь с задержкой. После ошибочно переданного знака последуют знаки без ошибок. Таким образом, один ложный импульс не влечет за собой лавину ошибок.

Описанная система в настоящее время испытывается в лабораторных условиях.

Л и т е р а т у р а

И. Захаров Б.В., Лапимаа Ю.Ю., Хинрикус Х.В. Оптическая линия связи на полупроводниковом лазере. Тезисы докладов республиканской научно-технической конференции, посвященной 80-летию со дня изобретения радио А.С. Поповым, Таллин, 1975, с. 34.

B. Zacharow, J. Lapimaa, H. Hinrikus

Ein Laserverbindungs-system zur Übertragung von Telegraphsignalen

Zusammenfassung

In dem Artikel wird eine Systemvariante zur Übertragung von Telegraphsignalen mit Hilfe eines Halbleiterlasers betrachtet. Es wird ein Blockschaltbild des Systems dargestellt.

УДК 621.371

А.А. Таклая

ОБ АППРОКСИМАЦИИ ФУНКЦИИ $1 - Q(\alpha, \beta)$
 ФУНКЦИЕЙ ГАУССА

В ряде практических задач, например, при нацеливании узкого лазерного пучка на круглую приемную апертуру, возникает вопрос о нахождении обратной функции по α к выражению

$$P = 1 - Q(\alpha, \beta), \quad (1)$$

где

$$Q(\alpha, \beta) = \int_{\beta}^{\infty} t \exp\left(-\frac{t^2 - \alpha^2}{2}\right) I_0(\alpha, t) dt, \quad (2)$$

I_0 — функция Бесселя чисто мнимого аргумента;

β — радиус круга на плоскости x, y ;

α — расстояние центра двумерного (x, y) гауссового распределения от центра круга с радиусом β .

$P(\alpha, \beta)$ показывает, какой объем вырезается цилиндром с радиусом β из общего объема под двумерной гауссовой кривой. В общем случае найти обратную функцию для $P(\alpha)$ невозможно.

Если $\beta \ll 1$, то функцию $P(\alpha)$ можно аппроксимировать гауссовым кривым

$$P = P_0 e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}, \quad \sigma \approx 1, \quad 0 < \alpha < \infty, \quad (3)$$

где
$$P_0 = 1 - Q(0, \beta) = 1 - e^{-\frac{\beta^2}{2}},$$

для которого легко найти обратную функцию. Кроме того, как видно из фиг. 1, функция $\frac{P}{P_0}$, построенная с помощью таблицы Q функции [1], хорошо аппроксимируется гауссовым кривым и при более больших значениях β , но при этом для каждого значения β надо подобрать гауссовую кривую с соответствующей шириной $\sigma > 1$. Тем самым, параметр β мо-

жем учитывать в (3) через зависимость

$$\sigma = f(\beta). \quad (4)$$

Функцию (4) получаем минимизированием интеграла разностной

функции $P(\alpha, \beta) - P_0 e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}}$, или, что то же самое, выбирая σ так, чтобы интегралы обеих функций были равны

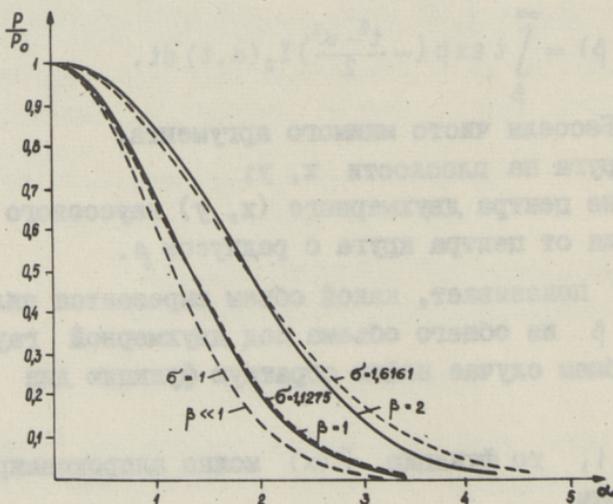
$$\int_0^{\infty} 1 - Q(\alpha, \beta) d\alpha = P_0 \int_0^{\infty} e^{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}} d\alpha. \quad (5)$$

Если обратиться к тождеству [I]

$$1 - Q(\alpha, \beta) = Q(\beta, \alpha) - \exp\left\{-\frac{\alpha^2 + \beta^2}{2}\right\} I_0(\alpha, \beta), \quad (6)$$

то, интегрируя правую часть (5), получаем

$$\int_0^{\infty} Q(\beta, \alpha) d\alpha - \int_0^{\infty} \exp\left\{-\frac{\alpha^2 + \beta^2}{2}\right\} I_0(\alpha, \beta) d\alpha = P_0 \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma. \quad (7)$$



Фиг. 1. ——— кривая $\frac{P}{P_0}$, построенная с помощью таблицы Q-функции;
 - - - кривая гауссового распределения.

Второй интеграл выражения (7) вычислен в [2] 6.6I8.4.

$$\int_0^{\infty} \exp\left\{\frac{\alpha^2 + \beta^2}{2}\right\} I_0(\alpha, \beta) d\alpha = \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{\beta^2}{4}} I_0\left(\frac{\beta^2}{4}\right). \quad (8)$$

Первый интеграл интегрируем по частям

$$\int_0^{\infty} Q(\beta, \alpha) d\alpha = \alpha Q(\beta, \alpha) \Big|_0^{\infty} + \int_0^{\infty} \alpha^2 \exp\left\{-\frac{\alpha^2 + \beta^2}{2}\right\} I_0(\beta, \alpha) d\alpha. \quad (9)$$

Первое слагаемое в правой части равно нулю. Во втором слагаемом в выражении (9) разложим бesselеву функцию в степенной ряд

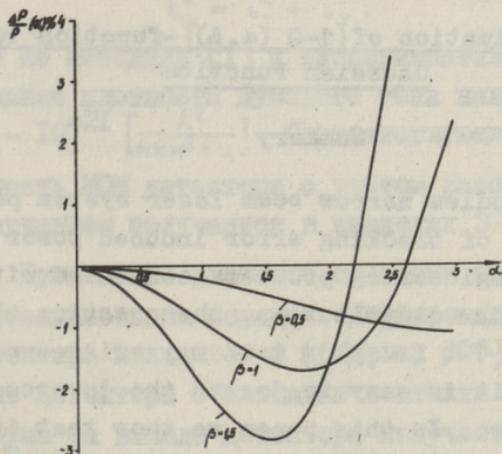
$$I_0(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{z}{2}\right)^{2k}}{k! k!}.$$

Получим:

$$\begin{aligned} \int_0^{\infty} \alpha^2 e^{-\frac{\beta^2 + \alpha^2}{2}} I_0(\alpha, \beta) d\alpha &= e^{-\frac{\beta^2}{2}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\beta^2}{2}\right)^{2k}}{k! k!} \int_0^{\infty} \alpha^{2(k+1)} e^{-\frac{\alpha^2}{2}} d\alpha = \\ &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{\beta^2}{2}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\beta}{2}\right)^{2k} (2k+1)!!}{k! k!}. \end{aligned} \quad (10)$$

Из выражений (7), (8) и (10) получаем

$$\frac{e^{-\frac{\beta^2}{2}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{\beta}{2}\right)^{2k} (2k+1)!!}{k! k!} - e^{\frac{\beta^2}{4}} I_0\left(\frac{\beta^2}{4}\right)^2}{1 - e^{-\frac{\beta^2}{2}}} = \sigma. \quad (11)$$



Фиг. 2. Относительная ошибка аппроксимации $\{1 - Q(\alpha, \beta)\}$ - функции гауссовой функцией.

Вычисленные значения $\sigma_i = f(\beta_i)$ хорошо аппроксимируются функцией

$$\sigma = e^{0,416\beta^2} \quad 0 < \beta < 1,5. \quad (I2)$$

Учитывая (I), (3) и (I2), можем записать

$$P = 1 - Q(\alpha, \beta) \approx \left(1 - e^{-\frac{\beta^2}{2}}\right) e^{-\frac{\alpha^2}{2e^{0,232\beta^2}}} \quad 0 < \beta < 1,5. \quad (I3)$$

На фиг. 2 представлены результаты вычисления относительной ошибки $\frac{\Delta P}{P}$ в процентах.

Л и т е р а т у р а

1. Барк Л.С. и др. Таблицы распределения Релея-Вайса. М., Изд. Вычисл. центр. АН СССР, 1964.

2. Градштейн И.С., Рыжик И.М. Таблицы интегралов сумм, рядов и произведений. М., "Наука", 1971.

А. Taklaja

Approximation of $\{1-Q(\alpha, \beta)\}$ -function to Gaussian Function

Summary

If one studies narrow beam laser system performance in the presence of tracking error induced power fading, or other radioengineering problems connected with two dimensional Gaussian distribution, the question about inverse function of $\{1-Q(\alpha, \beta)\}$ to α may arise.

However, it is easy to derive the inverse function to Gaussian function. In this paper we show that if $0 < \beta < 1,5$, the Gaussian function is a good approximation to $\{1-Q(\alpha, \beta)\}$ -function. From $\alpha = 0$ to $\alpha = 2,5$ the approximation error is less than 3 %.

УДК 621.383.52

К.Б.Мейгас, Т.Э.Соонурм

ИССЛЕДОВАНИЕ МОМ ДЕТЕКТОРА С СОГЛАСУЮЩИМ
 УСИЛИТЕЛЕМ

В настоящей работе рассмотрены вопросы создания единой системы МОМ детектор-предусилитель. Рассматриваются шумовые свойства приемного элемента и конструирования малошумящего усилителя.

Наиболее вероятными механизмами работы МОМ детектора являются туннелирование сквозь потенциальный барьер между двумя металлами и термоэлектронная эмиссия через этот барьер, собственные шумы МОМ структуры определяются дробными шумами \bar{i}_I^2 , обусловленными туннельными токами или токами термоэмиссии в структуре и тепловыми шумами \bar{i}_T^2 дифференциальной проводимости МОМ перехода [1].

$$\bar{i}_{ш}^2 = \bar{i}_I^2 + \bar{i}_T^2.$$

Рассчитанные по методике [1] и экспериментально измеренные [2] спектральные плотности шумового тока находятся в пределах $10^{-24} - 10^{-21} \left[\frac{A^2}{\text{мм}^2 \Gamma_{ц}} \right]$. Соответствующая предельная чувствительность МОМ детектора с учетом рассогласования с приемным излучением получается в пределах $3 \cdot 10^{-6} \div 1 \cdot 10^{-7}$

$\frac{Вт}{\Gamma_{ц}^{1/2}}$ [2]. Применение внешнего смещения позволяет повысить чувствительность на порядок. Дифференциальное сопротивление детектора находится в пределах 300-1000 Ом и при использовании детектора с площадью контакта примерно 1мм^2 напряжение шума на выходе детектора получается в пределах $10^{-9} - 3 \cdot 10^{-8} \frac{В}{\Gamma_{ц}^{1/2}}$. Исходя из этих соображений был сконструирован усилитель с уровнем шума, приведенного к входу порядка микровольт. Усиление предусилителя должно быть не менее 60 дБ по напряжению, чтобы сигнал, детектиро-

ванный МОМ детектором, можно было наблюдать селективным вольтметром или чувствительным осциллографом. Рабочая частота и полоса пропускания усилителя зависят от использованного модулятора. В данном случае использовался модулятор с частотой модулирования 66 МГц и полосой пропускания ~ 200 кГц. Поскольку сопротивление МОМ детектора не превосходит одного килоома, то входное сопротивление усилителя может быть примерно десять килоом. Выходное сопротивление усилителя 75 Ом, чтобы подключить к селективному вольтметру с входным сопротивлением 75 Ом.

Коэффициент шума первого каскада зависит и от внутреннего сопротивления источника сигнала [3] и является минимальным, если $R_r = 300 \div 800$ Ом. Сопротивление МОМ детектора находится именно в этих пределах. Усилитель построен на дискретных элементах, так как интегральная техника на требуемой частоте имеет больший коэффициент шума. Шумы усилителя зависят в основном от первого каскада. Для достижения минимального уровня шума первый каскад был построен по каскадной схеме общий эмиттер – общая база на транзисторной матрице КИИТ 985. Экспериментально был выбран из числа матриц экземпляр с минимальными шумовыми параметрами $u_{ш} = 2,1 \cdot 10^{-9} \frac{В}{Гц^{1/2}}$.

МОМ детектор с описанным предусилителем используется для исследования гетеродинного приема ИК излучения, и для экспериментального определения предельной чувствительности самого детектора. По предварительным измерениям предельная чувствительность при прямом детектировании находится в пределах $5 \cdot 10^{-6} \div 1 \cdot 10^{-6} \frac{В}{Гц^{1/2}}$.

Л и т е р а т у р а

1. Астрик Р.В., Соонурм Т.Э., Хинрикус Х.В. Шумы МОМ диода. – "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 389, с. 33.
2. Астрик Р.В., Соонурм Т.Э., Хинрикус Х.В. Предельная чувствительность МОМ детектора. "Квантовая электроника", 1976, 3, № 6, с. 1233.
3. Дожников А.П., Сонин Е.К. Каскадные схемы на транзисторах. М., 1969 с. 124.

K. Meigas, T. Soomurm

Investigation of MOM Detector - Preamplifier System

Summary

A low noise preamplifier has been designed to be used with a MOM detector as a infrared heterodyne receiver. The equivalent power noise of the detector - preamplifier system has been determined.

УДК 681.121.8:621.317.79

Ю.П. Мальцев, А.А.Мейстер, М.Э.Тоомет

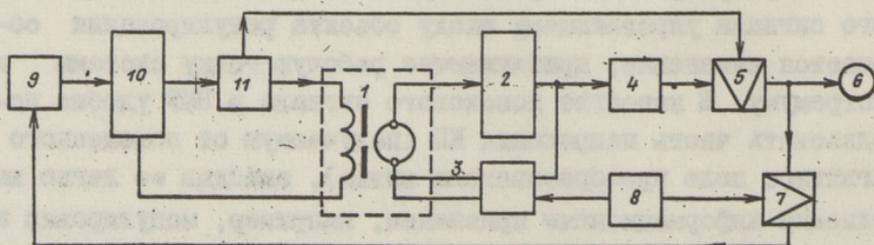
АВТОМАТИЧЕСКАЯ ПОДСТРОЙКА ФАЗЫ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ РАСХОДОМЕРЕ

В электромагнитных расходомерах (ЭМР) для подавления квадратурной помехи (КП) применяются, как известно, фазочувствительные измерительные схемы [1, 2]. Это делает подобные расходомеры зависящими от изменений фазовой характеристики измерительного тракта. Так, в ЭМР диэлектрических жидкостей, где, вследствие селективности измерительного тракта, имеют место значительные фазовые сдвиги, это может приводить к возрастанию погрешности измерений из-за нарушения фазовых соотношений синхронного детектирования.

Задача уменьшения погрешности ЭМР от нестабильности фазовых сдвигов в измерительном тракте может быть решена применением методов теории автоматического регулирования — путем введения в расходомер системы автоподстройки фазы. Известно, что зависимость погрешности за счет КП от значения фазового сдвига между входным и опорным сигналами фазочувствительного детектора имеет экстремальный характер с минимумом при $\Delta\varphi = 90^\circ$. Это позволяет применить в ЭМР САР экстремального типа [3], в которой после определения положения рабочей точки на экстремальной характеристике объекта регулирования путем подачи на вход системы поискового сигнала управляющему входу объекта регулирования сообщается изменение, приближающее рабочую точку системы к экстремуму. В качестве поискового сигнала в ЭМР удобно использовать часть напряжения КП (получаемую от помещенного в магнитное поле преобразователя витка), снабдив ее легко выделяемым информационным признаком, например, модулировав по амплитуде вспомогательным сигналом известного вида. На фиг. 1 приведена структурная схема ЭМР с подобной системой ав-

топодстройки [4]. В измерительный тракт после преобразователя расхода I и входного усилителя 2 здесь включен полосовой фильтр 4, крутая фазо-частотная характеристика которого используется для регулирования фазового сдвига поступающих на синхронный детектор 5 напряжений полезного сигнала и КП путем управления частотой задающего генератора 9, питающего через усилитель мощности 10 обмотку возбуждения преобразователя расхода. В блоке модуляции КП 3 часть напряжения последней (возникающая в находящемся в магнитном поле преобразователя витке, образованном раздвоением одного из выводов электродов) модулируется по амплитуде сигналом вспомогательного генератора 8. Из выходного напряжения синхронного детектора 5, измеряемого вторичным прибором 6, при помощи вспомогательного синхронного детектора 7, питаемого опорным напряжением от генератора 8, выделяется напряжение КП, пропорциональное фазовой расстройке основного синхронного детектора 5. Оно используется для управления частотой задающего генератора 9 таким образом, чтобы всегда выполнялось условие ортогональности фаз КП, прошедшей вместе с полезным сигналом через полосовой фильтр, и формируемого в блоке II опорного напряжения основного синхронного детектора, то есть, чтобы минимизировалось прохождение КП на вход прибора.

Недостатками данной схемы можно считать потребность в автономном управляемом по частоте блоке питания преобразователя, а также возникновение при значительных фазовых расстройках погрешности за счет уменьшения коэффициента передачи полосового фильтра. Поэтому она может быть применена, главным образом, для фазовой автоподстройки частоты питания преобразователя.



Фиг. 1. Структурная схема ЭМР с ФАПЧ в измерительном тракте.

детекторов соответственно;

$\Delta\psi$ — возникающий в тракте ЭМР фазовый сдвиг, трактуемый как сдвиг фаз опорного сигнала.

После подстановки (1) в (2), тригонометрических преобразований и отбрасывания высших гармоник можно получить постоянную составляющую в виде

$$U_2 \approx \frac{mbK_1K_2}{4} \Delta\psi. \quad (3)$$

Приняв для схемы фиг. 1 полосовой фильтр второго порядка, для которого, как известно,

$$\varphi(\omega) = -\text{arctg} \left[Q \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \right]$$

и полагая проходную характеристику управляемого генератора линейной

$$\omega = \omega_0 + K_\omega U_2,$$

где K_ω — крутизна управления частотой,

при $|\varphi(\omega)| < 30^\circ$ и $Q \gg 1$ для малых относительных изменений частоты можно приближенно считать, что установившееся значение фазового сдвига

$$\Delta\varphi \approx -\frac{2K_\omega Q U_2}{\omega_0}.$$

Тогда уравнение регулирования будет иметь вид:

$$\Delta\varphi = \Delta\psi - \frac{2K_\omega Q U_2}{\omega_0} = \Delta\psi - \frac{K_\omega K_1 K_2 m b Q}{2\omega_0} \Delta\varphi, \quad (4)$$

откуда

$$\frac{\Delta\varphi}{\Delta\psi} = \frac{1}{1 + \frac{K_\omega K_1 K_2 m b Q}{2\omega_0}} = \frac{1}{1 + K_e} \approx \frac{1}{K_e},$$

где

$$K_e = \frac{mbK_\omega K_1 K_2 Q}{2\omega_0} \gg 1.$$

Таким образом, фазовые сдвиги уменьшаются за счет действия системы АПФ примерно в K_e раз. На эффективность фазовой автоподстройки влияет, кроме коэффициентов усиления, также глубина модуляции КП.

Для схемы фиг. 2 приняв характеристику управления фазовращателя линейной

$$\Delta\varphi = -K_\varphi U_2,$$

где $\Delta\varphi$ — создаваемый сдвиг фазы;

K_φ — крутизна управления фазой,

можно, аналогично [4], записать уравнение регулирования для установившегося режима:

$$\Delta \varphi = \Delta \psi - K_{\varphi} U_2 = \Delta \psi - \frac{K_{\varphi} K_1 K_2 m b}{4} \Delta \varphi,$$

откуда

$$\frac{\Delta \varphi}{\Delta \psi} = \frac{1}{1 + \frac{K_{\varphi} K_1 K_2 m b}{4}} = \frac{1}{1 + K_e} \approx \frac{1}{K_e},$$

где

$$K_e = \frac{m b K_{\varphi} K_1 K_2}{4} \gg 1.$$

Экспериментальная проверка системы, собранной по схеме фиг. 2, производилась на макете ЭМР, имевшем следующие характеристики: частота основного сигнала и КП - 500 Гц, частота вспомогательного сигнала около 7 Гц, $m = 0,3$, $K_e = 10^3$. При пятикратном превышении КП над полезным сигналом в измерительном тракте создавался изменявшийся в пределах 80° сдвиг фазы. Появлявшееся вследствие этого на выходе прибора напряжение КП не превышало 0,7 % от уровня сигнала. Полученные результаты удовлетворительно согласуются с данными расчета.

Выводы

1. Применение в ЭМР системы автоподстройки фазы позволяет существенно уменьшить погрешность, вызываемую нестабильностью фазовых сдвигов в измерительном тракте, что особенно актуально для ЭМР полупроводящих и диэлектрических сред.
2. Проблема создания системы автоподстройки фазы в ЭМР может быть успешно решена применением САР экстремального типа, при использовании в качестве поискового сигнала амплитудно-модулированной квадратурной помехи.
3. Эффективность действия подобной системы автоподстройки фазы возрастает с увеличением напряжения модулированной помехи.

Литература

1. Schomartz, G. Induktive Strömungsmessung. Technik, Berlin, 1974, S. 192.
2. Корсунский Д.М. Электромагнитные гидрометрические приборы. М., Издательство стандартов, 1964, с.179.

3. Под ред. Солодовникова В.В. Теория автоматического регулирования. Кн. 3, ч. II. М., "Машиностроение", 1969, с. 607.

4. Мейстер А.А., Тоомет М.Э. Электромагнитный расходомер. Авт. свидетельство № 462085, БИ, 1975, № 8.

5. Мейстер А.А., Тоомет М.Э., Мальцев Ю.П., Гаммерман М.Я. Электромагнитный расходомер. Положительное решение по заявке - 2088259/18-10 от 29.01.76.

Y. Maltsev, A. Meister, M. Toomet

Automatische Phasenabstimmung im elektromagnetischen Durchflussmesser

Zusammenfassung

Hier wird die Möglichkeit beschrieben, fluktuierende Phasenfehler mit Hilfe des automatischen Phasenabstimmungssystems zu verringern. Anbei sind zwei mögliche Schaltungen von diesem System und die Angaben des Experiments dargelegt.

УДК 621.317.79:681.121.8

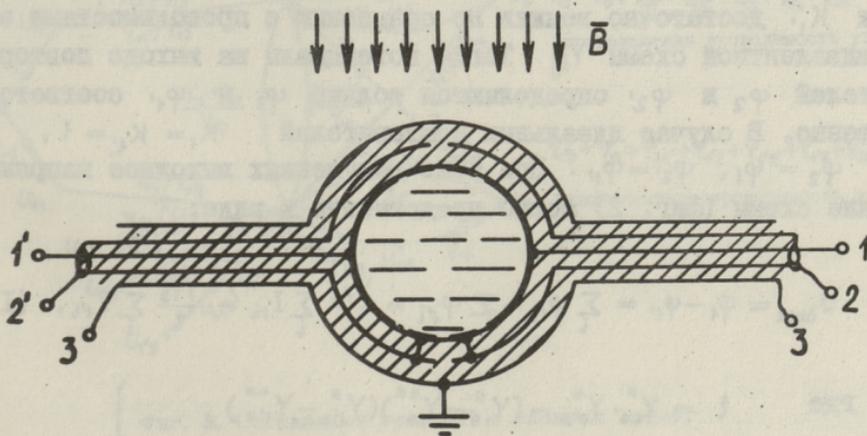
Ю.П.Мальцев, А.А.Мейстер, М.Э.Тоомет

ЭКВИВАЛЕНТНАЯ СХЕМА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО РАСХОДОМЕРА

Электромагнитные расходомеры (ЭРМ), хорошо работающие с электропроводящими жидкостями, в принципе можно применить и для измерения диэлектрических жидкостей (ДЖ). Теоретическое и экспериментальное доказательства того, что ЭРМ пригодны для измерения ДЖ, впервые выполнены В.Калингом [1,2].

Однако применение ЭРМ ДЖ на практике задерживается из-за большой погрешности опытных образцов ЭРМ ДЖ, причем основным фактором, ограничивающим точность измерений, является т.н. дрейф нуля [2,3,4]. Специфической причиной дрейфа для ЭРМ является наличие в преобразователях расхода (ПР) нестабильной во времени квадратурной помехи (КП).

Целью данной работы является составление и анализ эквивалентной схемы ПР ЭРМ ДЖ в случае симметричной конструкции преобразователя.



Фиг. 1. Схематическое изображение ПРДЖ.

Схематическое изображение поперечного сечения преобразователя произываемого переменным магнитным полем В, представлено на фиг. 1. Вследствие того, что практически невозможно создать в рабочем объеме ЭПР идеально однородное магнитное поле, между лобными парами проводящих эквипотенциальных поверхностей преобразователя возникает э.д.с. КИ. Эквивалентная схема ПР, с учетом этого факта, изображена на фиг. 2. Генераторы, включенные между зажимами 1, 1', 2, 2' генерируют, кроме КИ, также полезный сигнал и т.н. электродный шум, вызванный течением жидкости в трубопроводе. Источник полезного сигнала $U_{11'}$ замунтирован проводимостью пустого ПР Y_0 . На фиг. 2 показаны также входные цепи измерительного блока ЭМР в виде повторителей K_1 и K_1' и усилителей положительной обратной связи (ПОС) K_2 и K_2' . Последние, вместе с проводимостями Y_{oc} и Y'_{oc} соответственно, предназначены для обеспечения независимости показаний ЭМР от электрических свойств измеряемой жидкости. Проводимости Y_{ij} , включенные между лобными парами зажимов, учитывают нагрузочную способность соответствующих генераторов. Представляет интерес найти суммарное напряжение на выходе схемы и условие независимости показаний от свойств измеряемой жидкости.

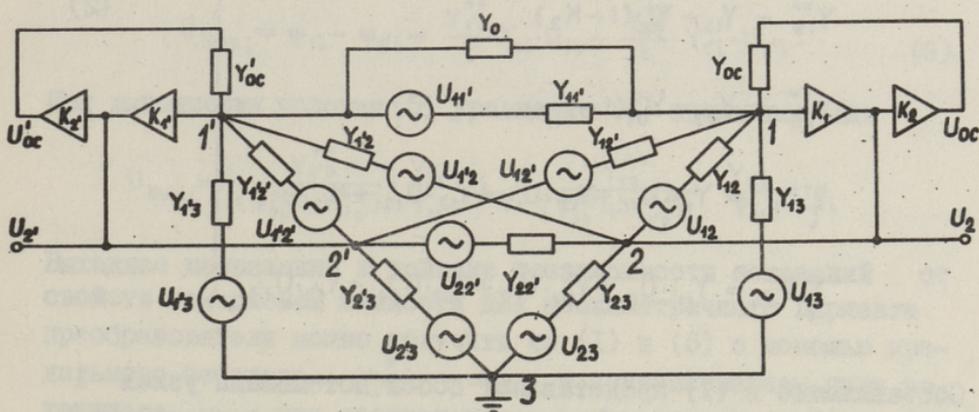
Для анализа эквивалентной схемы (фиг. 2) был применен метод сигнальных графов. Соответствующий анализируемой эквивалентной схеме сигнальный граф представлен на фиг. 3. Предполагается, что выходные проводимости повторителей K_1 и K_1' достаточно велики по сравнению с проводимостями эквивалентной схемы Y_{ij} . Тогда потенциалы на выходе повторителей φ_2 и φ_2' определяются только φ_1 и φ_1' соответственно. В случае идеальных повторителей $K_1 = K_1' = 1$,

$\varphi_2 = \varphi_1$, $\varphi_2' = \varphi_1'$. При этих допущениях выходное напряжение схемы (фиг. 2) можно представить в виде:

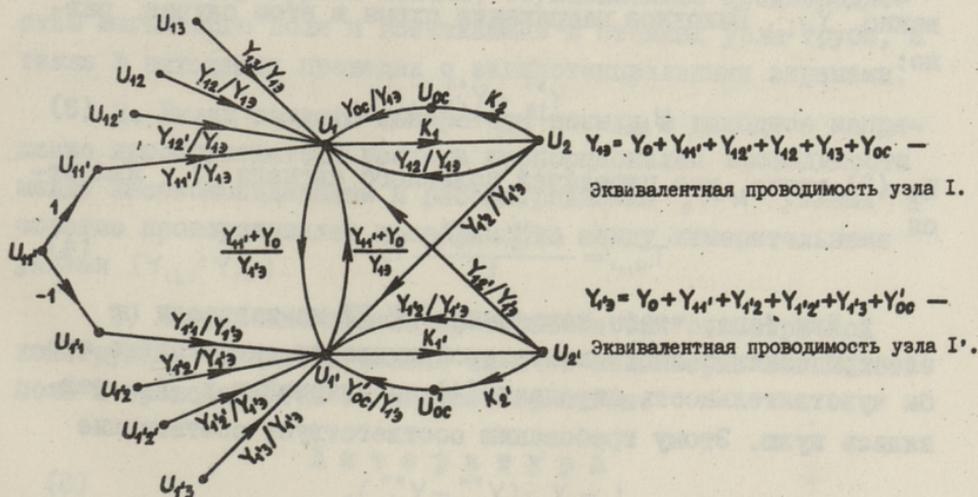
$$U_{\text{вых}} = \varphi_1 - \varphi_1' = \sum_i \varphi_{1i} - \sum_i \varphi_{1'i} = \frac{Y_{1'3}^{**}}{t} \sum_i I_{1i} - \frac{Y_{13}^{**}}{t} \sum_i I_{1'i}, \quad (I)$$

$$\text{где } t = Y_{13}^* \cdot Y_{1'3}^* - (Y_{13}^* - Y_{13}^{**})(Y_{1'3}^* - Y_{1'3}^{**})$$

$$Y_{13}^* = Y_0 + Y_{11'} + Y_{12'} + Y_{13} + Y_{oc}(1 - K_2)$$



Фиг. 2. Эквивалентная схема ПРДЖ вместе с входными цепями.



Фиг. 3. Сигнальный граф ПР и входных цепей.

$$\left. \begin{aligned}
 Y_{1'3}^{**} &= Y_0 + Y_{1'1} + Y_{1'2} + Y_{1'3} + Y'_{0c}(1 - K_2') \\
 Y_{13}^{**} &= Y_{13} + Y_{0c}(1 - K_2) \\
 Y_{1'3}^{**} &= Y_{1'3} + Y'_{0c}(1 - K_2') \\
 \sum_i I_{1i} &= Y_{11'} \cdot U_{11'} + Y_{12'} \cdot U_{12'} + Y_{12} \cdot U_{12} + Y_{13} \cdot U_{13} \\
 \sum_i I_{1'i} &= Y_{11'} \cdot U_{11'} + Y_{1'2} \cdot U_{1'2} + Y_{1'2'} \cdot U_{1'2'} + Y_{1'3} \cdot U_{1'3}
 \end{aligned} \right\} (2)$$

Составляющие в (I) представляют собой потенциалы узлов I и I' соответственно. Y_{13}^* и $Y_{1'3}^*$ являются эквивалентными проводимостями узлов I и I' с учетом обратных связей, Y_{13}^{**} и $Y_{1'3}^{**}$ являются проводимостями узлов I и I' без учета перекрестных проводимостей между ними.

При идеальной симметрии ПР (предполагается как симметрия возбуждающего магнитного поля, так и симметрия узла трубы) все генераторы U_{1i} равны соответствующим генераторам $U_{1'i}$ и все проводимости Y_{1i} равны соответственно $Y_{1'i}$. Выходное напряжение схемы в этом случае равно:

$$U_{\text{вых}} = \frac{Y_{13}^{**} + Y_{1'3}^{**}}{t} \cdot Y_{11'} \cdot U_{11'} \quad (3)$$

Из (3) видно, что передачей полезного сигнала $U_{11'}$ является

$$T_{U_{11'}} = \frac{(Y_{13}^{**} + Y_{1'3}^{**})}{t} Y_{11'} \quad (4)$$

Для того, чтобы показания ЭМР ДЖ не зависели от электрических свойств измеряемой жидкости, необходимо, чтобы чувствительность передачи (4) по отношению к $Y_{11'}$ равнялась нулю. Этому требованию соответствует соотношение

$$t = Y_{11'} (Y_{13}^{**} - Y_{1'3}^{**}), \quad (5)$$

которое можно удовлетворить соответствующим выбором K_2 и K_2' при настройке схемы. При этом $T_{U_{11'}} = 1$ и напряжение $U_{11'}$ передается на выход схемы без ослабления.

При наличии асимметрии в ПР напряжение КП на выходе схемы от пары симметрично расположенных генераторов (фиг. 2) равно:

$$U_{\text{вых}i} = \varphi_{ii} - \varphi_{i'i} = \frac{Y_{i'3}^{**}}{t} Y_{ii} \cdot U_{ii} - \frac{Y_{i3}^{**}}{t} \cdot Y_{i'i} \cdot U_{i'i}. \quad (6)$$

При выполнении условия (5) уравнение (6) принимает вид

$$U_{\text{вых}i} = \frac{Y_{i'3}^{**}}{(Y_{i3}^{**} + Y_{i'3}^{**})} \cdot \frac{Y_{ii}}{Y_{i'i}} \cdot U_{ii} - \frac{Y_{i3}^{**}}{(Y_{i3}^{**} + Y_{i'3}^{**})} \cdot \frac{Y_{i'i}}{Y_{i'i}} \cdot U_{i'i}.$$

Выходное напряжение и условие независимости показаний от свойств измеряемой жидкости для несимметричного варианта преобразователя можно получить из (1) и (5) с помощью предельного перехода $Y_{i'3}^{**} \rightarrow \infty$ и приравняв нулю потенциал $\varphi_{i'}$, что соответствует заземлению узла I' на эквивалентной схеме (фиг. 2).

В ы в о д ы

1. В преобразователях расхода диэлектрических жидкостей ввиду необходимости применения входного усилителя с очень большим входным импедансом возникают дополнительные источники квадратурной помехи, обусловленные неоднородностью магнитного поля и возникающие в стенках узла трубы, а также в выходящих проводах с эквипотенциальными экранами.

2. Вклад каждого генератора помехи в выходное напряжение преобразователя расхода пропорционален проводимости между высокоимпедансным и рассматриваемым "i-м" узлами и обратно пропорционален проводимости между измерительными узлами ($Y_{ii}/Y_{i'i}$).

3. Напряжение помехи преобразователя симметричной конструкции создается только за счет асимметрии магнитного поля и проводимостей эквивалентной схемы.

Л и т е р а т у р а

I. C u s h i n g, V. Induction Flowmeter. The Review on Scientific Instruments, 1958, vol. 29, No 8, pp. 692-697.

2. C u s h i n g, V. Electromagnetic Flowmeter. The Review of Scientific Instruments, 1965, vol. 36, No 8, pp. 1142-1148.

3. К о р с у н с к и й Л.М. О применимости электромагнитных расходомеров для сред с низкой проводимостью. "Вопросы магнитной гидродинамики", вып. 3. Рига, 1963, с. 309-314.

4. H e n t s c h e l, R. Über induktive Durchflussmessung mischleitender und isolierender Flüssigkeiten. Dokt.-Ing. Dissertation, Techn. Universität Hannover, 1973, 105 S.

5. М а л ь ц е в Ю.П., М е й с т е р А.А., Т о о м е т М.Э. Проблемы разработки электромагнитных расходомеров для диэлектрических жидкостей.- "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", № 398, 1975, с. 67-70.

Y. Maltsev, A. Meister, M. Toomet

The Equivalent Circuit of the Electromagnetic
Flowmeter

Summary

The simple equivalent circuit is enlarged to show the effect of feedback loop and hum generators, which are localised in the pipe wall and between the detection electrode and the driven shield electrode. The electromagnetic flowmeter equations are found.

© ТПИ, Таллин, 1978

Таллинский политехнический институт

Труды ТПИ № 406

ТРУДЫ ПО РАДИОТЕХНИКЕ

Сборник статей III

Редактор И. Эйскоп

Техн. редактор В. Ранник

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 18 июня 1976 г.

Подписано к печати 8 декабря 1976 г.

Бумага 60x90/16

Печ. л. 3,25 + 0,25 приложение

Уч.-изд. л. 3,0

Тираж 300

МВ-07378

Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9

Зак. № 1298

Цена 30 коп.

Т Р У Д Ы П О Р А Д И О Т Е Х Н И К Е

СБОРНИК СТАТЕЙ

III

УДК 62I.372.54I

О выборе элементов при оптимизации. Лаксберг Э.А.,
Эсс В.А. "Труды Таллинского политехнического ин-
ститута", № 406, 1976, с. 3-8.

На примере оптимизации эквивалентной схемы транзистора по частотным характеристикам рассмотрены возможности выбора оптимизируемых элементов, используя матрицу зависимостей между элементами, вычисленную из матрицы чувствительностей.

Фигур - I, библиографических названий - 3.

УДК 62I.375.4:62I.39I.822

Оценка уровня шума операционных усилителей.

Куймет Н.В.-Э., Таммет Х.А. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с. 9-13.

Приведены спектральные плотности эквивалентных шумовых токов и напряжений ряда интегральных усилителей в диапазоне частот от 1 Гц до 10 кГц. Предлагается графический метод определения на входе усилителя суммарного шумового напряжения при заданной величине сопротивления источника сигнала.

Фигур - 4, библиографических названий - 3.

Согласование емкостного датчика с усилителем по отношению сигнал/шум. Ратассепп Я.А. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с.15-17.

Рассмотрено согласование с помощью выбора конфигурации емкостного датчика, состоящего из элементарных ячеек. Приведены формулы оптимальной конфигурации датчика при узкополосном и широкополосном согласовании с усилителем с полевым транзистором на входе. Показана зависимость согласования от выполнения точности условия оптимальной конфигурации.

Фигур - 2, библиографических названий - 2.

УДК 621.317.799:621.382.3

О погрешности измерения эквивалентных источников шума. Таммет Х.А. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с.19-21.

Приведены формулы для расчета погрешности измерения эквивалентного шумового напряжения и тока биполярного и полевого транзистора, возникающего при конечном значении сопротивления цепи на входе измеряемого транзистора.

Фигур - 1, библиографических названий - 4.

УДК 621.397.01

Выбор апертурных характеристик телевизионной системы. Шульц Э.А. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с.23-26.

Рассматривается оптимизация апертур передающего и приемного устройства телевизионной системы. Обосновывается необходимость использования комплексного критерия оптимизации. Описывается вид апертуры, обеспечивающий отсутствие апертурных искажений и ложных спектральных компонент и максимальную чувствительность системы.

Библиографических названий - 6.

Лазерная система связи для передачи телетайпного сигнала. Захарова Б.В., Лапимаа Ю.Ю., Хинрикус Х.В. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с. 27-29.

В статье рассматривается один из возможных вариантов системы передачи телетайпного сигнала с помощью полупроводникового лазера. Приводится блок-схема системы.

Фигур - 2, библиографических названий - 1.

Об аппроксимации функции $1 - Q(\alpha, \beta)$ функцией Гаусса. Такляя А.А. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с. 31-34.

При изучении вопросов нацеливания узкого лазерного пучка на круглую приемную апертуру и в ряде других радиотехнических вопросах, связанных с двумерным гауссовым распределением, возникает необходимость нахождения обратной функции по α к табулированной функции $1 - Q(\alpha, \beta)$. В данной работе показано, что при $0 < \beta < 1,5$ функцию $1 - Q(\alpha, \beta)$ можно аппроксимировать функцией Гаусса, для которой обратная функция находится просто. Возникающая при аппроксимации ошибка меньше 3% при $0 < \alpha < 2,5$.

Фигур - 2, библиографических названий - 2.

Исследование МОМ детектора с согласующим усилителем. Мейгас К.Б., Соонурм Т.Э. "Труды Таллинского политехнического института", №406, 1976, с. 35-37.

Изготовлен предусилитель с низким коэффициентом шума для работы с МОМ детектором. МОМ детектор с описанным предусилителем используется для исследования гетеродинного приема ИК излучения и для экспериментального определения

пределной чувствительности самого детектора.

Библ. названий - 3.

УДК 681.121.8:621.317.79

Автоматическая подстройка фазы в электромагнитном расходомере. Мальцев Ю.П., Мейстер А.А., Тоомет М.Э. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с. 39-44.

Рассматривается возможность уменьшения погрешности от флуктуирующих фазовых сдвигов в измерительном тракте расходомера путем введения системы автоподстройки фазы. Предлагаются две возможные реализации такой системы и приводятся результаты экспериментальной проверки одной из них.

Фигур - 2, библ. названий - 5.

УДК 621.317.79:681.121.8

Эквивалентная схема преобразователя электромагнитного расходомера. Мальцев Ю.П., Мейстер А.А., Тоомет М.Э. "Труды Таллинского политехнического института", № 406, 1976, с. 45-50.

Предлагается эквивалентная схема симметричного преобразователя электромагнитного расходомера диэлектрических жидкостей. Получены уравнение расходомера и условие независимости показаний от свойств жидкости.

Фигур - 3, библ. названий - 5.

Ep.6.7

620

Tallinna Polütehnik.
Instituut

Toimetised

N 406

1976

Цена 30 коп.

CP