TALLINNA POLÜTEHNILISE
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 429

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДОВ И ПРИБОРОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Труды по радиотехнике

Сборник статей

IV

ТАЛЛИН 1977

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДОВ И ПРИБОРОВ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ

Труды по радиотехнике

Сборник статей

IV

Таллин 1977

Таллинский политехнический институт
Труды ТПИ № 429
ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ МЕТОДОВ И ПРИБОРОВ
ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ СЛАБЫХ СИГНАЛОВ
Труды по радиотехнике. Сборник статей 1У
Редактор И.Эйскоп
Техн. редактор В.Ранник
Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 03 июня 1977 г.
Подписано к печати 02 ноября 1977 г.
Бумага 60х90/16. Печ. л. 5,0+0,5 приложение
Уч.-изд. л. 3,47. Тираж 300
МВ-06279
Ротапринт ТПИ, Таллин, ул. Коскла, 2/9. Зак. № 1118
Цена 52 коп.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.391

У.А.Коллом, П.Э.Мартверк

ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО СИГНАЛА

I. Исходные положения

Определение точной нижней границы (НГ) дисперсии оценки $\hat{A}_{ef}$ эффективного значения A_{ef} периодического сигнала связано с нахождением функции правдоподобия на основе выборки объема N_b аддитивной смеси сигнала $s(t)$ произвольной формы с длительностью T и нормального шума $n(t)$ [1].

В данной работе используется видоизмененная методика, где определяется НГ дисперсии оценки, оптимальной в смысле максимума правдоподобия процедуры оценки.

Эффективное значение определяется по формуле

$$A_{ef}=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T s^2(t)\,dt}\,. \tag{1}$$

Выражая сигнал $s(t)$ через амплитуду A, можно его эффективное значение представить через коэффициент формы в виде

$$A_{ef}=A\cdot\kappa\,. \tag{2}$$

Согласно [1], оптимальная оценка функции измеряемых параметров является той же функцией от оптимальных оценок этих параметров. На основе (2) оценка $\hat{A}_{ef}$ выражается как

$$\hat{A}_{ef}=\hat{A}\cdot\hat{\kappa}\,, \tag{3}$$

где $\hat{A}, \hat{\kappa}$ – оптимальные оценки соответственно амплитуды и коэффициента формы.

II. Оценка эффективного значения гармонического сигнала при известной частоте и фазе

Считаем частоту ω и начальную фазу φ известными и неизмеряемыми. Тогда для определения амплитуды сигнала достаточно извлечь из смеси $x(t)=s(t)+n(t)$ выборки объемом $N\{x(t_i)\}_N$ в моменты времени, соответствующие максимумам сигнала.

С точки зрения теории оценки это случай оценки одного параметра, где при достаточно широкополосном шуме справедливо считать выборочные значения $x(t_i)$ статистически независимыми. Тогда для определения НГ дисперсии оценки амплитуды пользуются формулой Крамера-Рао в случае несмещенной оценки при рассмотрении независимых выборочных значений [I]:

$$DA_{min}=\frac{1}{N\int\limits_{-\infty}^{\infty}\left[\frac{d\ln W(x_i,A)}{\partial A}\right]W(x_i,A)\,dx}, \tag{4}$$

где $W(x_i,A)$ – функция распределения плотности вероятности выборочного значения $x_i=x(t_i)$.

Учитывая нормальное распределение мгновенных значений шума, выражение (4) примет вид

$$DA_{min}=\frac{\sigma^2}{N_b} \tag{5}$$

и учитывая коэффициент формы НГ, оценки эффективного значения

$$DA_{ef\,min}=\kappa^2\,\frac{\sigma^2}{N_b}, \tag{6}$$

где σ^2 –дисперсия шума.

Ш. Совместные оценки параметров гармонического сигнала

А. Оценка амплитуды, частоты и начальной фазы сигнала

Для определения НГ дисперсии оценки амплитуды пользуются выражением Крамера-Рао для несмещенных оценок в случае нескольких измеряемых параметров [I]:

$$DA_{min\,\varphi\omega}=\frac{\Delta J_A}{\mathrm{Det}\,J}, \tag{7}$$

где $\mathrm{Det}\,J$ – определитель информационной матрицы Фишера;
ΔJ_A – алгебраическое дополнение матрицы J по параметру A.

Исходным при определении матрицы J является натуральный логарифм от общеизвестного нормального функционала $W(x)$ [2]. При белом гауссовом шуме и большом отношении сигнал-шум действительно

$$L = \ln W(x) = -\frac{1}{G_0}\int_0^T [x(t) - A\cos(\omega t + \varphi)]^2\,dt, \tag{8}$$

где G_0 – спектральная плотность шума.

В данном случае матрица J примет вид:

$$J = \begin{bmatrix} I_{AA} & I_{A\omega} & I_{A\varphi} \\ I_{\omega A} & I_{\omega\omega} & I_{\omega\varphi} \\ I_{\varphi A} & I_{\varphi\omega} & I_{\varphi\varphi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_0^{-1}T & \frac{G_0^{-1}AT}{2\omega} & 0 \\ \frac{G_0^{-1}AT}{2\omega} & \frac{G_0^{-1}A^2T^3}{3} & \frac{G_0^{-1}A^2T^2}{2} \\ 0 & \frac{G_0^{-1}AT^2}{2} & G_0^{-1}AT \end{bmatrix}, \tag{9}$$

откуда, учитывая (3), НГ дисперсии оценки эффективного значения

$$DA_{ef\min\varphi\omega} = \frac{1}{2}\frac{G_0 T}{T^2 - 3/\omega^2}. \tag{10}$$

Б. Оценка амплитуды и частоты гармонического сигнала

В этом случае информационная матрица Фишера примет вид:

$$J = \begin{vmatrix} I_{AA} & I_{A\omega} \\ I_{\omega A} & I_{\omega\omega} \end{vmatrix},$$

и НГ дисперсии оценки эффективного значения определяются формулой

$$DA_{ef\min\omega} = \frac{1}{2}\frac{G_0 I}{T^2 - \frac{3}{4\omega^2}}. \tag{11}$$

В. Оценка амплитуды и фазы сигнала

Учитывая (9), матрица в данном случае является диагональной матрицей, НГ дисперсии оценки эффективного значения определяется как

$$DA_{ef\min\varphi} = \frac{G_0}{2T}. \tag{12}$$

Так как оценки $\hat{A}$ и $\hat{\varphi}$ взаимно независимые, то выражение НГ дисперсии оценки эффективного значения при совместной оценке фазы совпадает с выражением (6).

IУ. Совместные оценки эффективного значения полигармонического сигнала

Эффективное значение полигармонического сигнала выражается в виде

$$\hat{A}_{ef} = \sqrt{\sum_{n=1}^{N} \hat{A}_n^2} \,. \qquad (13)$$

Так как базисная система является ортогональной, то оценки $\hat{A}_n$ статистически независимы. При этом дисперсия DA_n^2 определяется как при гармоническом сигнале заменой ω на $n\omega$. Следовательно, выражения для определения НГ дисперсии оценки эффективного значения полигармонического сигнала примут вид:

I. Оценка частот, фаз и амплитудных коэффициентов составляющих сигнала

$$D\hat{A}_{ef\,min\,\varphi\omega} = \frac{G_0 T}{2} \sum_{n=1}^{N} \left[\frac{1}{T^2 - \frac{3}{n^2\omega^2}} \right]. \qquad (14)$$

2. Оценка частот и амплитудных коэффициентов составляющих сигнала

$$D\hat{A}_{ef\,min\,\omega} = \frac{G_0 T}{2} \sum_{n=1}^{N} \left[\frac{1}{T^2 - \frac{3}{4n^2\omega^2}} \right]. \qquad (15)$$

Таким образом, НГ дисперсии оценок эффективного значения периодического сигнала на фоне нормального белого шума определяется соотношением между временем анализа и периодом основной гармоники сигнала; при $T \gg 1/\omega$ НГ дисперсии не зависит от априорной ситуации оценки.

Литература

I. Крамер Г. Математические методы статистики "Мир", М., 1974.

2. Левин Б.Р., Теоретические основы статистической радиотехники, т. II, "Сов. радио", М., 1975.

U. Kollom, P. Martverk

The Precision of Estimating the Effective Value of Periodical Signal

Summary

The lower boundary of the dispersion of estimation of the effective value of harmonical and polyharmonical signal is determined. The connections determining the estimations precision in cases of additional normal white noise and of different pre-estimation situations are given.

E. Zoltan, E. Kastwick

The Precision of Measuring the Effective Value of Narrowband Signal

The lower boundary of the dispersion of estimation of the effective value of narrowband noise-like signal is determined. The expressions determining the estimations precision in cases of additional normal white noise and of different pre-detection circuits are given.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.391.1

П.Э.Мартверк, В.Р.Хейнрихсен

ЧАСТОТНОНЕЗАВИСИМЫЕ АЛГОРИТМЫ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Существующие методы оценки амплитуды $\hat{A}$ гармонического сигнала $s(t)=A\cos(\omega_s t+\varphi)$ в широком диапазоне частот при наличии шумов и при конечном времени анализа имеют ряд недостатков. Так, эффективность широко применяемого взаимнокорреляционного метода [1] понижается при увеличении скорости анализа [2], либо ведет к усложнению структуры за счет разбиения частотного диапазона на поддиапазоны. Кроме того, для получения оценки амплитуды в взаимокорреляторе необходима система поиска и подстройки частоты источника опорного сигнала.

Эти обстоятельства приводят к поиску новых алгоритмов обработки гармонического сигнала на фоне аддитивного шума. Основываясь на составлении гомогенных операторных уравнений, решением которых является гармонический сигнал $s(t)$, можно на основе методики, рассмотренной в [3÷5], получить новые классы алгоритмов, часть из которых приведена в [4÷7].

Среди приведенных классов алгоритмов можно выделить:

$$\hat{A}^2=\frac{2}{T}\,\frac{(Lx,Ix)^2(Lx,Lx)+(L^2x,Lx)(Lx,Ix)(Ix,Ix)-(L^2x,Ix)(Lx,Lx)(Ix,Ix)}{(Lx,Lx)^2}, \qquad (1)$$

$$\hat{A}^2=\frac{2}{T}\,\frac{2(Lx,Ix)^2-(L^2x,Ix)(Ix,Ix)}{(Lx,Lx)}, \qquad (2)$$

$$\hat{A}^2=\frac{2}{T}\,4\,\frac{(L^2x,Ix)^2+(Lx,Ix)^2-(Lx,Lx)^2}{|(L^4x,Ix)|+|(L^2x,Ix)|}. \qquad (3)$$

$$\hat{A}^2 = \frac{2}{T}\left[\sqrt{(L^2x, Ix)^2 + 8(Lx, Ix)^2} - (L^2x, Ix)\right], \tag{4}$$

$$\hat{A}^4 = \frac{4}{T^2}\left[(Lx, Ix)^2 + (Lx, \Gamma x)^2\right]\frac{(Ix, Ix)}{(Lx, Lx)}, \tag{5}$$

$$\hat{A}^4 = \frac{4}{T^2}\left[(Lx, Ix)^2 + (Lx, \Gamma x)^2\right], \tag{6}$$

где $(\,,\,)$ – скалярное произведение с временем интегрирования T;

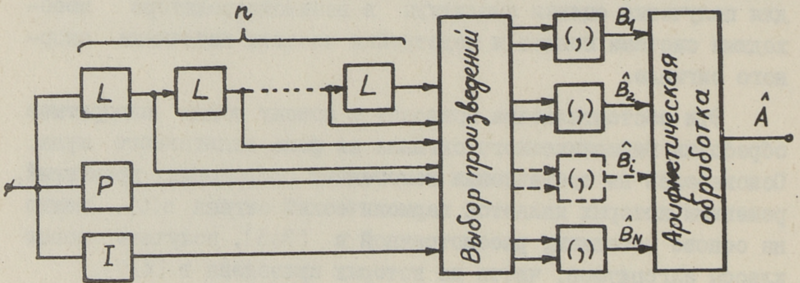
L – оператор линейной цепи с коэффициентом передачи;

I – единичный оператор;

Γ – гильбертовый оператор;

x – аддитивная смесь сигнала $s(t)$ с шумом $n(t)$.

Все приведенные классы сводятся к обобщенной структуре, представленной на фиг. I.



Фиг. 1.

В состав классов входят линейные преобразования I, L^n, P входной смеси x. Комбинационная обработка определяет варианты среди возможных сочетаний по два из преобразованных сигналов Ix, L^nx, Px, из которых вычисляются усредненные значения продуктов перемножения сочетаний Ix, L^nx и Px.

Выходной сигнал B_i i-го канала представляется в виде

$$B_i = \hat{A}_i^2 \quad w_i(\omega_s; l_n),$$

где $\hat{A}_i^2$ – оценка квадрата амплитуды сигнала s, зависящая от вида и параметров цепи $\mathcal{L}_i(j\omega)$, частоты сигнала и свойств шума;

w_i – весовая функция, вид которой зависит от типов применяемых в канале операторов;

l_n – параметр, зависящий от оператора L_n i-го канала.

Функция w_i определяется как вещественная часть произведения функции передачи одного из операторов, входящих в скалярное произведение данного канала на сопряженную функцию передачи второго оператора этого же канала. Задачей арифметического блока является учитывание дополнительных соотношений между разными w_i с целью исключения зависимости оценки алгоритма от частоты ω_s. Отсюда вытекает, что для обеспечения частотной независимости нужно иметь минимально два линейнонезависимых канала. Необходимым условием для обеспечения минимума дисперсии оценки по данному классу является ортогональность функции w_i в интервале $[\omega_{s\,min}, \omega_{s\,max}]$, что обеспечивается при $n = 1$ применением оператора Гильберта $P = \Gamma$, либо применением кратных операторов $(n > 1)$, при этом $P = I$. Эти признаки могут служить основой для классификации алгоритмов.

Так, например, если в алгоритме (6) L –оператор задержки с длительностью задержки τ, то $w_1 = \cos\omega\tau$; $w_2 = \sin\omega\tau$ и применяя дополнительное соотношение $\cos^2\omega\tau + \sin^2\omega\tau = 1$, мы исключаем зависимость оценки от функции w_i.

Вторым необходимым условием для обеспечения минимальной дисперсии оценки данного класса является некоррелированность шумовых компонентов на входе и выходе цепи $\mathcal{L}(j\omega)$. В связи с этим во многих случаях оказывается целесообразным применять в качестве оператора L оператор задержки.

Этим из классов алгоритмов (I)–(6) выделяются частотнонечувствительные автокорреляционные алгоритмы.

Анализ и оптимизация параметров приведенных классов алгоритмов рассмотрены в работе [8].

Следует указать, что в результате обработки в итоге компенсируется частотная зависимость весовых функций w_i, однако может иметь место частотная зависимость оценки алгоритма за счет частотной зависимости оценок $\hat{A}_i$ при малых отношениях s/n.

Литература

I. Фалькович С.Б. Оценка параметров сигнала. "Сов. Радио", М., 1970.

2. Хейнрихсен В.Р., Кангур О.Э. Мартверк П.Э., Подольская Г.И. Оценка частоты сигнала при последовательном анализе.- "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1972, № 334, с. 105-110.

3. Заездный А.М., Кангур О.Э. Оптимальное измерение параметров сигналов при малой априорной информации о помехах. Изв. ВУЗ-ов, Приборостроение, Л., 1974. т. XУП, № 3, с. 22-27.

4. Кангур О.Э., Мартверк П.Э., Структурно-корреляционные алгоритмы оценки амплитуды гармонического сигнала. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 358, с. II-16.

5. Мартверк П.Э. Выводы классов алгоритмов оценки амплитуды сигнала без оценки дополнительных параметров. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 389, с. 3-8.

6. Кангур О.Э., Мартверк П.Э. Автокорреляционный вольтметр. Заявка на авт. свид., № 1946641/21, 1973.

7. Кангур О.Э., Мартверк П.Э. Структурно-корреляционный вольтметр. Заявка на авт. свид., №2073202/26-21, 1974.

8. Хейнрихсен В.Р., Белова Н.И., Мартверк П.Э. Оптимизация параметров частотнонезависимых алгоритмов оценки амплитуды. См. наст. сб., с. I5.

V. Heinrichsen, P. Martverk

The Frequency Invariant Algorithms of Estimating Harmonic Signal Amplitude

Summary

The generalized structure of frequency invariant algorithms of amplitudes estimating and general principles of work and quality of algorithms are discussed. The classification of algorithms by multiplied operators and by the Hilbert operator is offered.

[illegible] может иметь место частотная зависимость [illegible] от частотной зависимости второго [illegible] λ, при [illegible]

[illegible]

Литература

1. [illegible]

2. Арутюнян [illegible], [illegible] Картвели [illegible] Оценка [illegible]

3. [illegible] т. XVII, в 2, с. [illegible]

4. [illegible] Струк[illegible] 1974, № 260, с. [illegible]

5. [illegible] 1975, № 300, с. [illegible]

6. [illegible] № 1946641/01, 1972.

7. [illegible]

8. [illegible] В.М., [illegible]

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.391.1

В.Р.Хейнрихсен, Н.И.Белова,
П.Э.Мартверк

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЧАСТОТНОНЕЗАВИСИМЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ

Задачей данной работы является анализ и оптимизация параметров частотнонезависимых автокорреляционных алгоритмов, рассмотренных в [I, (I-6)].

Согласно предложенной в [I] обобщенной структуре, классы алгоритмов определения оценки амплитуды $f(\hat{A})$ представляемые в виде функционала F

$$f(\hat{A}) = F(\hat{B}_{M_1L_1}, \hat{B}_{M_2L_2}, \ldots, \hat{B}_{M_nL_n}), \qquad (I)$$

где $B_{M_iL_i} = (M_i x, L_i x)$;

M_i, L_i - операторы линейных цепей i-го канала с частотными характеристиками $\mu_i(j\omega)$ и $\mathcal{L}_i(j\omega)$.

Остальные обозначения совпадают с применяемыми в [I].

Исходя из обобщенной методики анализа, приведенной в [2], систематическая ошибка $m\{\Delta A\}$ и дисперсия ошибки оценки $D\{\Delta A\}$ по алгоритмам типа (I) определяются выражениями

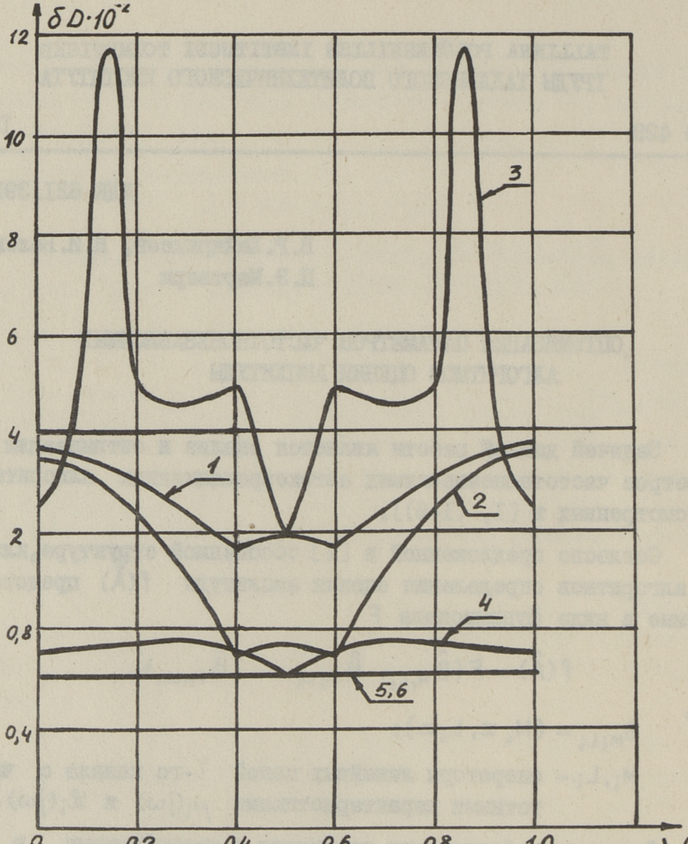
$$m\{\Delta A\} = \frac{1}{\pi A}\int_0^\infty G(\omega)\Phi(\omega,\omega_s)\,d\omega\,; \qquad (2)$$

$$D\{\Delta A\} = \frac{2G(\omega_s)}{T}\Phi^2(\omega_s,\omega_s) + \frac{2}{\pi T A^2}\int_0^\infty G^2(\omega)\Phi^2(\omega,\omega_s)\,d\omega, \qquad (3)$$

где Φ - характеристическая функция алгоритма;

$G(\omega)$ - спектральная плотность мощности шума;

ω_s - частота гармонического сигнала s.



Фиг. 1. Относительное рассеивание оценки от частоты при $m = 10^2$ и $\rho = 1$.

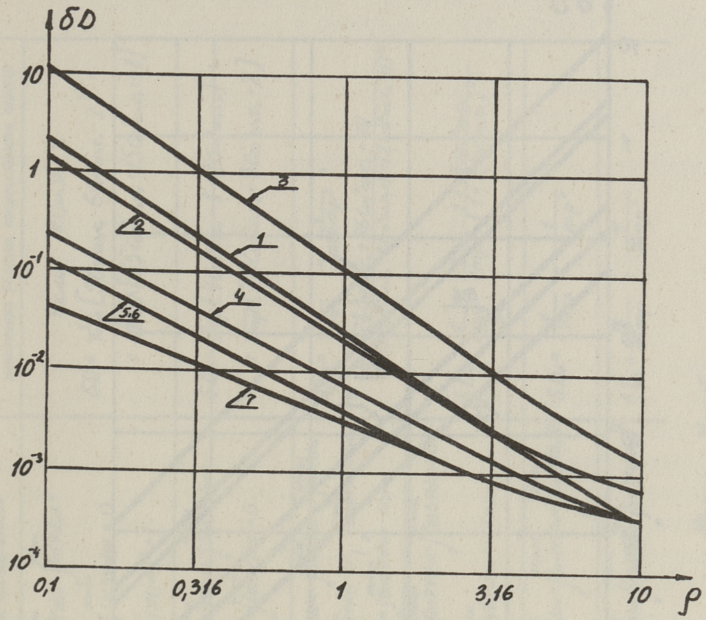
При этом функция Φ представляется в виде

$$\Phi(\omega, \omega_s) = \sum_{i=1}^{n} \Phi(\omega, \omega_s) = \sum_{i=1}^{n} \Theta_i(\omega_s)\,\varkappa_i(\omega), \tag{4}$$

где коэффициент $\Theta_i(\omega_s)$ зависит от частоты сигнала и структуры алгоритма

$$\Theta_i(\omega_s) = \frac{A}{\frac{df(A)}{dA}} \cdot \frac{\partial F(\omega_s)}{\partial B_{M_i L_i}}; \tag{5}$$

функция $\varkappa_i(\omega)$ представляется в виде функции



Фиг. 2. Максимальное относительное рассеивание оценки в зависимости от отношения сигнал/шум при $m = 10^2$.

$$\varkappa_i(\omega) = \mathrm{Re}\,[\mathcal{L}_i(j\omega)\, \mu_i(j\omega)]\,, \tag{6}$$

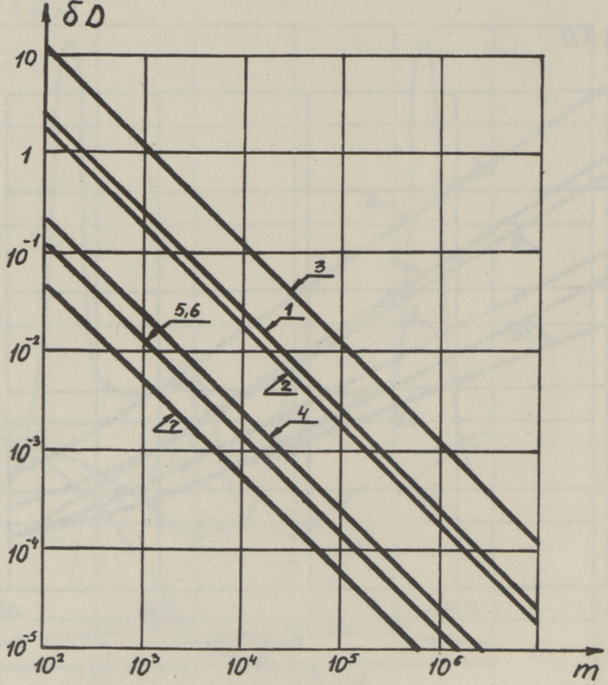
определяемой типом и параметрами операторов в i-ом канале.

Общая задача оптимизации алгоритма вида (I) состоит из формулировки критерия оптимальности и ограничения на класс допустимых операторов. В качестве критериев применяются условия

$$m\{\Delta A\} = 0; \quad D\{\Delta A\} = \min\,. \tag{7}$$

Согласно (7), оптимизация в заданном классе алгоритмов сводится прежде всего к определению функции $\mathcal{L}_i(j\omega)$, $\mu_i(j\omega)$ в выражениях (5, 6), что, учитывая соотношение (2,3), приводит к вариационной задаче.

Ограничиваясь рассмотрением алгоритмов с операторами задержки, оптимизация сводится к определению параметров заданного оператора. Условия критериев (7) выражений дисперсии алгоритмов [I, (I-6)] при выполнении условия (7) представлены в сводной таблице.



Фиг. 3. Максимальное относительное рассеивание оценки в зависимости от относительного периода наблюдения m при $\rho = 0{,}1$.

Графически представлены (фиг. I, 2, 3) зависимости дисперсии δD алгоритмов [I, (I-6)] от отношения ρ, времени интегрирования m и от частоты ω_s.

На фиг. I-3 представлены зависимости дисперсии оценок по алгоритмам [I, (I-6)] и сравнение с дисперсией оценки при взаимно-корреляционной обработке.

Литература

I. Мартверк П.Э., Хейнрихсен В.Р. Частотнонезависимые алгоритмы оценки амплитуды гармонического сигнала. См. наст. сб., с. 9.

2. Хейнрихсен В.Р., Мартверк П.Э., Русман Л.С. Анализ фазо- и частотнонечувствительных алгоритмов оценки амплитуды гармонического сигнала. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та". 1975, № 389, с. 9-13.

СВОДНАЯ ТАБЛИЦА РЕЗУЛЬТАТОВ АНАЛИЗА ОПТИМИЗАЦИИ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ АМПЛИТУДЫ

№ алгоритма	Характеристическая функция	Условия оптимальности	Выражения относительной дисперсии при выполнении условия несмещенности оценки
1	$\frac{Re\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re\{\mathcal{X}(j\omega)\}[3\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^2+1]-\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^2\cdot\|\mathcal{X}(j\omega)\|^2}{\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^4} - \frac{Re^2\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re^2\{\mathcal{X}(j\omega)\}[\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^2+1]+Re^2\{\mathcal{X}(j\omega)\}[\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^4-\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^2]}{\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^4}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos^2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin^2\varphi d\omega= =\int_0^{\omega_{max}}\cos 4\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 3\varphi d\omega=0$ если $\|\mathcal{X}(j\omega)\|^2>1$	Если $\|\mathcal{X}(j\omega_s)\|^2=2$ $\delta D_1=\frac{1}{8m\rho}[9\cos^2\omega_s\tau_1-6\cos^4\omega_s\tau_1-2]^2+ +\frac{1}{32m\rho^2}[55\cos^2\omega_s\tau_1+15\cos^4\omega_s\tau_1+48]$
2	$4Re\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re\{\mathcal{X}(j\omega)\}-1-2Re^2\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re^2\{\mathcal{X}(j\omega)\}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos^2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin^2\varphi d\omega= =\int_0^{\omega_{max}}\cos 4\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 3\varphi d\omega=0$	$\delta D_2=\frac{1}{2m\rho}[4\cos^2\omega_s\tau_2-1-2\cos^4\omega_s\tau_2]^2+ +\frac{1}{8m\rho^2}[20\cos^2\omega_s\tau_2+3\cos^4\omega_s\tau_2+2]$
3	$\frac{4Re\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re\{\mathcal{X}(j\omega)\}+[4Re\{\mathcal{X}^2(j\omega_s)\}-1]Re\{\mathcal{X}^2(j\omega)\}-Re\{\mathcal{X}^4(j\omega)\}-4}{\|Re\{\mathcal{X}^4(j\omega_s)\}\|+\|Re\{\mathcal{X}^2(j\omega_s)\}\|}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\|\cos 2\varphi\| d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\|\cos 4\varphi\| d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos^2\varphi d\omega= =\int_0^{\omega_{max}}\sin^2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 8\varphi d\omega=0;\ \int_0^{\omega_{max}}\cos 6\varphi d\omega=\omega_{max}$ $\int_0^{\omega_{max}}\cos 3\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 5\varphi d\omega=-\omega_{max}$	$\delta D_3=\frac{1}{2m\rho}+\frac{1}{16m\rho^2}\times \times\frac{128\cos^4\omega_s\tau_3+96\cos^2\omega_s\tau_3+99}{[\|8\cos^4\omega_s\tau_3-8\cos^2\omega_s\tau_3+1\|+\|2\cos^2\omega_s\tau_3-1\|]^2}$
4	$\frac{4Re\{\mathcal{X}(j\omega_s)\}Re\{\mathcal{X}(j\omega)\}-Re\{\mathcal{X}^2(j\omega)\}}{Re\{\mathcal{X}^2(j\omega_s)\}+2}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 3\varphi d\omega=0$ $\int_0^{\omega_{max}}\cos 4\varphi d\omega=-\omega_{max}$	$\delta D_4=\frac{1}{2m\rho}+\frac{1}{8m\rho^2}\cdot\frac{1+16\cos^2\omega_s\tau_4}{[1+2\cos^2\omega_s\tau_4]^2}$
5	$Re\{\mathcal{X}(j\omega)\mathcal{X}^*(j\omega_s)\}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin 2\varphi d\omega=0$	$\delta D_5=\frac{1}{2m\rho}+\frac{1}{8m\rho^2}$
6	$Re\{\mathcal{X}(j\omega)\mathcal{X}^*(j\omega_s)\}$	$\int_0^{\omega_{max}}\cos\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\cos 2\varphi d\omega=\int_0^{\omega_{max}}\sin 2\varphi d\omega=0$	$\delta D_6=\frac{1}{2m\rho}+\frac{1}{8m\rho^2}$

Примечание: $\delta D=\frac{D\{\Delta\hat{A}\}}{A^2}$, $\rho=\frac{\pi A^2}{2N_0\omega_{max}}$, $m=\frac{\omega_{max}T}{2\pi}$, $W=\frac{\omega_s}{\omega_{max}}$, $\varphi=\omega\tau$,

$\tau_1=\tau_2=\tau_3=\tau_4=\frac{n}{2f_{max}}$, $\tau_5=\tau_6=\frac{n}{f_{max}}$, $n=1,2,\dots$, $f=\frac{\omega}{2\pi}$ для приведенных выражений

учитывая, что спектр шума $N(\omega)=N_0=const$, $\omega\in[0,\omega_{max}]$

V. Heinrichsen, N. Belova, P. Martverk

The Optimization of Parameters of the Amplitude Estimation of Frequency Insensitive Algorithms

Summary

A generalized formula, determining statistical properties of frequency insensitive algorithm estimations of harmonic signal amplitude by the characteristic function of algorithms is given. Based on this formula the optimization conditions determining delay's operator parameters for different algorithms have been obtained.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.391.1

П.Э. Мартверк

ВЫВОД АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЭФФЕКТИВНОГО ЗНАЧЕНИЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО СИГНАЛА ПРОИЗВОЛЬНОЙ ФОРМЫ И ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ

Методы измерения эффективного значения периодических сигналов произвольной формы [1] не обладают свойством выделения периодических составляющих от шумовых компонент. Применение частоточувствительных взаимно- и автокорреляционных методов ввиду сложности их реализации и процесса измерения часто не оправдывается. Исключение составляет метод стохастического стробирования, однако, за счет узости стробимпульса извлекаемый им объем информации мал и эффективность такого метода достигается за счет значительного времени анализа.

В работах [2-4] рассматривается вывод частотонечувствительных[x] алгоритмов гармонического сигнала, основываясь на конкретных видах гомогенных операторных уравнений (ОУ), решением которых является гармонический сигнал.

Целью данной работы является вывод алгоритмов оценки эффективного значения, причем единственным априорным сведением, отличающим оцениваемый сигнал от шума, является периодичность сигнала. Придерживаясь методики [2-4], составляется ОУ, решением которого является оцениваемый сигнал. Ограничиваясь представлением сигнала в виде тригонометрического ряда Фурье

$$s(t) = \sum_{n=1}^{N} A_n \cos(n\omega t + \varphi_n), \tag{1}$$

---

[x] См. сноску [5]

необходимо составить ОУ N-степени, собственной функцией которого является полигармонический сигнал (I). Представляя гомогенное ОУ в обобщенном виде для гармонического сигнала

$$\psi_i s_i = G s_i - \lambda_i H s_i = 0, \qquad (2)$$

где G, H – операторные многочлены;

λ_i – собственное значение уравнения (2);

$s_i = A_i \cos(i\omega_s t + \varphi_i)$;

ψ_i – оператор режекции сигнала s_i;

можно составить согласно (2) для каждого i-го составляющего сигнала (I) операторы режекции ψ_i. Тогда оператор ψ полигармонического сигнала (I) выражается

$$\psi = \prod_{n=1}^{N} (G - \lambda_n H), \qquad (3)$$

которому соответствует следующий раскрытый вид

$$\psi = G^N - \Big(\sum_{n=1}^{N} C_N^1 \lambda_n\Big) G^{N-1} H + \Big(\sum_{n=1}^{N} C_N^2 \lambda_n\Big) G^{N-2} H^2 -$$

$$- \Big(\sum_{n=1}^{N} C_N^3 \lambda_n\Big) G^{N-3} H^3 + \ldots \pm \Big(\sum_{n=1}^{N} C_N^N \lambda_n\Big) H^N, \qquad (4)$$

где C_N^m – биноминальный коэффициент, определяющий число возможных сочетаний по m из N элементов,

$\sum_{n=1}^{N} C_N^m \lambda_n$ – частоточувствительные коэффициенты, обозначаемые в дальнейшем как k_m.

Применяя оператор в виде (4), составляем гомогенное ОУ, решением которого является сигнал (I) в виде

$$\psi_s = 0. \qquad (5)$$

Следует отметить, что уравнение (5) не содержит начальную фазу и амплитудных коэффициентов сигнала S, в нем имеются частотнозависимые коэффициенты k_m. Если x означает аддитивную смесь сигнала и шума, то уравнение (5) превращается в следующее

$$\psi x = \varepsilon(t, \omega), \qquad (6)$$

отличающееся от гомогенного на сигнал ошибки ε. С целью среднеквадратичного приближения (6) к (5) определяются оценки коэффициентов уравнения (6), соответствующие минимуму нормы сигнала. Согласно методу наименьших квадратов [6] оценки коэффициентов уравнения (6) определяются из следующей системы

$$\left.\begin{aligned}
&\hat{k}_1(G^{N-1}Hx, G^{N-1}Hx) - \hat{k}_2(G^{N-2}H^2x, G^{N-1}Hx) + \dots (-1^{N-1})\hat{k}_N(H^Nx, G^{N-1}Hx) - \hat{J}\,G^Nx, G^{N-1}Hx) = 0 \\
&\hat{k}_1(G^{N-1}Hx, G^{N-2}H^2x) - \hat{k}_2(G^{N-2}H^2x, G^{N-2}H^2x) + \dots (-1^{N-1})\hat{k}_N(H^Nx, G^{N-2}Hx) - \hat{J}\,G^Nx, G^{N-2}Hx) = 0 \\
&\qquad\vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \qquad\qquad\qquad \vdots \\
&\hat{k}_1(G^{N-1}Hx, H^Nx) - \hat{k}_2(G^{N-2}H^2x, H^Nx) + \dots (-1^{N-1})\hat{k}_N(H^Nx, H^Nx) - \hat{J}(G^Nx, H^Nx) = 0 \\
&\hat{k}_1(G^{N-1}Hx, G^Nx) - \hat{k}_2(G^{N-2}H^2x, G^Nx) + \dots (-1^{N-1})\hat{k}_N(H^Nx, G^Nx) - \hat{J}(G^Nx, G^Nx) = 0
\end{aligned}\right\} \quad (7)$$

где $(\,,\,)$ – скалярное произведение $\int_0^T \xi_1(t)\cdot\xi_2(t)\,dt$;

J – введенный коэффициент для составления гомогенной системы уравнений $J \equiv I$.

Условием существования нетривиального решения является требование к определителю системы (7) (определителю Грама [6]) $\gamma = 0$. Ранг матрицы системы (7) $r = N$, при этом алгебраическое дополнение

$$\Delta_{N+1\,N+1} = \begin{vmatrix}
(G^{N-1}Hx, G^{N-1}Hx) - (G^{N-2}H^2x, G^{N-1}Hx) \pm \dots \pm (G^0H^Nx, G^{N-1}Hx) \\
(G^{N-1}Hx, G^{N-2}H^2x) - (G^{N-2}H^2x, G^{N-2}H^2x) + \dots \pm (G^0H^Nx, G^{N-2}H^2x) \\
\vdots \qquad\qquad \vdots \qquad\qquad \vdots \\
(G^{N-1}Hx, G^0H^Nx) - (G^{N-2}H^2x, G^0H^Nx) + \dots \pm (G^0H^Nx, G^0H^Nx)
\end{vmatrix} = 0. \quad (8)$$

В соотношении (8) исключены частоточувствительные коэффициенты K_m, амплитудные коэффициенты можно ввести соответствующим выбором операторных многочленов. Так, если G – операторный многочлен, H – одночлен, и применяются операторы сдвига, то имеется

$$(G^0H^Nx, G^0H^Nx) = \frac{T}{2}(\hat{A}_1^2 + \hat{A}_2^2 + \dots + \hat{A}_N^2)$$

и выражение (8) определяет класс алгоритмов оценки мощности (эффективного значения) периодического сигнала (I) произвольной формы. Алгоритмы, принадлежащие классу (8), содержат $2N$ разных видов скалярных произведений, максимальные порядки для операторных многочленов G и H равны N.

В рассматриваемом классе алгоритмов эффективность процедуры оценки обеспечивается:

I) исходной структурой оператора (4), учитывающей внутренние связи полигармонического сигнала;

2) применением среднеквадратичной минимизации связки ε;

3) выбором типов линейных операторов в G и H, обеспечивающих убывание коррелированности шумовых компонентов в продуктах скалярных произведений;

4) оптимизацией параметров операторов по критариям несмещенности оценки и минимума среднеквадратичного отклонения ошибки оценки.

Литература

I. Розенберг В.Я. Радиотехнические методы измерения параметров процессов и систем. М., изд-во стандартов, 1976.

2. Кангур О.Э. Структурная модель сигналов в задачах измерения параметров. -"Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 358, с. I9-20.

3. Кангур О.Э., Мартверк П.Э. Структурно-корреляционные алгоритмы оценки амплитуды гармонического сигнала. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1974, № 358, с. II-I6.

4. Мартверк П.Э. Вывод классов алгоритмов оценки амплитуды сигнала без оценки дополнительных параметров. - "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 389, с.3-8.

5. Мартверк П.Э., Хейнрихсен В.Р. Частотнонечувствительные алгоритмы оценки амплитуды гармонического сигнала. См. наст. сб., с. 9.

6. Линник Ю.В. Метод наименьших квадратов и основы теории обработки наблюдений. М., Физматгиз, 1958.

P. Martverk

The Derivation of Algorithms for Estimating the Effective Value of Periodical Signals with Optional Shapes and Periods

Summary

The derivation of algorithms for estimating the effective value of polyharmonic signal is discussed. These estimations are asymptotically invariant with respect to the signals' additional parameters.

The Derivation of Algorithms for Estimating the Effective Value of Periodical Signals with Optional Shapes and Periods

Summary

The derivation of algorithms for estimating the effective value of polyharmonic signal is discussed. Discussed estimations are asymptotically invariant with respect to the signals' additional parameters.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.391.822:621.3.011.212

Я.А. Ратассепп

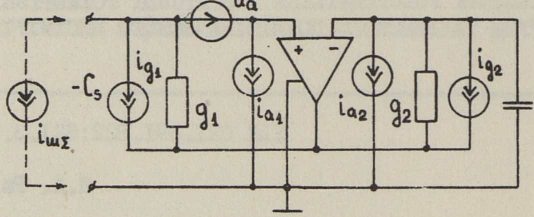
АНАЛИЗ ШУМОВ АКТИВНЫХ АНАЛОГОВ РЕАКТИВНЫХ ПРОВОДИМОСТЕЙ

Для максимизации отношения сигнал-шум системы датчик-усилитель широко используются согласующие цепи (СЦ). СЦ, включенная между датчиком и усилителем, должна осуществлять оптимальную трансформацию активных и компенсацию их реактивных проводимостей. Известны общие требования к СЦ [1]. Например, СЦ обеспечивающая передачу мощности сигнала от датчика в нагрузку без значительных потерь, должна состоять из пассивных реактивных проводимостей, не имеющих собственных шумов.

Во многих случаях СЦ содержит индуктивности и трансформаторы. Но в низкочастотном диапазоне появляются трудности при реализации индуктивных элементов (конструкция, габариты и т.д.). Рассмотрим возможность расширения класса элементов в СЦ путем использования активных аналогов реактивных проводимостей.

Известны активные реализации индуктивности, трансформатора, отрицательной емкости на базе конверторов отрицательных сопротивлений (КОС), гираторов и т.д. [2,3]. Так как такие СЦ сами являются источниками шумов, то использование их является целесообразным только в том случае, если в результате отношение сигнал-шум увеличивается.

Рассмотрим шумовые свойства реактивных проводимостей, реализованных на базе одного операционного усилителя (ОУ). На фиг. 1 приведена схема реализации параллельной отрицательной емкости на базе КОС по току. Охарактеризуем шумы ОУ через генераторы u_a, i_{a_1} и i_{a_2}, а шумы проводимостей g_1 и g_2 – через i_{g_1} и i_{g_2}. Реализуемая отрицательная емкость определяется



Фиг. 1. Схема реализации отрицательной емкости на базе КОС по току с учетом источников шума.

$$C_s = -\frac{g_1}{g_2} \cdot C = -NC. \qquad (I)$$

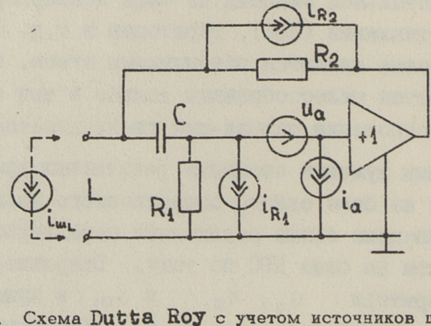
Если считать ОУ идеальным (имеющим бесконечное усиление), то спектральная плотность суммарного шумового тока реализуемой отрицательной емкости определяется (учитывая, что $i_{a_1} = i_{a_2} = i_a$, $i^2_{g_1} = 4kTg_1$):

$$i^2_{ш\Sigma} = u^2_a \omega^2 C^2 N^2 + \frac{i^2_{g_1}}{g^2_1} \omega^2 C^2 N^2 + i^2_{a_2} N^2 + i^2_{a_1} =$$

$$= \left(u^2_a + \frac{4kT}{g_1}\right) \omega^2 C^2_s + i^2_a (1 + N^2). \qquad (2)$$

Из уравнения (2) видно, что для уменьшения шумов следует выполнить неравенства: $N < 1$ и $g_1 > 4kT/u^2_a$, при этом вместо (2) получаем:

$$i^2_{ш\Sigma} = u^2_a \omega^2 C^2_s + i^2_a . \qquad (3)$$



Фиг. 2. Схема Dutta Roy с учетом источников шума.

На фиг. 2 приведена схема Dutta Roy для реализации параллельной индуктивности [3]. Значение реализуемой индуктивности определяется:

$$L = \frac{CR_2(R_1-R_2)}{1+\omega^2C^2R_2^2}, \tag{4}$$

или при условии $\omega CR_2<1$, получаем:

$$L = CR_2(R_1-R_2). \tag{5}$$

Учитывая термошумы резисторов R_1, R_2 и шумовые генераторы ОУ u_a, i_a, определяем спектральную плотность суммарного шумового тока реализуемой индуктивности:

$$i^2_{ш_L} = (4kTR_1 + i_a^2R_1^2)\frac{1+\omega^2C^2R_2^2}{(1+\omega^2C^2R_1^2)R_2^2} + \left(\frac{4kT}{R_2}+\frac{u_a^2}{R_2^2}\right)\frac{1}{1+\omega^2C^2R_1^2}. \tag{6}$$

В диапазоне частот $\omega CR_1<1$ получаем из уравнения (6):

$$i^2_{ш_L} \approx (4kTR_1 + u_a^2 + i_a^2R_1^2)\frac{1}{R_2^2} + \frac{4kT}{R_2}. \tag{7}$$

Из уравнения (7) видно, что для уменьшения шумов надо максимально увеличить значение резистора R_2 и выбрать $R_1 \leqslant R_2$. Но из (4) видно, что при $R_1 \leqslant R_2$ не реализуется положительная индуктивность и для уменьшения шумов придется выбрать значение R_1, немного превышающее значение R_2.

Приведенные формулы отражают шумовые свойства простейших реализаций активных аналогов реактивных проводимостей. При создании последовательных активных аналогов проводимостей (не имеющих заземленной точки) схемы реализаций усложняются. Для анализа шумов конкретных реализаций в данной частотной области, с учетом реальных ОУ (усилительные свойства, шумовые свойства - влияние корреляционной связи шумовых генераторов, фликкершума и т.д.), целесообразно применять машинные методы [4].

Литература

I. Чаповский М.З. Улучшение качественных показателей транзисторных усилителей. М., "Связь", 1968.

2. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л., "Энергия", 1974.

3. A h m e d M.T. and S.C. D u t t a R o y. Active inductance simulation with grounded condensers. Circuit Theory and Applications. vol.3, 1975, pp. 371-379.

4. Р а т а с с е п п Я.А., Т а м м е т Х.А. Расчет на ЭЦВМ приведенных ко входу шумовых параметров электронных схем. "Тр. Таллинск. политехн. ин-та", 1975, № 389, с. 55-58.

J. Ratassepp

Noise Performance of Active Admittances

Summary

Noise performance of active inductance and negative conductance simulations using a single operational amplifier is described.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

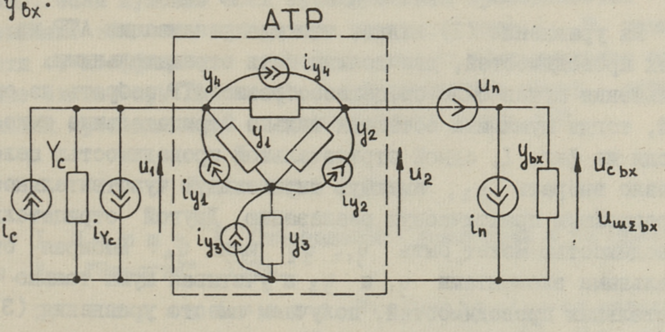
УДК 621.391.822:621.3.011.212

Я.А. Ратассепп

ШУМОВЫЕ СВОЙСТВА АКТИВНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Одной из возможностей повышения чувствительности предусилителя является использование согласующих цепей (СЦ). Часто в СЦ используются трансформаторы, но практическое применение трансформаторных СЦ затруднительно ввиду конструктивных факторов, размеров и т.д. В микроэлектронике широко используются активные аналоги трансформаторов, выполненные на базе конверторов отрицательного сопротивления или гираторов [1, 2].

Рассмотрим шумовые свойства активного трансформатора (АТР) при использовании отрицательных проводимостей. На фиг. 1 показана эквивалентная схема АТР, нагруженного проводимостью датчика Y_c и входной проводимостью усилителя $y_{вх}$.



Фиг. 1. Эквивалентная схема нагруженного АТР с учетом источников шума.

Реализация АТР должна удовлетворять условиям [2]:

$$\begin{cases} y_1 + y_2 + y_3 = 0 \\ y_1 y_2 = y_3 y_4 \end{cases} \qquad (1)$$

и коэффициент трансформации определяется:

$$m = \frac{u_2}{u_1} = -\frac{y_1}{y_2}. \tag{2}$$

Выражая шумы проводимостей через шумовые генераторы тока и шумы усилителя через u_n и i_n, учитывая условия (I) и выражения (2), получаем отношение спектральных плотностей сигнал-шум на входе усилителя:

$$\frac{u^2_{c\,вх}}{u^2_{ш\Sigma вх}} = \frac{i^2_c}{A^2},$$

где

$$A^2 = i^2_{Y_c} + i^2_{y_1}\left|1 - \frac{Y_c}{y_1}\right|^2 + i^2_{y_2}\left|m + \frac{Y_c}{y_1}\right|^2 + i^2_{y_3}\left|\frac{Y_c}{y_1}\right|^2 + i^2_{y_4}(1+m)^2 + i^2_n m^2 + u^2_n |Y_c|^2 \frac{1}{m^2}. \tag{3}$$

Максимальному отношению сигнал-шум соответствует минимум A^2_{min}. Из уравнения (3) видно, что A^2 имеет минимум относительно m и Y_c/y_1. Например, при $m > 1$ минимум A^2_{min} достигается при:

$$m_{opt} \approx \sqrt[4]{\frac{u^2_n |Y_c|^2}{i^2_n + i^2_{y_2} + i^2_{y_4}}},$$

$$\frac{Y_c}{y_1}_{opt} = \frac{i^2_{y_1} - i^2_{y_2} m_{opt}}{i^2_{y_1} + i^2_{y_2} + i^2_{y_3}}. \tag{4}$$

Из уравнения (I) видно, что для реализации АТР из четырех проводимостей, две должны быть отрицательными. Для уменьшения шумов было бы целесообразно АТР собрать из емкостей, тогда шумящими остаются только отрицательные емкости. Исходя из фиг. I, одной отрицательной проводимостью целесообразно выбрать y_3, имеющую минимальную чувствительность и простейшую практическую реализацию. Другой отрицательной проводимостью может быть y_1, y_2 или y_4. Выбирая отрицательными элементами y_1 и y_3 и учитывая шумы только отрицательных проводимостей, получаем вместо уравнения (3):

$$A^2 = i^2_{Y_c} + i^2_{y_1}\left|1 - \frac{Y_c}{y_1}\right|^2 + i^2_{y_3}\left|\frac{Y_c}{y_1}\right|^2 + i^2_n m^2 + u^2_n |Y_c|^2 \frac{1}{m^2}. \tag{5}$$

Минимум A^2_{min} достигается при

$$m_{opt} = \sqrt[4]{\frac{u^2_n |Y_c|^2}{i^2_n}},$$

$$\frac{Y_c}{y_1}\,opt = \frac{i^2_{y_1}}{i^2_{y_1}+i^2_{y_3}} < 1 \qquad (6)$$

и

$$A^2_{min} = i^2_{Y_c} + \frac{i^2_{y_1}\, i^2_{y_3}}{i^2_{y_1}+i^2_{y_3}} + 2\sqrt{u^2_n|Y_c|^2 i^2_n}\,. \qquad (7)$$

Но с другой стороны, при $y_1 < 0$ и $y_3 < 0$ из уравнений (I) и (2) получаем, $m < I$. Для случая $m > I$ придется выбрать отрицательными либо y_3 и y_2, либо y_3 и y_4. Исходя из уравнения (3), выбираем отрицательными проводимости y_3 и y_4, тогда вместо уравнений (6) и (7) получаем:

$$m_{opt} = \sqrt{\frac{u^2_n|Y_c|^2}{i^2_n + i^2_{y_4}}} \qquad (8)$$

$$\frac{Y_c}{y_1} \to 0 \quad \text{или} \quad y_1 >> Y_c$$

и

$$A^2_{min} = i^2_{Y_c} + 2\sqrt{u^2_n|Y_c|^2(i^2_n + i^2_{y_4})}\,. \qquad (9)$$

Из приведенных формул следует, что АТР целесообразно собрать из проводимостей, значения которых превышают значение Y_c. Применение АТР для согласования по шумам целесообразно, если шумовые токи отрицательных проводимостей не превышают значения генератора шумового тока i_n. В зависимости от коэффициента трансформации m максимальное отношение сигнал-шум достигается при различных парах отрицательных проводимостей в эквивалентной схеме АТР.

Литература

I. Марше Ж. Операционные усилители и их применение. Л., "Энергия", 1974.

2. Yanagisawa T. Realisation of generalized active transformer. Electronics Letters, vol. 12, No 12, 1976, pp. 300-301.

J. Ratassepp

Noise Performance of Active Transformer

Summary

Noise matching of transducer with an amplifier by using active transformer is described. Formulas for signal to noise ratio including noise of active transformer are given.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.375.4:621.391.822

Х.А. Таммет

О МЕТОДИКЕ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ШУМОВОЙ МАКРОМОДЕЛИ ИНТЕГРАЛЬНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

При анализе и оптимизации аналитическими или машинными методами усилительных устройств исходными являются модели применяемых в схеме элементов. В усилителях все шире используются интегральные схемы (ИС), полные эквивалентные схемы которых с учетом всех компонентов являются сложными. Это вызывает значительное увеличение времени расчета, особенно при решении задач оптимизации. Целью макромоделирования является получение эквивалентной схемы ИС с минимальным числом элементов, описывающей с достаточной точностью взаимосвязь напряжений и токов на внешних клеммах ИС [1,2]. При расчете шумовых свойств схем в макромодели ИС должны быть включены и шумовые :араметры. Ниже рассматривается методика определения параметров шумовой макромодели применительно к интегральным оперционным усилителям (ОУ) в диапазоне низких частот.

При синтезе макромодели ИС возможны принципиально разные подходы [2,3], которые исходят из физического построения ИС и путём редукции числа элементов и их соединений достигают упрощения схемы, либо производят формальную аппроксимацию известных характеристик ИС и строят соответствующую эквивалентную схему. При обеих подходах критерием качества макромодели является среднеквадратичная ошибка

$$\varepsilon^2 = \sum_i k_i (W_i - W_i')^2, \tag{1}$$

где W_i – параметр ИС, например, модуль или фаза определенной схемной функции, спектральная плотность шума или др.;
W_i' – соответствующий параметр макромодели ИС;
k_i – весовой коэффициент.

В практике целесообразным является совместное применение этих подходов, причем максимально используют априорную информацию об электрической схеме ИС и ее параметрах [4]. Методика синтеза макромодели сводится тогда к следующему:

I. Определяют критерии синтеза (I), т.е. совокупность характеристик, параметров и весовых коэффициентов, а также другие существенные условия (например, диапазон частот).

2. Изучают параметры и характеристики, которые заданы в ТУ ИС.

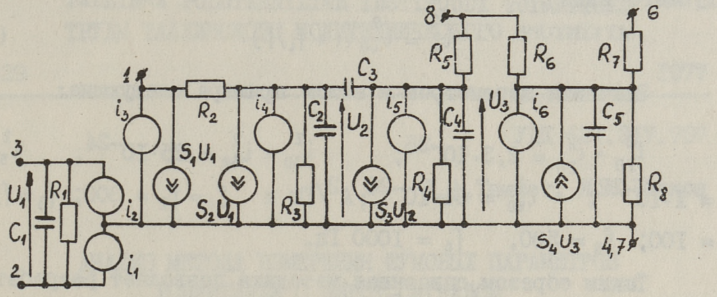
3. Производят измерение характеристик ИС на ее внешних клеммах.

4. Производят синтез топологии макромодели, причем априорно заданы те клеммы, которые являются внешними клеммами ИС.

5. Производят расчет значений элементов макромодели методами параметрической оптимизации модели по критерию (I).

В качестве примера приведенных выше принципов проведена разработка макромодели ОУ типа КI53УД2. При малой амплитуде сигнала и шума можем принять элементы модели линейными. Тогда основными параметрами W_i, по которым проводим разработку макромодели являются малосигнальные частотные характеристики (ЧХ) сопротивлений и коэффициентов передач, а также спектральные плотности шумовых напряжений и токов между внешними клеммами ОУ. Измерение указанных параметров производится при разных условиях на остальных клеммах ОУ, в т.ч. при холостом ходе, коротком замыкании и при определенном сопротивлении нагрузки по переменному току. Следует учесть, что требуется сохранение режимов транзисторов ОУ по постоянному току, поэтому ОУ был при измерении охвачен глубокой отрицательной обратной связью по постоянному току. Рационально провести измерения параметров ОУ начиная с выхода. ЧХ были измерены при помощи генератора синусоидального сигнала, широкополосных и селективных вольтметров и фазометров (Ф584, В6-I, ФК2-I2 или др.). Измерение ФЧХ совместно с АЧХ позволяет повысить точность определения частот среза, и тем самым значений емкостей в модели.

Структура макромодели ОУ типа КI53УД2 приведена на фиг. I. Нормально источники напряжения питания подключают-



Фиг. 1. Макромодель операционного усилителя К153УД2 с источниками шумового тока.

ся к клеммам 4 и 7, которые в модели являются общими. Клеммы 2 и 3 являются входными, а клемма 6 – выходной. Клеммы I и 8 служат для подключения корректирующих элементов ОУ. Число внутренних клемм определялось из условия передачи сигнала при разных условиях на внешних клеммах и по порядку схемных функций. Расположение некоторых элементов и их значений определены по электрической схеме ОУ, причем в скобках приведены экспериментально определенные значения: R_2 = = 0,5 (0,7) кОм; R_5 = 0,5 (0,55) кОм; R_6 = 7 (6,4) кОм; R_7 = 25 (35) Ом. По результатам измерений в диапазоне частот от 0 до I0 МГц были определены значения резисторов и конденсаторов макромодели: R_1 = 0,48 МОм; R_3 = 8,2 МОм; R_4 = 9,7 МОм; R_8 = I2 Ом; C_I = 2,5 пФ; C_2 = 9,3 пФ; C_3 = = 0,II пФ; C_4 = 6 пФ; C_5 = I,6 нФ, а также проводимостей, управляемых напряжением источников тока: $S_1 = S_2$ =0,2мСм; S_3 = I,2 мСм; S_4 = 80 мСм. Приведенные значения характеризуют один конкретный образец ОУ и, очевидно, что для определения вероятностных значений требуется провести измерение множества ОУ.

Собственные шумы ОУ рационально выразить в виде источников шумового тока со спектральной плотностью i_i^2 (в единицах A^2/Гц). Взаимная корреляция отдельных шумовых источников рассматриваемой схемы достаточно мала, поэтому можем считать шумовые источники статистически независимыми. В диапазоне низких и средних частот достаточно аппроксимировать спектральную плотность шумового тока функцией следующего вида

$$i_i^2 = i_{i0}^2 (1 + f_i/f). \qquad (2)$$

Значения параметров в нашем примере следующие:

$i_{10}^2 = i_{20}^2 = 2{,}3 \cdot 10^{-26}$; $i_{30}^2 = i_{40}^2 = 25 \cdot 10^{-24}$; $i_{50}^2 = 1 \cdot 10^{-22}$; $i_{60}^2 = 64 \cdot 10^{-20}$; A^2/Гц и $f_1 = f_2 = 300$; $f_3 = f_4 = 100$; $f_5 = 500$, $f_6 = 1000$ Гц.

Таким образом, описанная методика позволяет разрабатывать структуру и рассчитать значения параметров шумовой макромодели ОУ. Макромодели применяются при анализе и расчете малошумящих электронных схем.

Литература

I. Норенков И.П. и др. Математическое обеспечение задач получения и использования макромоделей. "Известия вузов. Радиоэлектроника", 1976, № 6, с. 118-119.

2. Boyle, G.R. e.a. Macromodeling of integrated circuit operational amplifiers. JEEE Journal of Solid-State Circuits. Vol. 9, 1974, No. 6, pp. 353-364.

3. Агаханян Т.М. и др. Моделирование элементов интегральных схем на биполярных транзисторах. Микроэлектроника, т. 5, 1976, вып. 3, с. 211-216.

4. Эйдельнант В.М. Параметрический синтез моделей узлов радиоэлектронных систем. Сб. "Машинные методы проектирования электронных схем". М., МДНТП им. Дзержинского, 1975, с. 99-102.

H. Tammet

Measuring the Noise Parameters of Macromodels

Summary

Methods to measure the macromodel noise parameters of integrated operational amplifiers are investigated. Experimental results are presented.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.317.757

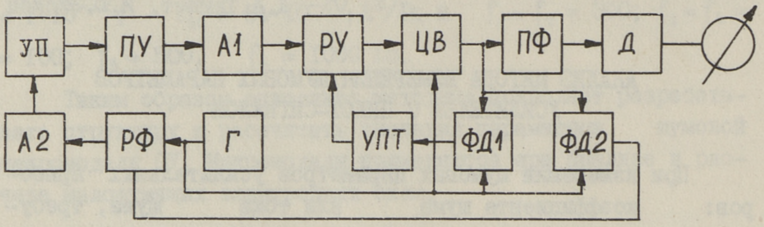
Х.А.Таммет, И.Ю.Эйскоп

АНАЛИЗ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ШУМОВЫХ ПАРАМЕТРОВ УСИЛИТЕЛЕЙ С ПИЛОТ-СИГНАЛОМ

При измерении шумовых параметров усилительных приборов: коэффициента шума или тока шума, требуется определить или стабилизировать коэффициент усиления целого измерительного тракта (ИТ) $K_т$ (включая испытуемый усилитель). Для этого можно применять метод отрицательной обратной связи без преобразований спектра сигнала [I]. Однако,при сложном характере частотных характеристик испытуемого прибора возникают трудности обеспечения устойчивости измерительного тракта даже при введении цепей коррекции. В таких случаях целесообразно применять метод калибровочного пилот-сигнала (ПС) [2].

Для разделения измеряемых шумов и пилот-сигнала на выходе ИТ применяются методы линейной или нелинейной фильтрации [2]. Примером последнего метода может служить структура приборов [3], где производится перемножение выходного сигнала ИТ на опорный сигнал с частотой пилот-сигнала. Постоянная составляющая,пропорциональная амплитуде пилот-сигнала, и переменная составляющая шумового сигнала разделяются затем путем линейной фильтрации. Наличие нелинейного преобразования совместно шумового и пилот-сигнала может в некоторых случаях вызвать ограничения, например, по ширине частотной полосы или по точности. Это исключено при структуре прибора [4], где на выходе ИТ напряжение пилот-сигнала вычитается из смеси пилот-сигнала и шума опорным напряжением, имеющим определенную амплитуду и совпадающим по частоте и фазе с ПС.

Блок-схема разработанного прибора приведена на фиг. I и состоит из испытуемого усилительного прибора УП, предварительного усилителя ПУ, аттенюаторов AI и A2, усилителя с регулируемым коэффициентом передачи РУ, цепи вычитания ЦВ, полосового фильтра ПФ, детектора эффективного значения Д, основного фазового детектора ФДI, фазового детектора квадратурного сигнала ФД2, усилителя постоянного тока УПТ, генератора пилот-сигнала Г и регулируемого фазовращателя РФ.



Фиг. 1. Блок-схема измерителя шумовых параметров.

Напряжение измеряемых шумов УП $U_ш$, приведенное ко входу ИТ, и напряжение пилот-сигнала U_c усиливаются в ИТ, причем напряжение на выходе регулирующего усилителя

$$\dot{U}_р = \dot{K}_у \cdot \dot{K}_{пу} \cdot \dot{K}_{A1} \cdot \dot{K}_{ру}(\dot{U}_ш + \dot{U}_c) = \dot{K}_{т0}\left(1 - \frac{U_{ут}}{U_{р0}}\right)(\dot{U}_ш + \dot{U}_c),$$

где $\dot{K}_у$, $\dot{K}_{пу}$, $\dot{K}_{A1}$, $\dot{K}_{ру}$ – коэффициенты усиления блоков УП, ПУ, AI и РУ соответственно.

При этом передаточная характеристика регулирующего усилителя аппроксимирована функцией

$$\dot{K}_{ру} = \dot{K}_{ру0}\left(1 - \frac{U_{ут}}{U_{р0}}\right),$$

где $\dot{K}_{ру0}$, $U_{р0}$ – параметры РУ;

$U_{ут}$ – управляющее постоянное напряжение.

Напряжение на выходе вычитающего устройства с коэффициентом передачи $K_в$

$$U_в = \dot{K}_в(\dot{U}_р - \dot{U}_г) = K_в\left\{K_{т0}\left(1 - \frac{U_{ут}}{U_{р0}}\right)\left[U_ш + U_{ca}\sin(\omega t + \varphi_1 + \varphi_2) - U_{гa}\cdot\sin\omega t\right]\right\},$$

где $U_г$ – напряжение генератора синусоидального ПС;

φ_1 – сдвиг фазы ПС в цепи РФ-А2;

φ_2 – сдвиг фазы ПС в цепи УП-ПУ-AI-РУ.

Фазовым детектором ФДI производится выделение остаточного разностного пилот-сигнала на выходе вычитающего устройства. Если квадратурный фазовый детектор ФД2 и регулируемый фазовращатель РФ обеспечивают равенство $\varphi_1+\varphi_2=0$, то напряжение на выходе УПТ с коэффициентом усиления $K_{ут}$

$$U_{ут}=\frac{2}{\pi}K_{ут}\ K_в\left[K_{то}\left(1-\frac{U_{ут}}{U_{ро}}\right)U_{са}-U_{га}\right].$$

Теперь можем найти коэффициент усиления измерительного тракта

$$K_т=K_{то}\left(1-\frac{U_{ут}}{U_{ро}}\right)=\frac{1+\frac{2}{\pi}K_{ут}\cdot K_в\cdot\frac{U_{га}}{U_{ро}}}{\frac{1}{K_{то}}+\frac{2}{\pi}K_{ут}\cdot K_в\cdot\frac{U_{га}}{U_{ро}}\cdot K_2},$$

где K_2 – коэффициент передачи цепи РФ-А2.

При достаточно большом коэффициенте усиления петли системы стабилизации усиления ($K_{то}\gg 1$, $K_{ут}\gg 1$) коэффициент усиления $K_т$ в основном определяется коэффициентом передачи аттенюатора А2 K_2

$$K^*_т=\frac{1}{K_2}.$$

Статическая погрешность коэффициента усиления измерительного тракта

$$\delta_т=\frac{K_т}{K^*_т}-1=\frac{K_2\cdot K_{то}-1}{1+\frac{2}{\pi}K_{то}\cdot K_в\cdot K_2\cdot\frac{U_{га}}{U_{ро}}}.$$

Измеряемый шум, а также остаточный пилот-сигнал с выхода вычитающего устройства проходят полосовой фильтр ПФ и детектируются в детекторе эффективного значения Д. Малая амплитуда остаточного пилот-сигнала обеспечивается выбором достаточно большого усиления в основной цепи стабилизации усиления и в цепи регулирования фазы.

Рассмотренная структурная схема является основой прибора, предназначенного для измерения шумовых параметров интегральных малошумящих усилителей низкой частоты в промышленных условиях.

Литература

1. Bruckmoser, L. Rauschmessschaltungen bei Transistoren. Int. Elektronische Rundschau, 1968, 8, S. 207-211.

2. Крисилов Ю.Д. Автоматическая регулировка и стабилизация усиления транзисторных схем. М., "Сов. Радио", 1972.

3. Hoeks, B. e.a. Transistor noise measuring apparatus. USA Patent No. 3619780 (9. 11. 1971).

4. Т а м м е т Х.А. Измеритель шума усилительных элементов. Авт. свидетельство СССР № 530275. Бюллетень № 36, 1976.

H. Tammet, I. Eiskop

A Method to Measure Amplifier Noise Parameters with Pilot-signal

Summary

A novel method to measure amplifier noise parameters is described. A pilot-signal is used to stabilize the amplification factor of measuring channel. An analysis of the method is presented.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 62-53

О.Э.Кангур, А.Э.Отс

ОЦЕНКА ИМПУЛЬСНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ СИСТЕМЫ ВТОРОГО ПОРЯДКА

В технике существует значительный класс систем, переходные процессы в которых определяются парой доминирующих полюсов. Часто поведение таких систем в свободном режиме с достаточной для практики точностью может быть описано дифференциальным уравнением второго порядка:

$$\ddot{x} + 2\alpha \dot{x} + \omega_n^2 x = 0. \tag{I}$$

Характер переходного процесса в системе (I) определяется расположением корней характеристического уравнения q_1 и q_2:

$$q_1 = q_2 = -\gamma \Rightarrow x(t) = (A_1 + A_2 t)\, e^{-\gamma t}, \tag{2а}$$

$$q_1 = -\gamma_1;\ q_2 = -\gamma_2 \Rightarrow x(t) = A_1 e^{-\gamma_1 t} + A_2 e^{-\gamma_2 t}, \tag{2б}$$

$$q_{1,2} = -\alpha \pm j\omega \Rightarrow x(t) = A e^{-\alpha t} \cos(\omega t + \varphi). \tag{2в}$$

Система (I) является устойчивой, если $\operatorname{Re} q_1 < 0$ и $\operatorname{Re} q_2 < 0$. При решении задач идентификации систем испытательным сигналом часто служат короткие импульсы и, следовательно, реакцию системы можно рассматривать как ее импульсную характеристику.

Задачу оценки импульсной характеристики можно решать различными способами - методами фильтрации или методами оценки параметров [I]. Методы оценки параметров можно адресовать параметрам выходного сигнала (в данном случае импульсной характеристики) или параметрам системы, порождающей сигнал. В первом случае потребуется три различных алгоритма оценки, так как импульсная характеристика может иметь три различные формы (2а,б и в). Во втором случае оцениваются параметры, входящие в уравнение (I), вид которого не зависит от расположения полюсов, и можно найти единый алгоритм оценки. Однако в уравнение входят только параметры α и ω_0. Параметры импульсной характеристики A_1 и A_2 (или A и φ) зависят от начальных условий и для их оценки требуется оценивать начальное состояние системы. Для многих практических приложений значение величин α и ω_0 является наиболее существенным.

Для нахождения алгоритма определения параметров системы (I) α и ω_0 применим метод наименьших квадратов [I].

Если для преобразования сигнала применять оператор дифференцирования, то инвариантный к ω_0 алгоритм оценки α имеет вид:

$$2\alpha^* = \frac{(\ddot{x},x)(x,\dot{x})-(\ddot{x},\dot{x})(x,x)}{(\dot{x},\dot{x})(x,x)-(x,\dot{x})^2}, \tag{3}$$

а инвариантный к α алгоритм оценки ω_0 имеет вид:

$$\omega_0^{*2} = \frac{(\ddot{x},\dot{x})(\dot{x},x)-(\ddot{x},x)(\dot{x},\dot{x})}{(\dot{x},\dot{x})(x,x)-(x,\dot{x})^2}, \tag{4}$$

где $(\cdot,\cdot)$ обозначают скалярное произведение.

Исходя из найденных оценок параметров системы, можно легко найти параметры импульсной характеристики (2), например, в случае комплексных полюсов:

$$x(t) = Ae^{-\alpha^* t}\cos(\omega^* t+\varphi), \tag{5}$$

где $\omega^* = \sqrt{\omega_0^{*2}-\alpha^{*2}}$.

При практической реализации операции дифференцирования возникают трудности и, следовательно, представляет интерес нахождение алгоритмов оценки, использующих другие преобразования сигнала. Используя структурные связи сигнала [2], можно найти операторное уравнение, решением которого и являются сигналы (2). Уравнение имеет вид:

$$L^2x-[l(q_1)+l(q_2)]\cdot Lx + l(q_1)\cdot l(q_2)x = 0, \tag{6}$$

где L – оператор некоторой стационарной линейной системы;

$l(p)$ – соответствующая передаточная функция.

Оценивая коэффициенты уравнения (системы) (6), можно их связать с параметрами переходного процесса (2).

Например, если L - оператор задержки на время τ, то $l(p)=e^{-p\tau}$ и в случае комплексных полюсов вместо алгоритмов (3) и (4) можно получить:

$$2e^{-\alpha^*\tau}\cos\omega_0^*\tau=\frac{(L^2x,x)(x,Lx)-(L^2x,Lx)(x,x)}{(Lx,Lx)(x,x)-(x,Lx)^2},$$

$$e^{-2\alpha^*\tau}=\frac{(L^2x,Lx)(Lx,x)-(L^2x,x)(Lx,Lx)}{(Lx,Lx)(x,x)-(x,Lx)^2}.$$

Цифровое моделирование алгоритмов (3) и (4) на ЭВМ показало, что оценку можно получить за очень короткое время. Например, в случае дифференцирования, можно найти инвариантную к α оценку ω_0 в течение 0,25 периода с точностью 0,5%.

Принципиально время оценки определяется только продолжительностью переходных процессов в системе L. Применяя оператор задержки, можно увеличить помехоустойчивость оценки.

Данный подход является особенно полезным при решении задач быстрой идентификации систем в случае медленно протекающих процессов.

Литература

1. Эйкхофф П. Основы индентификации систем управления. М., "Мир", 1975.

2. Заездный А.М., Кангур О.Э. Оптимальное измерение параметров сигналов при малой априорной информации о помехах. "Известия вузов. Приборостроение", т. ХУП, № 3, 1974.

O. Kangur, A. Ots

Estimation of the Pulse Response of a Second-order System

Summary

Algorithms for estimation of the pulse response parameters of a second-order linear system, using derivation and time delay are given, as well as the results of digital simulation.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.382.233

Ю.Ю.Григорьев, Б.В.Захаров

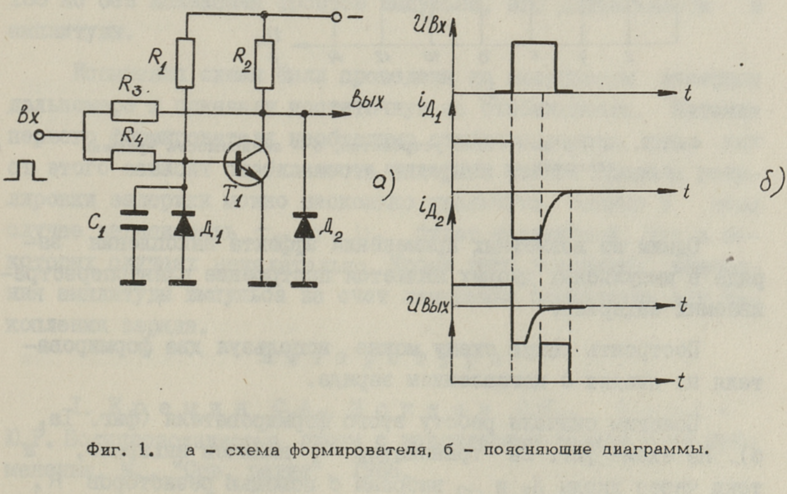
ПЛАВНО ИЗМЕНЯЕМАЯ ЗАДЕРЖКА НА ДИОДАХ С НАКОПЛЕНИЕМ ЗАРЯДА

Эффект накопления заряда в импульсных диодах известен давно и довольно подробно описан количественно и качественно в [I].

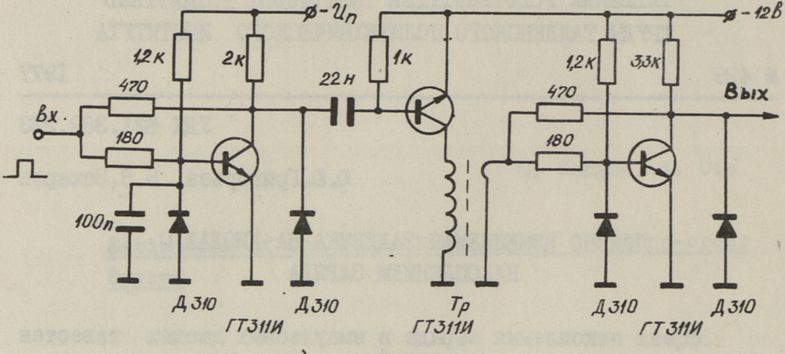
Используя этот эффект, можно построить различные устройства, как то: расширители импульсов, логические схемы и многое другое.

Основным достоинством диодов с использованием эффекта накопления заряда является их высокое быстродействие, позволяющее получать крутые фронты при формировании импульсов.

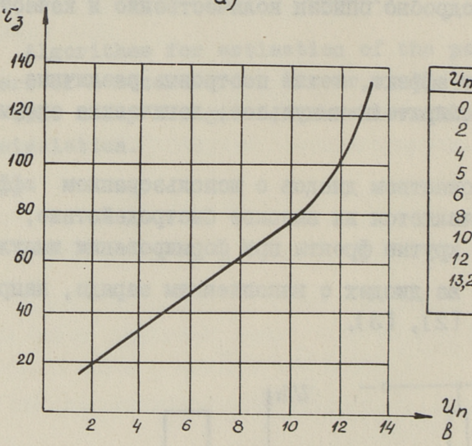
Формирователь на диодах с накоплением заряда, например, приведен в работах [2], [3].



Фиг. 1. а – схема формирователя, б – поясняющие диаграммы.



а)



$U_п$ (В)	$\tau_з$ (нс)
0	0
2	20
4	37
5	42,5
6	50,0
8	65,0
10	77,5
12	102,5
13,2	135,0

б)

Фиг. 2. а – общая схема устройства, б – зависимость времени задержки от напряжения питания.

Одним из возможных применений эффекта накопления заряда в импульсных диода́х является построение плавноперестраиваемых задержек.

Построить такую схему можно используя два формирователя на диодах с накоплением заряда.

Поясним сначала работу этого формирователя (фиг. Iа, б). На схеме фиг. 2а транзистор T_1 включен инверсно, а токи через диоды $Д_I$ и $Д_2$ выбраны с помощью резисторов R_1 и R_2 таким образом, чтобы ток $i_{Д_1}$ был больше, чем $i_{Д_2}$.

При подаче на вход схемы положительного импульса происходит запирание диодов $Д_1$ и $Д_2$, а так как ток через диод $Д_2$ меньше, чем через $Д_I$, то за счет эффекта накопления заряда $Д_I$ закроется позже, чем $Д_2$. В момент запирания $Д_2$ транзистор входит в активный режим и начинает усиливать входной импульс до момента закрытия диода $Д_2$, в момент закрытия этого диода режим транзистора вновь меняется на инверсный. Таким образом, на выходе формируется импульс задержанный относительно входного на время t_1 и длительностью t_2. При изменении токов через диоды импульс будет менять свое положение во времени и длительность. Закон изменения токов можно подобрать таким образом, чтобы длительность импульса оставалась постоянной, а менялось только временное положение. Этого можно добиться, подобрав сопротивления R_1 и R_2 таким образом, чтобы токи через $Д_2$ и $Д_2$ изменялись одинаково и перекрытие зон рассасывания накопленного заряда оставалось постоянным при изменении напряжения питания. Однако, изменение питающего напряжения приводит к изменению амплитуды выходного импульса, что нежелательно. От этого можно избавиться, подав его на второй формирователь. Полная схема устройства показана на фиг. 2а, а зависимость времени задержки от напряжения питания – на фиг. 2б. Схема позволяет плавно изменять задержку от 0 до I30 нс без искажения фронтов импульса, его длительности и амплитуды.

Испытания схемы были проведены на импульсном лазерном дальномере и показали достаточную ее стабильность. Питание первого формирователя необходимо стабилизировать, так как от этого зависит стабильность задержки схемы. Пределы регулировки задержки можно несколько увеличить, однако в этом случае зависимость $\tau_з$ от $U_п$ будет нелинейной, что в некоторых случаях нежелательно. Кроме того, возникают изменения амплитуды импульса за счет изменения перекрытия зон накопления заряда.

Литература

I. Еремин С.А., Мокеэв О.К., Носов Ю.Р. Полупроводниковые диоды с накоплением заряда и их применение. М., "Сов. радио", I966.

2. Вишневский В.Н. и др. Сб. "Туннельные диоды в вычислительной технике", Рига, "Зинатне", 1972.

3. Харли Р.Б. Логические схемы на транзисторах. М., "Мир", 1965.

Y. Grigoryev, B. Zakharov

Smoothly Tuneable Delay Using the CSD

Summary

The device, attaining delay time of pulse signal 5...120 ns with high accuracy is described. The explaining diagrams are presented.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 429 1977

УДК 621.328.9:621.391.133

А.А. Таклая

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ С ПОМОЩЬЮ МОМЕНТОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛА

При стационарном сигнале вероятность ошибки P_e определяется отношением сигнал/шум (S/N) и значением порога решения S_t, т.е. зависимостью $P_e = f(S, N, S_t)$. Если при замирании сигнал будет меняться, то будет меняться и вероятность ошибки, среднее за многие циклы замираний значение вероятности ошибки получаем из выражения

$$P_{ef} = \int_0^\infty P_e(S, N, S_t)\, W(S)\, dS, \tag{1}$$

где $W(S)$ – распределение плотности вероятности замираний сигнала.

Распределение $W(S)$ часто является результатом мультипликативного действия некоторого числа (n) физических процессов, из которых каждый в отдельности вызвал бы замирания сигнала с распределением $W_i(S)$, здесь по индексу $i = 1, 2, 3\ldots$ различают эти распределения. Влияние мультипликативных процессов на сигнал можно рассматривать как действие случайных параметров модуляции $m_i = S_i/S_0$, где S_i – флуктуирующий сигнал при действии только i-го процесса, а S_0 – сигнал в случае, если не действует ни один из процессов. При действии множества (n) процессов общий флуктуирующий сигнал будет

$$S = S_0 \cdot \prod_{i=1}^{n} m_i. \tag{2}$$

В этом случае для определения общего распределения можем пользоваться свойством преобразования Меллина [1]

$$P(x) = S_0 \cdot \prod_{i=0}^{n} P_i(x), \tag{3}$$

где $P(x)$ и $P_i(x)$ результаты преобразования Меллина ($P(x) = \int_0^\infty m^{x-1} W(m)\, dm$) функций $W(S)$ и $W_i(m_i)$

соответственно. Обратным преобразованием Меллина получаем распределение $W(S)$. При вычислении P_{ef} мы можем отвлечься от сложной процедуры нахождения обратного преобразования Меллина. Для этого разложим функцию $P_e(S)$ в (I) в степенной ряд. Интегрируя теперь выражение (I) по членам, получаем ряд моментов распределения $W(S)$. k-й момент распределения вычисляется с помощью преобразования Меллина как

$$l_k = P(k+1). \tag{4}$$

Используя выражение (3), запишем в итоге моменты общего распределения $W(S)$ через моменты распределения $W_i(m_i)$

$$l_k = S_0^k \prod_{i=0}^{n} l_{ik}, \tag{5}$$

которые поставим в ряд моментов для вычисления P_{ef}.

Для примера рассмотрим случай, когда используется приемник со следящим порогом для приема бинарного сигнала с равной вероятностью нуля и единицы. При этом [2]

$$P_e = [1 - \mathrm{erf}(S/(2\sqrt{2}\,N))]. \tag{6}$$

Функцию $\mathrm{erf}(u)$ разложим в степенной ряд [3]

$$\mathrm{erf} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n u^{2n+1}}{n!(2n+1)}. \tag{7}$$

Замирания сигнала в канале связи вызваны главным образом двумя независимыми процессами, один из которых дает логнормальный закон распределения для флуктуации

$$W_1(m_1) = (m_1\sqrt{2\pi}\,\sigma)^{-1} \exp\left[-\frac{(\ln m_1 + \sigma^2/2)^2}{2\sigma^2}\right] \tag{8}$$

с моментами

$$r_k = e^{\frac{k\sigma^2}{2}(k-1)}, \tag{9}$$

где σ^2 – дисперсия логарифма m_1,

а другой дает β-распределение

$$W_2(m_2) = \frac{2}{\alpha} m_2^{\frac{2}{\alpha}-1}, \qquad 0 < m_2 < 1 \tag{I0}$$

с моментами

$$t_k = \frac{1}{1+\frac{\alpha k}{2}}, \tag{II}$$

где α-характеризует силу воздействия процесса m_2. Используя выражение (5) получаем моменты при действии обоих процессов

$$l_k = \frac{\exp[k\sigma^2(k-1)/2]}{1+k\alpha/2} S_0^k. \qquad (12)$$

Вставив уравнения (7) и (6) в (I) и интегрируя почленно, получаем через ряд моментов (I2) выражение

$$P_{ef} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2\sqrt{2}N)^{2n+1} n!(2n+1)} \cdot \frac{\exp[2n(2n+1)\sigma^2/2]}{1+(2n+1)\alpha/2} S_0^{2n+1}. \qquad (13)$$

Ряд сходится только при $\sigma = 0$, тогда P_{ef} равно

$$P_{ef} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n}{(2\sqrt{2}N)^{2n+1} n!(2n+1)} \cdot \frac{S_0^{2n+1}}{1+(2n+1)\alpha/2}. \qquad (14)$$

Как показывает пример, данный метод расчета применим в случае, когда члены ряда P_e сходятся быстрее (к нулю), чем моменты распределения $W(S)$.

Литература

I. Dolan, B.E. Proc. IEEE 58, No. 12, p. 1745, (1964).

2. Пратт В.К. Лазерные системы связи. М.,"Связь", 1972.

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

A. Taklaja

Error Probability Determination by Moments of Fading Distribution

Summary

A method for calculating average bit error probability in fading communication channel is shown. By this method the expression for the calculation of error probability can be written as a series of moments of fading probability density distribution. Also a method for the calculation of these moments when being effected by a number of fading processes is shown.

[illegible] (7) и (8), а [illegible] (11) [illegible] получим [illegible] (12) выражение

[illegible]

Это оказывается только при $\Gamma = 0$, тогда $P_{ош}$ равна

[illegible]

Как показывает пример, [illegible] в случае [illegible]

1. [illegible] (196[illegible]).

2. П р а т т [illegible] М., "Связь", 19[illegible].

3. Г р а д ш т е й н И.С., Р ы ж и к И.М. Таблицы [illegible]

Error probability computation [illegible] of fading [illegible]

Summary

A method for calculating the error probability in fading communication channel is given. [illegible] the expression for the calculation of error probability [illegible] as a series of [illegible] of fading probability density distribution. Also a method for [illegible] calculation of [illegible] processes is shown.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 681.121.8

А.А.Мейстер, Г.А.Филиппов,
Ю.П.Мальцев

ОБ ОДНОЙ ВОЗМОЖНОСТИ КОРРЕЛЯЦИОННОГО ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖИДКОСТЕЙ

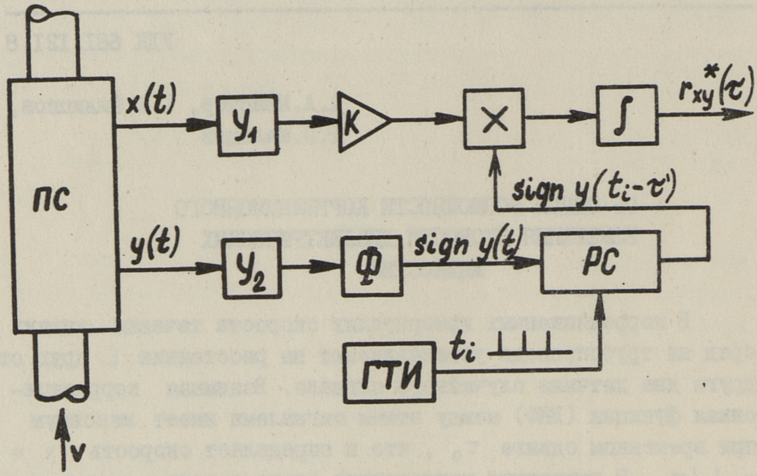
В корреляционных измерителях скорости течения жидких сред на трубопроводе устанавливают на расстоянии L друг от друга два датчика случайного сигнала. Взаимная корреляционная функция (ВКФ) между этими сигналами имеет максимум при временном сдвиге τ_0, что и определяет скорость $v = L/\tau_0$. В известных применениях этого метода в качестве сигналов используются флуктуации температуры, электропроводности, поглощения ультразвука и т.д. [1].Нами рассматривалась возможность применения для этой цели электрических шумов, генерируемых при движении диэлектрической среды в изолирующих трубопроводах.

Измерения электрического шума, генерируемого при течении трансформаторного масла в стеклянных и пластмассовых трубах, показатели, что шумовое напряжение нелинейно зависит от скорости. При скорости 2 м/с в трубе с внутренним диаметром 10 мм среднеквадратическое напряжение шума в некоторых случаях достигает значения 1 В. Измерение закона распределения и последующая проверка по критерию χ^2 показали, что распределение шума весьма близко к нормальному. Это обстоятельство позволяет применить для корреляционных измерений знаковые или релейные (значение - знак) корреляторы.

Для построения лабораторной установки был выбран вариант релейного коррелятора, который даёт оценку нормированной ВКФ в виде [2]:

$$r^*_{xy}(\tau)=\sqrt{\frac{2}{\pi}}\cdot\frac{1}{\sigma_x\cdot T}\cdot\int_0^T x(t)\,\mathrm{sign}\,y(t-\tau)\,dt. \qquad (1)$$

Согласно [3], такая оценка имеет дисперсию, лишь в 1,57 раза превышающую дисперсию оценки, получаемой обычным коррелятором с аналоговым перемножителем.



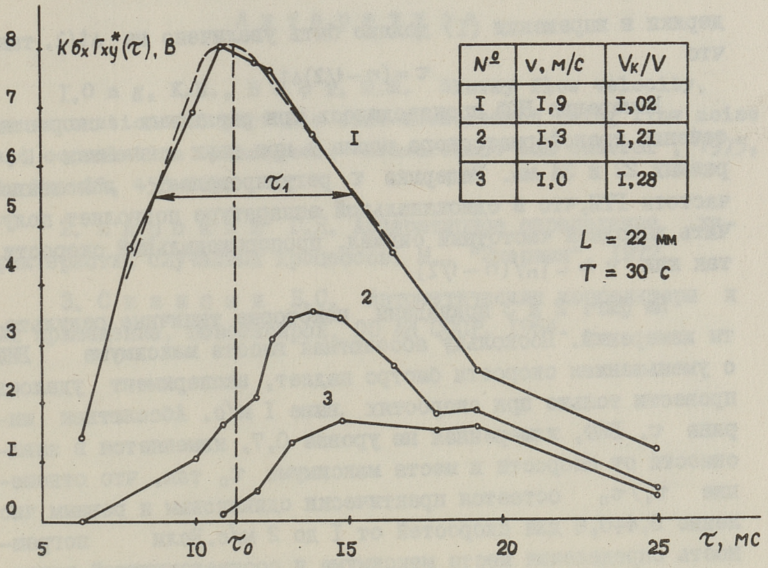
Фиг. 1. Функциональная схема корреляционного измерителя скорости жидкости.

Лабораторная установка (фиг. I) содержит преобразователь скорости ПС, служащий для получения шумовых напряжений $x(t)$ и $y(t)$, предварительные усилители $У_1$, $У_2$ и собственно коррелятор. В последнем формирователь Ф преобразует напряжение шума $y(t)$ в знаковый сигнал, временная задержка которого осуществляется регистром РС, управляемым импульсами с частотой f_n от генератора тактовых импульсов ГТИ. Напряжение шума $x(t)$ через масштабный усилитель поступает на перемножитель, выходной сигнал которого после интегрирования пропорционален оценке ВКФ.

При использованном методе задержки интеграл в выражении (I) заменяется суммой вида

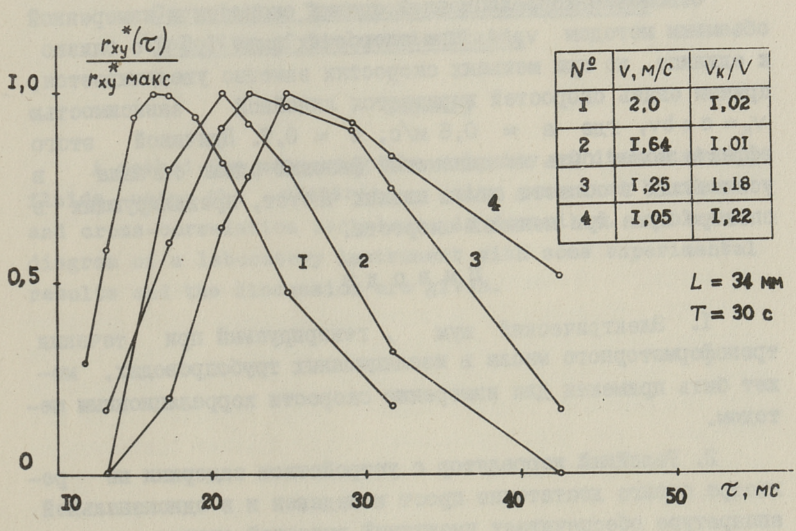
$$\sum_{i=0}^{N}\left[\operatorname{sign} y(t_i-\tau')\cdot\int_{t_i}^{t_i+\Delta t} x(t)\,dt\right],$$

где длина каждого слагаемого $\Delta t = 1/f_n$, а моменты t_i соответствуют моментам поступления тактовых импульсов. Задержка знакового сигнала на выходе n-го триггера регистра равна $\tau'=(n-1)\Delta t$, однако, эквивалентное значение за-



№	v, м/с	V_K/V
I	I,9	I,02
2	I,3	I,2I
3	I,0	I,28

Фиг. 2. Графики ВКФ.



№	v, м/с	V_K/V
I	2,0	I,02
2	I,64	I.0I
3	I,25	I.I8
4	I,05	I,22

Фиг. 3. Графики нормированной ВКФ.

держки в выражении (I) должно быть увеличено на $\Delta t/2$, так что

$$\tau = (n - 1/2)\Delta t.$$

Измерение ВКФ производилось при различных скоростях течения трансформаторного масла и при двух значениях L, равных 22 и 34 мм. Задержка τ регулировалась изменением частоты ГТИ, что в одноканальной аппаратуре позволяет получить выходной частотный сигнал, пропорциональный скорости, так как $v = L f_n/(n-1/2)$.

На фиг. 2 и 3 приведены некоторые типичные результаты измерений. Поскольку абсолютная высота максимума ВКФ с уменьшением скорости быстро падает, эксперимент удалось провести только при скоростях выше I м/с. Абсолютная ширина τ_1 ВКФ, измеренная на уровне 0,7, изменяется в зависимости от скорости и места максимума τ_0 так, что отношение τ_1/τ_0 остается практически одинаковым и равным численно 0,4÷0,6 для скоростей от I до 2 м/с. Если погрешность определения места максимума и соответствующей корреляционной скорости $v_k = L/\tau_0$ оценить величиной I0% от отношения τ_1/τ_0, то относительная погрешность оценки скорости v_k имеет порядок величины 4÷6%.

Отношение корреляционной оценки скорости к измеренной объемным методом v_k/v при скоростях выше I,5 м/с близко к единице, но при меньших скоростях заметно увеличивается, причем связь скоростей выражается линейной зависимостью $v_k = a + bv$, где $a \approx 0{,}6$ м/с, $b \approx 0{,}7$. Причиной этого эффекта может быть неодинаковый фазовый сдвиг сигнала в усилителях в области самых низких частот, превалирующих в спектре шума при меньшей скорости.

Выводы

I. Электрический шум, генерируемый при течении трансформаторного масла в изоляционных трубопроводах, может быть применен для измерения скорости корреляционным методом.

2. Релейный коррелятор с устройством задержки на регистре сдвига достаточно прост и надежен и в одноканальной аппаратуре обеспечивает частотный выходной сигнал.

Литература

1. О n g, K.H., B e c k, M.S. Slurry flow velocity, concentration and particle size measurement using flow noise and correlation techniques. "Measurement and Control", 1975, 8, No. 11, 453-463.

2. М и р с к и й Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. М., "Энергия", 1972.

3. С и н и ц ы н Б.С. Автоматические корреляторы и их применение. Новосибирск, СО АН СССР, 1964.

A. Meister, G. Filipov, Y. Maltsev

Correlation Technique for Measuring the Velocity of Dielectric Fluids

Summary

A method for measuring the velocity of dielectric fluids, using the electric noise generated by flow and cross-correlation technique, is described. A block diagram of a laboratory instrument with some experimental results and the discussion are given.

1. L o n e, K.H., S e t h, K.K. Slurry flow velocity, concentration and particle size measurements using flow noise and correlation techniques. – [illegible], 1975, [illegible]

2. Н е р е н и н Т.Д. [illegible] ..., М., [illegible], 197[illegible].

3. С а в и н и н Б.С. [illegible] и их применение. Новосибирск, СО АН СССР, 1984.

[illegible]

[illegible] ultrasonic [illegible] velocity [illegible] fluids [illegible] and cross-correlation technique. [illegible] diagram of a laboratory installation [illegible] experimental results and the discussion are given.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА
№ 429 1977

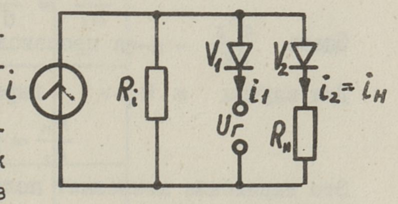
УДК 621.396

Э.А.Шульц, А.Б.Кульман, А.Б.Чубрик

ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН КЛЮЧЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

Динамический диапазон преобразователя частоты ограничивается сверху нелинейными эффектами. Один из способов уменьшения нелинейности состоит в применении ключевых преобразовательных элементов. Влияние нелинейности самих ключевых элементов уменьшают при помощи дополнительных линейных элементов-сопротивлений. Однако такие сопротивления снижают коэффициент передачи преобразователя частоты.

Представляет интерес рассмотреть возможности линеаризации ключевого преобрезователя частоты за счет высокого выходного сопротивления источника входного сигнала. Источник сигнала с такими свойствами в пределе вырождается в источник тока. В этом случае ключевой преобразователь частоты должен строиться по схеме переключателя тока. Ниже рассматривается случай диодного переключателя тока (фиг.I).



Фиг. 1. Схема диодного переключателя тока.

Оценим нелинейность такого преобразователя с учетом выходного сопротивления источника сигнала R_i. Сигнал гетеродина будем считать прямоугольным (с нулевой длительностью фронта). Процесс переключения диодов будем считать мгновенным. Кроме того, будем считать пренебрежимо малым ток через закрытый диод. В таком случае, нелинейность преобразователя частоты будет проявляться лишь при открытом диоде V_1, когда ток источника i протекает через нагрузку преобразователя частоты $R_н$. Нелинейность диода можно описать его вольтамперной характеристикой

$$i_v = I_0(e^{\alpha u_v} - 1),$$

где I_0 и α имеют общеизвестный смысл.

В токе источника i будем различать переменную составляющую i_s и постоянную составляющую I.

$$i = I + i_s.$$

Последняя необходима из-за униполярности диода как ключевого элемента. При этом выбором I обеспечивается однонаправленность тока $i \geqslant 0$. В этих условиях ток в нагрузке $i_н = i_2$ выражается при помощи уравнения

$$E = z + \ln z + \ln \alpha I_0 R_i,$$

в котором $E = i R_i \alpha$; $z = i_н R_i \alpha$ $R_н << R$.

Такое выражение исследовано в [I]. Данные этой работы позволяют получить выражение для относительной величины n-ой гармоники входного сигнала, образующейся в нагрузке при открытом диоде V_1 и закрытом V_2:

$$\frac{A_n}{A_1} = \frac{d^n z}{dE^n} \cdot \frac{E^{n-1}}{2^{n-1}!\,n!}.$$

Здесь $\frac{d^n z}{dE^n}$ - n-ая производная.

Для случая $\alpha i R_i >> 1$ выражение упрощается:

$$\frac{A_n}{A_1} = \frac{i_s^{n-1}}{2^{n-1} n I^n R_i}.$$

Это выражение позволяет получить коэффициенты разложения функции $i_н(i_s)$ в ряд Тейлора

$$i_н(i_s) = a_0 + a_1 i_s + a_2 i_s^2 + a_3 i_s^3 + \ldots$$

В свою очередь, коэффициенты разложения позволяют получить через их отношение на основании данных [2,3] величину динамического диапазона. Так как продукты четного порядка подавляются применением балансных схем, оценим ширину динамического диапазона по отношению амплитуды полезного продукта преобразования A к продукту взаимной модуляции третьего порядка $A_{вм3}$

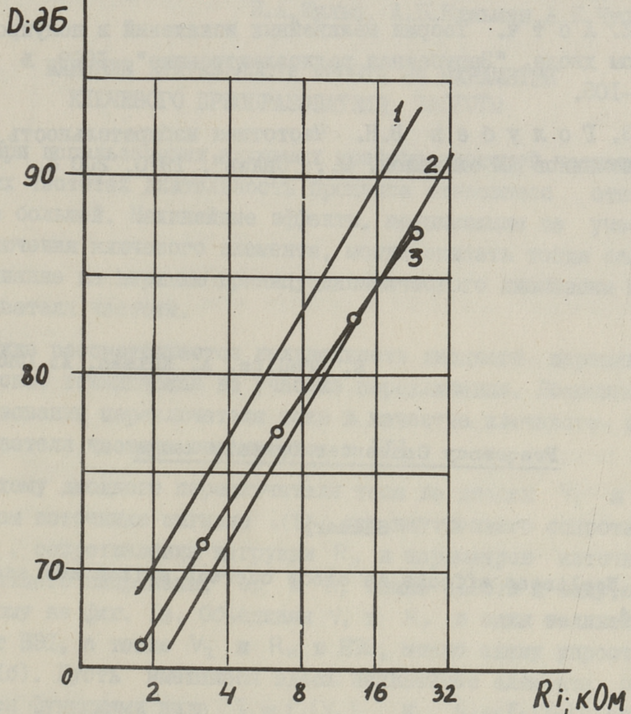
$$D = \frac{A_1}{A_{вм3}} = \frac{4 R_i I^3 \alpha}{i_s^2}. \qquad (I)$$

При данном постоянном токе I максимальное значение D соответствует условию $i_s = \frac{I}{2}$

и равно $$D_{max} = 16 R_i I \alpha.$$

Коэффициент передачи преобразователя по току $K_{пр} = \frac{1}{\pi}$.

Экспериментальное исследование выполнено при условиях, отмеченных на фиг. 2. Там же показана зависимость, построенная на основании (I) при величинах, соответствующих условиям эксперимента.



Фиг. 2. Зависимость динамического диапазона от сопротивления источника сигнала при $R_н$=300 Ом, I=1 мА, A_1=56 мВ.

1 – Теоретическая зависимость при α=40 $В^{-1}$.
2 – Теоретическая зависимость при α=20 $В^{-1}$.
3 – Экспериментальная зависимость.

Расхождение расчетных и экспериментальных данных можно объяснить идеализацией характеристик диодов при расчетах.

Проведенный анализ показывает, что применение в ключевом преобразователе частоты источника сигнала с высоким выходным сопротивлением позволяет получить эффективное подавление нелинейности ключевых диодных элементов.

Литература

I. К и м Л.Т. Транзисторные амплитудные модуляторы в аппаратуре многоканальной связи. М., "Связь", 1975, 64 с.

2. Л о т ч. Теория нелинейных искажений в полупроводниковом диоде. "Зарубежная радиоэлектроника", 1969, № 10, с. 83-105.

3. Г о л у б е в В.Н. Частотная избирательность радиоприемников АМ сигналов. М., "Связь", 1970, 200 с.

E. Schults, A. Kulman, A. Chubrik

Frequency Converter Dynamic Range

Summary

Nonlinear effects in diode current switch are analysed.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

№ 429 1977

УДК 621.396

Э.А.Шульц, А.Б.Кульман, А.Б.Чубрик

ВЛИЯНИЕ ДЛИТЕЛЬНОСТИ ФРОНТА НА ПАРАМЕТРЫ КЛЮЧЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ЧАСТОТЫ

При использовании ключевых преобразователей частоты на высоких частотах длительность процесса становится относительно большой. Нелинейные эффекты, возникающие на участке переключения ключевого элемента, могут оказать тогда заметное влияние на верхнюю границу динамического диапазона преобразователя частоты.

Ниже рассматривается нелинейность диодного переключателя тока, возникающая на участке переключения. Возможность использования переключателя тока в качестве ключевого преобразователя частоты описывается в [I].

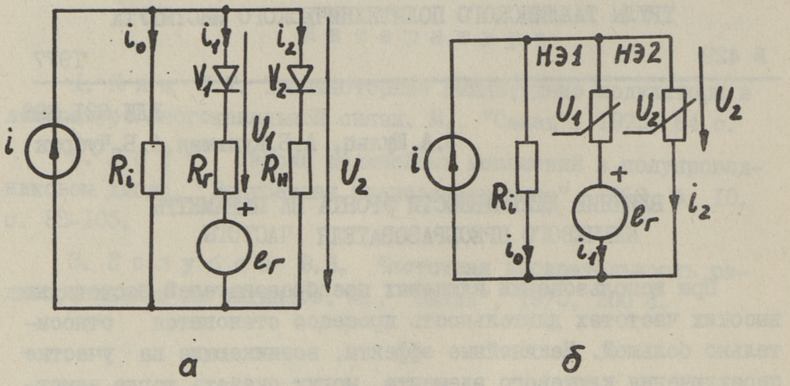
Схему диодного переключателя тока на диодах V_1 и V_2 с учетом источника сигнала $i(t)$, его внутреннего сопротивления R_i, сопротивления нагрузки $R_н$ и параметров источника управляющего напряжения $e_г$ и $R_г$ можно свести к виду, приведенному на фиг. Iа. Объединяя V_1 и $R_г$ в один нелинейный элемент НЭI, а также V_2 и $R_н$ в НЭ2, можно схему упростить (фиг. Iб). Пусть имеющиеся здесь нелинейные элементы описываются функциями вида $i_1 = f_1(V_1)$ и $i_2 = f_2(V_2)$ соответственно. Тогда зависимость тока в нагрузке i_2 от тока источника сигнала i представима уравнением

$$i_2 = i - \frac{f_2^{-1}(i_2)}{R_i} - f_1\left[f_2^{-1}(i_2) - e_г\right]. \qquad (I)$$

Здесь $f_2^{-1}(i_2) = U_2$ – функция обратная $f_2(U_2) = i_2$.

На основании уравнения (I) можно сделать вывод об условиях, обеспечивающих линейность зависимости $i_2(i)$.

Действительно, нелинейность $i_2(i)$ определяется 2-м и 3-м слагаемыми выражения (I). Применяя высокоомный источник сигнала с большим R_i, так что $i_0 << i_1 + i_2$, можно по-



Фиг. 1. Эквивалентные схемы ключевого преобразователя.

давить влияние 2-го слагаемого.

В 3-м слагаемом выявляется возможность взаимной компенсации нелинейности элементов НЭI и НЭ2. Такая возможность вытекает из наличия здесь прямых и обратных функций, описывающих нелинейность этих элементов. Взаимная компенсация будет существовать на всем участке переключения, если она не зависит от $e_г$. Для этого достаточно, чтобы f_1 обладала следующим свойством:

$$f_1(a+b) = C f_1(a)\cdot f_1(b).$$

Здесь C - константа.

Таким свойством обладают показательные, в частности, экспоненциальные функции. Пусть

$$i_1 = I_{01}\exp(\alpha_1 U_1); \qquad i_2 = I_{02}\exp(\alpha_2 U_2), \tag{2}$$

где α и I_0 - константы.

Тогда, при $R_i = \infty$ из (I) вытекает, что

$$i_2 = i - i_2^{\frac{\alpha_2}{\alpha_1}} \cdot \frac{I_{01}}{I_{02}^{\frac{\alpha_2}{\alpha_1}}} \cdot \exp(-\alpha_1 e_г).$$

Если $\alpha_1 = \alpha_2 = \alpha$,

то

$$i_2 = i\,\frac{1}{1 + \frac{I_{01}}{I_{02}}\exp(-\alpha e_г)}. \tag{3}$$

Здесь имеет место пропорциональная зависимость i_2 от i с коэффициентом пропорциональности, определяемым $e_г$.

К условиям (2) можно приблизиться в схеме фиг. Iа, если свести $R_г$ и $R_н$ к достаточно малым величинам.

Рассмотрим нелинейность, порождаемую наличием $R_г$ и $R_н$. Тогда, сохраняя выражение вида (2) для описания свойств собственно диодов, имеем для НЭI и НЭ2

$$i_1 = I_{01}\exp[\alpha_1(U_1 - i_1 R_г)],$$
$$i_2 = I_{02}\exp[\alpha_2(U_2 - i_2 R_н)]. \qquad (4)$$

Подставление уравнения (4) в (I), разложение функции $i_2(i)$ в ряд Тейлора и определение его коэффициентов позволяет выявить нелинейные эффекты в общем случае [2, 3].

Оценим величину нелинейности 3-го порядка с учетом влияния сопротивления нагрузки $R_н$, пренебрегая внутренней проводимостью источника сигнала и выходным сопротивлением гетеродина.

В этом случае можно записать:

$$e_г = \frac{1}{\alpha}\ln\left|\frac{i - i_2}{i_2}\right| + i_2 R_н. \qquad (5)$$

Выражение (5) можно преобразовать к виду:

$$i = i_2\left[1 + \frac{e^{\alpha e_г}}{e^{\alpha i_2 R_н}}\right]. \qquad (6)$$

Обозначив $e^{\alpha e_г} = A$ и $\alpha R_н = b$, получим

$$i = i_2[1 + Ae^{-bi_2}]. \qquad (7)$$

Рассматривая (7) как неявно заданную функцию вида

$$F(i, i_2) = 0,$$

произведем ее анализ разложением в ряд Тейлора, предварительно вычислив коэффициенты разложения:

$$F' = \frac{1}{[1 + Ae^{-by}(1 - by)]}; \quad F'' = -\frac{Ae^{-by}[b^2y - 2b]}{[1 + Ae^{-by}(1 - by)]^3};$$

$$F''' = \frac{Ae^{-by}[3b^2 - b^3y][1 + Ae^{-by}(1 - by)] - 3A^2e^{-2by}[b^2y - 2b]^2}{[1 + Ae^{-by}(1 - by)]^5},$$

где $y = i_2(e_г)$ в точке разложения.

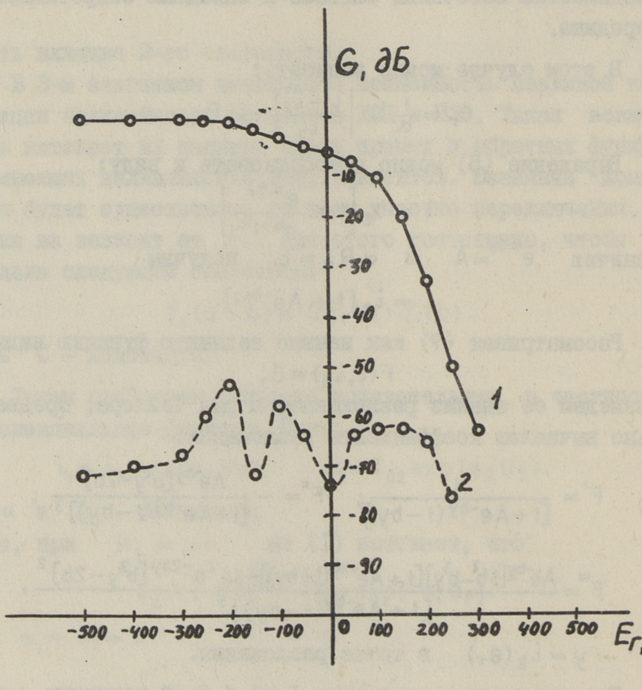
Нас интересует отношение I-ой и 3-ей гармоник тока, поэтому исходя из полученных выражений, можно записать:

$$\frac{G_1}{G_3} = \frac{24\left[1+Ae^{-by}(1-by)\right]^4}{\left\{Ae^{-by}\left[3b^2-b^3y\right]\left[1+Ae^{-by}(1-by)\right]-3A^2e^{-2by}\left[b^2y-2b\right]^2\right\}I_s^2}. \qquad (8)$$

Для учета влияния длительности фронта гетеродина на динамический диапазон предположим, что гетеродин есть прямоугольная функция с длительностью τ и периодом T, выводящая рабочую точку нелинейного элемента в область с наибольшей интенсивностью 3-ей гармоники. С учетом этого допущения можно записать:

$$\frac{G_1}{G_3} = \frac{6\pi\left[1+Ae^{-by}(1-by)\right]^4}{\left\{Ae^{-by}\left[3b^2-b^3y\right]\left[1+Ae^{-by}(1-by)\right]-3A^2e^{-2by}\left[b^2y-2b\right]^2\right\}I_s^2\sin\left|\frac{\pi\tau}{T}\right|}, \qquad (9)$$

где $y = \frac{i}{1+e^{-\alpha e_r}}$, I_s – амплитуда входного тока.



Фиг. 2. Зависимость линейного и нелинейного продуктов от напряжения гетеродина при R_H = 10 Ом, I_{SD} = 5 мА, I_S = 1,4 мА.
1 – линейный продукт;
2 – нелинейный продукт 3-го порядка.

Как видно из полученного выражения, динамический диапазон по нелинейности 3-го порядка есть сложная функция, зависящая от ряда параметров. Эта функция имеет ряд экстремальных точек в области изменения напряжения гетеродина во время переключения диодов, что подтверждается практическими исследованиями (фиг. 2). Так как нелинейность в указанной области проявляется в наибольшей степени, целесообразно выбирать форму напряжения гетеродина, обеспечивающую прохождение этой области за наименьшее время τ, на что указывает множитель $\sin\left|\frac{\pi\tau}{T}\right|$ в знаменателе (9). Аналогично можно получить результат при учете влияния R_i и $R_г$.

Таким образом, можно сделать вывод, что влияние длительности фронта гетеродина, проявляющееся в уменьшении динамического диапазона, сказывается лишь при учете реальных значений сопротивлений $R_i, R_г, R_н$ и реальных характеристик диодов.

Литература

1. Шульц Э.А., Кульман А.Б., Чубрик А.Б. Динамический диапазон ключевого преобразователя частоты. См. наст. сб., с. 61.

2. Лотч. Теория нелинейных искажений в полупроводниковом диоде. "Зарубежная радиоэлектроника", 1969, № 10, с. 83-105.

3. Голубев В.Н. Частотная избирательность радиоприемников АМ сигналов. М., "Связь", 1970, 200 с.

E. Schults, A. Kulman, A. Chubrik

Heterodyne Front Length Influence to Frequency Converter Dynamic Range

Summary

Nonlinear effects in diode current switch arisen during the process of switching are analysed.

TALLINNA POLÜTEHNILISE INSTITUUDI TOIMETISED
ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

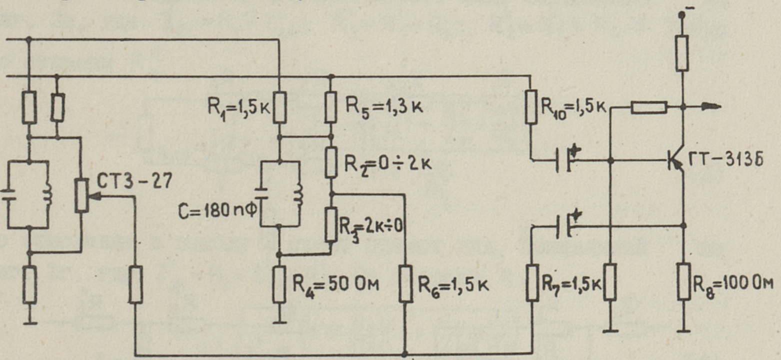
№ 429 1977

УДК 621.396.4.621.397

Я.М.Радикайнен, Л.М.Радикайнен

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО ОРГАНА АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕДЯЩЕГО КОРРЕКТОРА ПРОИЗВОЛЬНЫХ ИСКАЖЕНИЙ АЧХ

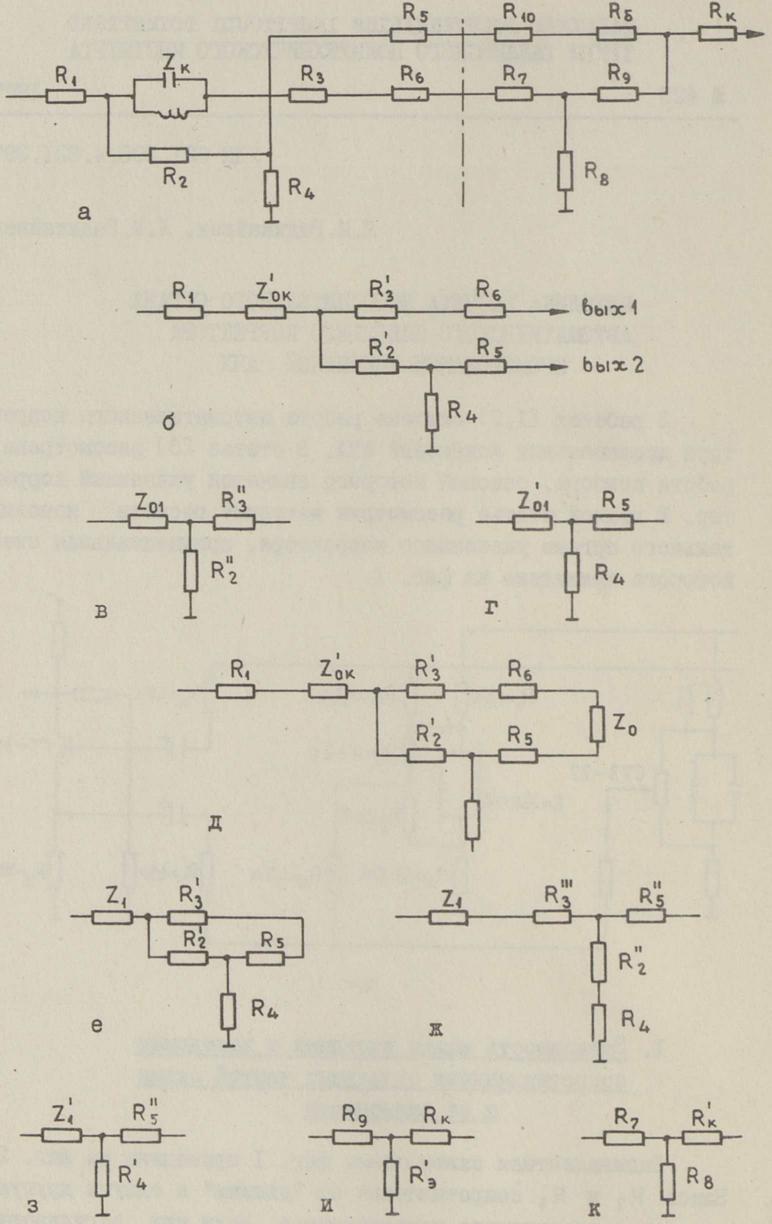
В работах [1,2] описана работа автоматического корректора произвольных искажений АЧХ. В статье [3] рассмотрена работа прибора, основой которого является указанный корректор. В данной статье рассмотрим методику расчета исполнительного органа указанного корректора, принципиальная схема которого приведена на фиг. 1.



Фиг. 1.

1. Зависимость между входными и выходными сопротивлениями отдельных частей схемы и ее элементами

Эквивалентная схема схемы фиг. 1 приведена на фиг. 2а. Здесь R_2 и R_3 сопротивления от "движка" в одну и другую сторону регулируемого потенциометра. Если при регулировке сопротивление R_2 увеличивается, то R_3 настолько же умень-


R5
R10
R6
Rк
R1
Zк
R3
R6
R7
R9
R2
R4
R8
а
R1
Z'0к
R'3
R6
вых 1
R'2
R5
вых 2
R4
б
Z01
R''3
R''2
в
Z'01
R5
R4
г
R1
Z'0к
R'3
R6
Z0
R'2
R5
д
Z1
R'3
R'2
R5
R4
е
Z1
R'''3
R''5
R''2
R4
ж
Z'1
R''5
R'4
з
R9
Rк
R'э
и
R7
R'к
R8
к

Фиг. 2.

шается и наоборот. Согласно [4]

$$R_э=\frac{R_{эб}\cdot R_{эк}}{R_{эб}+R_{эк}+R_{бк}};\ R_б=\frac{R_{эб}\cdot R_{бк}}{R_{эб}+R_{эк}+R_{бк}};\ R_к=\frac{R_{бк}\cdot R_{эк}}{R_{эб}+R_{эк}+R_{бк}};\quad (I)$$

где $R_{эб}$ – сопротивление эмиттер-база;

$R_{эк}$ – сопротивление эмиттер-коллектор;

$R_{бк}$ – сопротивление база-коллектор.

Обозначим

$$R_б+R_{10}=R_9 .$$

Рассмотрим часть эквивалентной схемы, расположенную слева от штрихпунктирной линии. К точкам схемы, пересекающим указанную линию, включаются параллельно отдельные ячейки корректора. Приведем эту часть схемы к виду, показанному на фиг. 2б. Здесь

$$Z'_{0к}=\frac{R_2\cdot Z_к}{R_2+R_3+Z_к};\ R'_2=\frac{R_3\cdot Z_к}{R_2+R_3+Z_к};\ R'_3=\frac{R_2\cdot R_3}{R_2+R_3+Z_к}.\quad (2)$$

По отношению к выходу I схема примет вид, показанный на фиг. 2в, где $Z_{01}=R_1+Z'_{0к}$; $R''_3=R'_3+R_6$; $R''_2=R'_2+R_4$. Тогда со стороны R''_3

$$Z'_{1вых}=\sqrt{Z_{01}R''_2\frac{\left(1+\frac{R''_3}{R''_2}\right)\left(1+\frac{R''_3}{Z_{01}}+\frac{R''_3}{R''_2}\right)}{1+\frac{Z_{01}}{R''_2}}},\quad (3)$$

По отношению к выходу 2 схема примет вид, показанный на фиг. 2г, где $Z'_{01}=R_1+Z'_{0к}+R'_2$. Со стороны R_5

$$Z'_{2вых}=\sqrt{Z'_{01}\cdot R_4\frac{\left(1+\frac{R_5}{R_4}\right)\left(1+\frac{R_5}{Z'_{01}}+\frac{R_5}{R_4}\right)}{1+\frac{Z'_{01}}{R_4}}}.\quad (4)$$

При n ячейках, соединенных параллельно, сопротивление между точками вых I и вых 2 будет

$$Z_0=\frac{Z'_{вых}\cdot Z'_{2вых}\cdots Z'_{nвых}}{Z'_{1вых}+Z'_{2вых}+\ldots+Z'_{nвых}}=\frac{\prod_{k=1}^{n}Z'_{kвых}}{\sum_{k=1}^{n}Z'_{kвых}}.$$

Следовательно, сопротивление правой части схемы фиг. 2а должно равняться Z_0, когда $R_2=R_3$.

Таким образом, схему на фиг. 2а можно привести к виду фиг. 2д или 2е, где $Z_1 = R_1 + Z'_{ок}$; $R''_3 = R'_3 + R_6$; $R'_5 = R_5 + Z_0$.

Схему фиг. 2е, приведем к виду 2ж и 2з, где

$$R''_2 = \frac{R'_2 \cdot R'_5}{R'_2 + R''_3 + R'_5}; \quad R'''_3 = \frac{R'_2 \cdot R''_3}{R'_2 + R''_3 + R'_5}; \quad R_5 = \frac{R''_3 \cdot R'_5}{R'_2 + R''_3 + R'_5}; \quad Z'_1 = Z_1 + R'''_3; \quad R'_4 = R''_2 + R_4.$$

Тогда входное сопротивление схемы будет

$$Z_{вх} = \sqrt{Z'_1 R'_4 \frac{\left(1 + \frac{Z'_1}{R'_4}\right)\left(1 + \frac{R''_5}{Z'_1} + \frac{R''_5}{R'_4}\right)}{1 + \frac{R''_5}{R'_4}}}. \tag{5}$$

При n ячейках входное сопротивление схемы будет $Z_{вх\,0} = \frac{Z_{вх}}{n}$.

Рассмотрим правую часть схемы фиг. 2а. Для первого входа будем иметь схему, показанную на фиг. 2и, где $R'_э = R_8 + R_э$

Ее входное сопротивление

$$Z''_{вх1} = \sqrt{R_9 \cdot R'_э \frac{\left(1 + \frac{R_9}{R'_э}\right)\left(1 + \frac{R_к}{R'_э} + \frac{R_к}{R'_э}\right)}{1 + \frac{R_к}{R'_э}}}. \tag{6}$$

Для второго входа будем иметь схему, показанную на фиг.2к. Обозначим $R_к + R_э = R'_к$. Входное сопротивление схемы будет

$$Z^n_{вх2} = \sqrt{R_7 \cdot R_8 \frac{\left(1 + \frac{R_7}{R_8}\right)\left(1 + \frac{R'_к}{R_7} + \frac{R'_к}{R_8}\right)}{1 + \frac{R'_к}{R_8}}}. \tag{7}$$

Для согласования левой и правой части схемы, необходимо,чтобы (см. 6 и 7)

$$Z_0 = Z^n_{вх} = Z^n_{вх1} + Z^n_{вх2}.$$

Подставляя значение R_2, когда $R_3 = 0$, а затем значение R_3, когда $R_2 = 0$, можно определить по формулам (3 и 4) пределы отклонения Z_0 от номинального значения при регулировке для различного количества n ячеек корректора. По формуле (5) можно определить пределы изменения $Z_{вх}$ при разных состояниях регулировок корректора.

На схеме 2в и 2г

$$Z'_{01} = R_1 + Z'_{0к} + R'_2 = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к} + \frac{R_3 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к}$$

$$Z_{01} = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к}; \quad R''_2 = R'_2 + R_4 = \frac{R_3 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к} + R_4$$

$$R_3'' = R_3' + R_6 = \frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3 + Z_к} + R_6 .$$

Если $R_2 = 0$, то $Z_{01}' = R + \dfrac{R_3 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к}$;

$$Z_{01} = R_1 ; \quad R_2'' = \frac{R_3 \cdot Z_к}{R_3 + Z_к} + R_4 ; \quad R_3'' = R_6 .$$

Когда $R_3 = 0$, то

$$Z_{01}' = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_к}{R_2 + R_3 + Z_к} ; \quad Z_{01} = R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_{0к}}{R_2 + Z_{0к}} ; \quad R_2'' = R_4 ; \quad R_3'' = R_6 .$$

2. Зависимость между АЧХ и элементами схемы

Чтобы определить зависимость между частотными характеристиками и элементами схемы, схему на фиг. 2а можно представить в виде 3а, где $R_5'' = R_3' + R_5 + R_9$; $R_6' = R_6 + R_7$. Схему на фиг. 3а можно представить в виде схемы на фиг. 3б, где (см. также формулы (I) и (2))

$$R_6'' = \frac{R_4 \cdot R_6'}{R_4 + R_6' + R_8} ; \quad R_8' = \frac{R_6' \cdot R_8}{R_4 + R_6' + R_8} ; \quad R_4' = \frac{R_4 \cdot R_8}{R_4 + R_6' + R_8}$$

или на фиг. 3в, где $Z_{0к}'' = R_1' + Z_{0к}'$; $R_8'' = R_8' + R_э$; $R_2'' = R_2' + R_6''$.

Схему на фиг. 3в можно представить в виде схемы показанной на фиг. 3г или 3д, где

$$R_2''' = \frac{R_2'' \cdot R_8''}{R_2'' + R_5' + R_8''} ; \quad R_5'' = \frac{R_2'' \cdot R_5'}{R_2'' + R_5' + R_8''} ; \quad R_8''' = \frac{R_5' \cdot R_8''}{R_2'' + R_5' + R_8''}$$

$$R_{05}''' = Z_{0к}'' + R_5''' ; \quad R_4'' = R_2''' + R_4 ; \quad R_к' = R_8''' + R_к .$$

Тогда выражение для постоянной передачи q будет иметь вид

$$\operatorname{ch} q = \sqrt{\left(1 + \frac{R_{05}'''}{R_4''}\right)\left(1 + \frac{R_к'}{R_7''}\right)} . \tag{8}$$

Учитывая, что R_4, R_8 (см. схему на фиг. I) имеют величины относительно небольшие, можно написать

$$R_4'' = \frac{R_2' \cdot R_э}{R_2' + R_3' + R_5 + R_9 + R_э} + \frac{R_4 \cdot R_8}{R_4 + R_8 + R_7 + R_8}$$

$$R'''_{05} = R_1 + Z'_k + \frac{R'_2(R_5+R_9+R'_3)}{R'_2+R_5+R_9+R'_3+R_э} \tag{9}$$

$$R'_k = \frac{(R_5+R_9+R'_3)\cdot R_э}{R'_2+R_5+R_9+R'_3+R_э} + R_k,$$

где $R'_2, R'_3, Z'_{0k}, R_э, R_k$ согласно выражениям (I) и (2).

При $R_3 = 0$

$$R''_4 = \frac{R_4\cdot R_8}{R_4+R_6+R_7+R_8};\ R'''_{05} = R_1 + \frac{R_2 Z_{0k}}{R_2+Z_{0k}};\ R'_k = \frac{(R_5+R_9)R_э}{R_5+R_9+R_э} + R_k \tag{I0}$$

При $R_2 = 0$

$$\left.\begin{aligned} R''_4 &= \frac{\left(\frac{R_3\cdot Z_{0k}}{R_3+Z_{0k}}\right)R_э}{\frac{R_3\cdot Z_{0k}}{R_3+Z_{0k}}+R_5+R_9+R_э} + \frac{R_4 R_8}{R_4+R_6+R_7+R_8} \\ R'''_5 &= R_1 + \frac{\frac{R_3\cdot Z_{0k}}{R_3+Z_{0k}}(R_5+R_{10}+R_{\delta})}{R_5+R_9+R_9} \\ R''_k &= \frac{(R_5+R_9)R_э}{\frac{R_3\cdot Z_{0k}}{R_3+Z_{0k}}+R_5+R_9+R_э} + R_k. \end{aligned}\right\} \tag{II}$$

Обозначив в формуле (8)

$$\sqrt{\left(1+\frac{R'''_{05}}{R''_4}\right)\left(1+\frac{R'_k}{R''_4}\right)} = A,$$

$$\operatorname{ch} q = \frac{e^{-q}+e^{q}}{2} = \frac{e^{2q}+1}{2e^{q}} = \frac{x^2+1}{2x}.$$

Получим $x^2 - 2Ax + 1 = 0$ и $x_{1,2} = \frac{2A\pm\sqrt{4A^2-4}}{2} = e^{q}$,

где $e^{q} = x$

откуда $q = \ln(A \pm \sqrt{A^2-1})$.

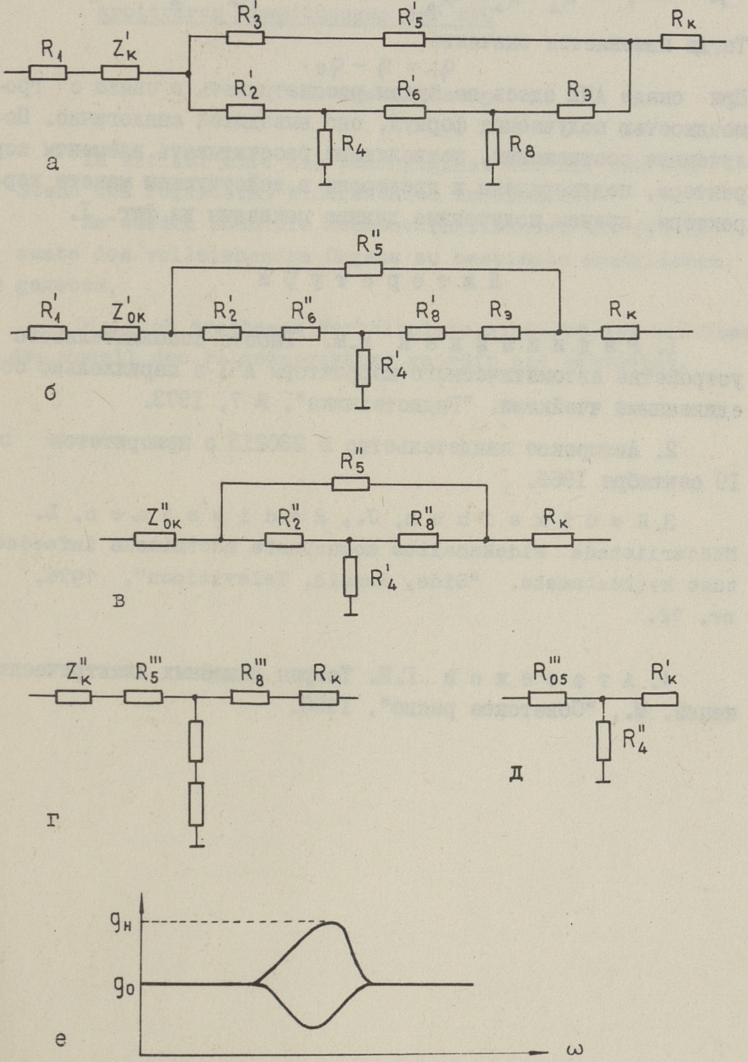
Так как $A^2 \gg 1$, то

$$q = \ln 2A. \tag{I2}$$

Учитывая (I0), можем написать к примеру q при подъеме АЧХ (фиг. 3е). При спаде АЧХ здесь не будем рассматривать в связи с громоздкостью получаемых формул, она будет аналогичной ниже приведенным формулам, но получается при использовании формул (II).

Итак, $q = \ln 2A = q_0 + q_{01} =$

$$= \ln 2\sqrt{1 + \frac{R'_к}{R''_4} + \frac{R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_{0к}}{R_2 + Z_{0к}}}{R''_4} + \frac{\left(R_1 + \frac{R_2 \cdot Z_{0к}}{R_2 + Z_{0к}}\right) R'_к}{R''^2_4}} . \quad (13)$$



Фиг. 3.

Для определения неизменяемого значения q_0 при подъеме АЧХ положим в формуле (I3) $Z_к = 0$, тогда

$$q_0 = \ln 2\sqrt{1+\frac{R_к'}{R_4''}+\frac{R_1'}{R_4''}+\frac{R_1\cdot R_к'}{R_4''^2}} = \frac{1}{2}\ln 2\left(1+\frac{R_к'}{R_4''}+\frac{R_1}{R_4''}+\frac{R_1\cdot R_к'}{R_4''^2}\right).$$

Тогда изменяется значение

$$q_n = q - q_0 .$$

При спаде АЧХ здесь не будем рассматривать в связи с громоздкостью получаемых формул, оно выводится аналогично. Полученные соотношения, позволяющие рассчитывать элементы корректора, подтверждены и проверены в действующем макете корректора, причем полученные данные показаны на фиг. I.

Литература

I. Радикайнен Я.М. Работа исполнительного устройства автоматического корректора АЧХ с параллельно соединенными ччейками. "Радиотехника", № 7, I973.

2. Авторское свидетельство № 2302I3 с приоритетом от I9 сентября I966.

3. Radikainen, J., Radikainen, L. Mõõteriistade sidekanalite moonutuste mõõtmiseks infoedastust katkestamata. "Side, Raadio, Televisioon", 1976, nr. 12.

4. Атабеков Г.И. Теория линейных электрических цепей. М., "Советское радио", I960.

J. Radikainen, L. Radikainen

Die Methodik der Berechnung des vollziehenden Organs des automatischen Folgekorrektors der arbiträren Abweichungen der AFC

Zusammenfassung

Im Artikel wird die Abhängigkeit der AFC von dem Stand des regelbaren Widerstandes untersucht.

Es werden auch die Rechenverhältnisse, die die Elemente des vollziehenden Organs zu bestimmen ermöglichen, gegeben.

Die sich ergebenen Verhältnisse sind auf dem arbeitenden Modell des Folgekorrektors geprüft und bestätigt.

Содержание

Цена 52 коп.