

Изобретение относится к радиотехнике, связи и автоматическому регулированию, в частности, к частотной фильтрации сигналов.

Известны аналоги способа, заключающиеся в том, что фильтруемый сигнал умножат на функцию фильтрации с аппроксимирующим полиномом (многочленом) в знаменателе. В общем виде полином аппроксимации (аппроксимирующий полином) представлен как

$$1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_n p^n, \quad (1)$$

где a_1, a_2, \dots, a_n - постоянные положительные коэффициенты;

n - натуральное число, определяющее порядок аппроксимации;

p - оператор Лапласа.

Первый аналог - способ заключается в том, что фильтруемый сигнал умножат на функцию с полиномом Бесселя, нормированные выражения которого приведены в табл.1 [1].

Способ фильтрации с использованием аппроксимации по Бесселю обеспечивает получение максимально линейной фазово-частотной характеристики (ФЧХ) и, соответственно, максимально равномерной характеристики группового времени задержки (ГВЗ). Для аппроксимации 2 - го порядка, независимо от вида аппроксимации, ФЧХ фильтра нижних частот (ФНЧ) равна

$$\Phi_{\text{нч}}(W) = -\arctg \frac{a_1}{1 - a_2 W^2} \quad (2)$$

при

$$-\pi < \Phi_{\text{нч}}(W) < 0 \quad (3)$$

(π - угол "пи"), а характеристика ГВЗ -

$$T_{\text{зад}}(W) = -\Phi'_{\text{нч}}(W) = \frac{a_1 (1 + a_2 W^2)}{1 + (a_1^2 - 2a_2) W^2 + a_2^2 W^4}, \quad (4)$$

которую можно записать в виде

$$T_{\text{зад}}(W) = T_{\text{зад}0} + \sigma T_{\text{зад}}(W), \quad (5)$$

где W - частота;

$$T_{\text{зад}0} = a_1 \quad (6)$$

- постоянная составляющая времени задержки ($T_{\text{зад}}(W)$ при $W = 0$);

$\sigma T_{\text{зад}}(W)$ - частотно-зависимое отклонение времени задержки от $T_{\text{зад}0}$.

В полосе пропускания, в области нижних частот при $W \ll 1/a_2^{1/2}$,

$$T_{\text{зад}}(W) \rightarrow \frac{a_1 (1 + a_2 W^2)}{1 + (a_1^2 - 2a_2) W^2}. \quad (7)$$

Согласно (7), для аппроксимации по Бесселю, условием которой при $n = 2$ является $a_1^2/a_2 = 3$,

$$T_{\text{зад}}(W) \rightarrow T_{\text{зад}0} = a_1; \quad \sigma T_{\text{зад}}(W) \rightarrow 0. \quad (8)$$

Однако, обеспечивая максимально линейную ФЧХ и максимально равномерную характеристику ГВЗ (по сравнению со способами с другими видами аппроксимации), способ с аппроксимацией по Бесселю обеспечивает менее равномерную и с более пологим спадом, чем при рассматриваемом ниже способе с аппроксимацией по Баттерворту, амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), что является недостатком способа. Кроме того, способ с аппроксимацией по Бесселю обладает недостатками, общими для всех видов аппроксимации. Это - наличие временной задержки $T_{\text{зад}0}$, которая будет больше при большем n , а также фазового сдвига, который, в общем случае,

$$-\pi/2 \leq \Phi_{\text{нч}}(W) \leq 0. \quad (9)$$

Второй аналог - способ заключается в том, что фильтруемый сигнал умножают на функцию с полиномом Баттерворта, нормированные выражения которого приведены в табл.2 ([1], с.190, табл.13.2).

Способ обеспечивает получение максимально прямоугольной (среди других известных способов) АЧХ

$$K_{\text{нч}}(W) = 1/[1 + (a_n W^n)^2]^{1/2}, \quad (10)$$

которая в пределе, при $n \rightarrow \infty$ ("бесконечность"), представляет собой прямоугольную АЧХ идеального фильтра. Однако способ с аппроксимацией по Баттерворту приводит к нелинейной ФЧХ и, соответственно, к неравномерной характеристике ГВЗ. Характеристика ГВЗ, согласно (7), для аппроксимации по Баттерворту 2 - го порядка, для которой $a_1^2/a_2 = 2$,

$$T_{\text{зад}}(W) \geq a_1(1 + a_2 W^2), \quad (11)$$

и, соответственно, согласно (5) и (6) и в отличие от (8),

$$T_{\text{зад}0} = a_1; \quad \sigma T_{\text{зад}}(W) \rightarrow a_1 a_2 W^2. \quad (12)$$

Нелинейность ФЧХ и, соответственно, неравномерность характеристики ГВЗ являются недостатком способа с аппроксимацией по Баттерворту. Кроме того, он обладает недостатками, общими для всех способов с известными аппроксимациями и рассмотренными выше (временная задержка и диапазон изменения фазы).

Третий аналог - способ заключается в том, что фильтруемый сигнал умножают на функцию с полиномом, "переходным" между полиномами Бесселя и Баттерворта [2]. Однако при этом обеспечивается АЧХ, которая хуже, чем у способа с аппроксимацией по Баттерворту, и ФЧХ и характеристика ГВЗ, которые хуже, чем у способа с аппроксимацией по Бесселю. Кроме того, он также обладает общими недостатками, рассмотренными выше.

Поставленная задача - устранить недостатки способов-аналогов и предложить способ, который обеспечил бы фильтрацию без временной задержки (во всей частотной области или в полосе пропускания) и без фазовых или с минимальными фазовыми (временными) искажениями, т.е. при

$$\Phi_{\text{нч}}(W) \rightarrow 0; \quad T_{\text{зад}0} = 0; \quad \sigma T_{\text{зад}}(W) \rightarrow 0. \quad (13)$$

При этом АЧХ должна быть максимально прямоугольной и, в пределе, при $n \geq \sigma_{\text{ск}}$, - прямоугольной АЧХ идеального фильтра. В равной мере сказанное должно относиться не только к фильтрации нижних частот, но и к фильтрации верхних частот, полосовой (полосно-пропускающей) и полосно-заграждающей фильтрации.

Помимо сказанного, рассмотренные выше аналоги, а также способы с другими видами аппроксимации, не могут обеспечить частотное расщепление сигнала на две спектральные составляющие нижних и верхних частот с равномерными АЧХ, что обусловлено промежуточной спектральной группой полосовой фильтрации, определяемой для 2 - го порядка функцией

$$K_{\text{пп}}(n) = a_1 p / (1 + a_1 p + a_2 p^2), \quad (14)$$

которая в сумме с функциями фильтрации нижних и верхних частот

$$K_{нч}(p) = 1/(1 + a_1 p + a_2 p^2); \quad (15)$$

$$K_{вч}(p) = a_2 p^2/(1 + a_1 p + a_2 p^2) \quad (16)$$

равна единице. Поэтому поставлена также задача, чтобы предлагаемый способ обеспечил расщепление сигнала на две спектральные группы с равномерными характеристиками нижних и верхних частот. При этом должна быть сохранена возможность полосовой фильтрации, а также полосно-заграждающей, которая для способов-аналогов характеризуется функцией

$$K_{пз}(p) = (1 + a_2 p^2)/(1 + a_1 p + a_2 p^2). \quad (17)$$

В качестве прототипа выбран способ частотной фильтрации с аппроксимацией по Баттерворту. как наиболее близкий к заявляемому.

Для осуществления поставленной задачи предлагается способ частотной фильтрации, при котором фильтруемый сигнал пропускают через цепь, характеризующую аппроксимирующим полиномом в знаменателе передаточной функции. Согласно изобретению полином равен

$$B(p) = 1 \pm a_n p^n \quad (18)$$

(бином), где

a_n - коэффициент, определяющий частоту среза (в нормированном виде полином равен $1 \pm p^n$ при $a_n = 1$);

n - натуральное число, определяющее порядок аппроксимации;

p - оператор Лапласа.

Предложенным способом могут быть осуществлены различные виды фильтрации, в том числе - нижних и верхних частот, полосовой и полосно-заграждающей, а также других видов фильтрации. Передаточные функции фильтрации нижних частот и соответствующие АЧХ и ФЧХ, обусловленные полиномом (18) 1, ..., 8 - го порядков, приведены в табл.3.

В соответствии с приведенными характеристиками свойства полинома (18) отличаются в зависимости от порядка, четного или нечетного. В общем виде, для полиномов нечетного порядка

$$K_{нч}(jW) = 1/[1 \pm (\mp) j a_n W^n]; \quad (19)$$

$$K_{нч}(W) = 1/[1 + (a_n W^n)^2]^{1/2} \quad (20)$$

с частотой среза

$$W_{ср} = 1/a_n^{1/n} \quad (21)$$

на уровне $1/2^{1/2}$;

$$\Phi_{нч}(W) = \mp (\pm) \arctg(a_n W^n); \quad (22)$$

$$T_{ззд}(W) = \pm (\mp) \frac{n a_n W^n - 1}{1 + (a_n W^n)^2} \quad (23)$$

(знаки в скобках соответствуют $n = 3, 7, 11, \dots$, а без скобок - $n = 1, 5, 9, \dots$), причем для $n > 1$

$$T_{ззд}(W) \rightarrow 0; T_{ззд0} = 0; \sigma T_{ззд}(W) \rightarrow 0. \quad (24)$$

Из приведенных выражений следует: АЧХ (20) соответствует АЧХ (10) с аппроксимацией по Баттерворту; фаза, в отличие от (9) и независимо от n , - в пределах от 0 до $\pm \pi/2$ (знак определяется знаком в (22)); характеристика ГВЗ равна нулю в начале диапазона частот.

Для полиномов четного порядка

$$K_{нч}(jW) = K_{нч}(W) = 1/(1 \pm a_n W^n), \quad (25)$$

где знак плюс - для четных значений $n/2$ и знак минус - для нечетных $n/2$, с частотой среза

$$W_{ср} = 1/a_n^{1/n} \quad (26)$$

на уровне $1/2$;

$$\Phi_{нч}(W) = 0; T_{ззд}(W) = 0 \quad (27)$$

и, соответственно,

$$T_{ззд0} = 0; \sigma T_{ззд}(W) = 0. \quad (28)$$

Таким образом, предлагаемым способом частотной фильтрации обеспечивается выполнение поставленной задачи - фильтрация без задержки ($T_{ззд} = 0$) и с минимальными фазовыми (временными) искажениями ($\sigma T_{ззд}(W) \rightarrow 0$) для нечетных и вообще без искажений ($\sigma T_{ззд}(W) = 0$) для четных значений n , АЧХ (20) и (25) максимально прямоугольны и в пределе, при $n \rightarrow \infty$, - прямоугольные АЧХ идеального фильтра.

Предлагается конкретизация способа, а именно: цепь, через которую пропускают фильтруемый сигнал, состоит из двух последовательно включенных цепей, одна из которых характеризуется аппроксимирующим полиномом

$$1 - a_1 p + a_2 p^2 - \dots + (-1)^m a_m p^m, \quad (29)$$

другая - аппроксимирующем полиномом

$$1 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m \quad (30)$$

в знаменателях передаточных функций цепей, а коэффициенты обоих аппроксимирующих полиномов равны коэффициентам полинома Баттерворта. В результате, аппроксимирующий полином цепи представляет собой произведение полиномов (29) и (30) и равен полиному (18).

Для выполнения возможности расщепления сигнала на две спектральные составляющие, а также полосовой, полосно-заграждающей и других видов фильтрации - числитель передаточной функции равен

$$B(p) - 1 = \pm a_n p^n. \quad (31)$$

При этом обеспечивается фильтрация верхних частот:

- числитель передаточной функции равен

$$\pm a_n / 2 p^{n/2} \quad (32)$$

При этом обеспечивается симметричная полосовая фильтрация;

- числитель передаточной функции равен

$$B(p) \pm a_n / 2 p^{n/2} \quad (33)$$

со знаком плюс при $n/2 = 2, 6, \dots$ и со знаком минус при $n/2 = 4, 8, \dots$. При этом обеспечивается симметричная полосно-заграждающая фильтрация;

- числитель передаточной функции равен

$$\pm a_s p^s, \quad (34)$$

где $s = 1, 2, \dots, n - 1$, кроме $s = n/2$. При этом обеспечивается асимметричная полосовая фильтрация. Особенность АЧХ при асимметричной фильтрации является то, что один из склонов АЧХ более крутой, а другой - более пологий;

- числитель передаточной функции равен

$$B(p) \pm a_s p^s \quad (35)$$

со знаком плюс при $s = 2, 6, \dots$ и со знаком минус, при $s = 4, 8, \dots$. При этом обеспечивается асимметричная полосно-заграждающая фильтрация.

- числитель передаточной функции равен

сумме сочетаний членов $1, \dots, \pm a_s p^s, \dots, \pm a_n p^n$, где $1 \leq s \leq n - 1$. При этом обеспечиваются различные виды комбинированной фильтрации. В частности, могут быть получены АЧХ для преобразования частотных изменений сигнала в

амплитудные.

Расщепление сигнала на две спектральные составляющие нижних и верхних частот обеспечивается согласно выражению (31), при котором функции фильтрации нижних и верхних частот

$$K_{нч}(p) = 1/(1 \pm a_n p^n); \quad (36)$$

$$K_{вч}(p) = \pm a_n p^n / (1 \pm a_n p^n) \quad (37)$$

в сумме равны единице (в отличие от аналогов, для 2 - го порядка которых равна единице сумма трех функций (14), (15) и (16), одна из которых является функцией полосовой фильтрации). Кроме того:

- сигнал дополнительно пропускают через цепь с аппроксимирующим полиномом в знаменателе передаточной функции

$$1 \pm a_1 p + a_2 p^2 \pm \dots + (\pm 1)^{n-1} a_{n-1} p^{n-1}, \quad (38)$$

коэффициенты которого

$$a_2 = a_1^2, \dots, a_{n-1} = a_1^{n-1}.$$

В частности, если сигнал пропускают через цепь с аппроксимирующим полиномом $1 - a_1 p$ (частный случай полинома (18)), дополнительное его пропускание через цепь, используемую при этом способе, обеспечит фильтрацию, характеризующую полиномами

$$1 - a_2 p^2; 1 \pm a_3 p^3; 1 \pm a_5 p^5; 1 - a_6 p^6; 1 \pm a_7 p^7 \quad (39)$$

согласно табл.3, а также полиномами более высоких порядков;

- сигнал дополнительно пропускают через цепь с аппроксимирующим полиномом в знаменателе передаточной функции

$$1 + a_2 p^2 + a_4 p^4 + \dots + a_{n-2} p^{n-2}, \quad (40)$$

коэффициенты которого

$$a_4 = a_2^2, \dots, a_{n-2} = a_2^{(n-2)/2}.$$

В частности, если сигнал пропускают через цепь с аппроксимирующим полиномом $1 - a_2 p^2$ (частный случай полинома (18)), дополнительное его пропускание через цепь, используемую при этом способе, обеспечит фильтрацию, характеризующую полиномами (18) со значениями n , для которых $n/2$ - нечетные. Указанные полиномы соответствуют полиномам, приведенным в табл.3, а также полиномам более высоких порядков.

Рассмотрим аналоги фильтров.

Первый аналог фильтра - это фильтр 1 - го порядка, содержащий трехполюсную (с одним общим выводом) цепь фильтрации (например, RC цепь), вход которой является входом, а общий вывод является общим выводом фильтра, и неинвертирующий усилитель, вход которого соединен с выходом цепи, а выход является выходом фильтра ([1], с.201, рис.13.10). Частотные свойства фильтра, определяются ограниченными свойствами пассивной цепи фильтрации.

Второй аналог - это фильтр 2 - го порядка, содержащий цепь фильтрации с двумя общими выводами, вход которой является входом фильтра, а один общий вывод соединен с общим выводом фильтра, и неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K_{yc} = 1$ (повторитель на операционном усилителе), вход которого соединен с выходом цепи, а выход - с другим общим выводом цепи и является выходом фильтра [3]. Второй аналог является эквивалентом LRC

фильтра, для которого и, соответственно, для второго аналога

$$a_1 = 1/W_0 Q; a_2 = 1/W_0^2, \quad (41)$$

где W_0 - собственная частота фильтра;

Q - добротность фильтра.

Добротность LRC фильтра, как и второго аналога, а также рассматриваемых ниже других аналогов, положительна.

Третий аналог - это фильтр 2 - го порядка, отличающийся от второго аналога тем, что $K_{yc} > 1$ (определяется отрицательной обратной связью, обусловленной делителем из двух резисторов, вход которого соединен с выходом усилителя, а выход - с инвертирующим входом усилителя ([3], с.42, рис.4.2.6). Эквивалентом третьего аналога также является LRC фильтр.

Четвертый аналог - это фильтр 2 - го порядка, содержащий цепь фильтрации с двумя общими выводами, вход которой является входом фильтра, а один общий вывод соединен с общим выводом фильтра, и инвертирующий усилитель с коэффициентом усиления $K_{yc} \rightarrow \sigma_{ск}$ (операционный усилитель), вход которого соединен с выходом цепи, а выход - с другим общим выводом цепи и является выходом фильтра ([1], с.204, рис.13.15; с.214, рис.13.27; [3], с.40, рис.4.1.а). Четвертый аналог по своим свойствам соответствует второму аналогу.

Рассмотренные аналоги фильтра - с положительными постоянными времени и добротностями, тогда как для осуществления предложенных способов фильтрации необходимы отрицательные постоянные времени и добротности. Так, например, полином $1 - a_1 p$ реализуем при помощи цепи с постоянной времени $T = -a_1$. Полином $1 - a_2 p^2$ реализуем при помощи цепи 2 - го порядка с $T_1 = a_2^{1/2}$ и $T_2 = -a_2^{1/2}$. Полином $1 - a_1 p + a_2 p^2$ реализуем при помощи цепи 2 - го порядка с $Q = -a_2^{1/2}/a_1$. Благодаря усиленной положительной обратной связи в третьем аналоге, можно было бы получить отрицательные постоянные времени и добротности, однако при этом фильтры возбуждаются, превращаясь в RC автогенераторы. В результате, для реализации предложенных способов фильтрации необходим новый "класс схем" фильтров. Ниже предложены соответствующие фильтры, у которых общим с аналогами является применение усилительного элемента (операционного усилителя). В этом смысле в качестве прототипа может быть принят, например, четвертый аналог фильтра.

В соответствии со сказанным предлагается частотный фильтр, содержащий операционный усилитель, выход которого является выходом фильтра. Согласно изобретению, в него дополнительно введены цепь алгебраического суммирования с несколькими входами, один из входов которой является входом фильтра, другой соединен с выходом усилителя, цепь последовательно соединенных дифференциаторов с $\pm T_p$, где T - постоянные времени дифференциаторов, а p - оператор Лапласа, количество которых равно порядку фильтра, вход первого дифференциатора соединен с выходом усилителя, а выход последнего дифференциатора - с третьим входом цепи суммирования и является вместе с выходами других дифференциаторов другими выходами фильтра.

Такой фильтр реализует способ 1 с полиномом $1 \pm a_n p^n$ и, соответственно, функции:

а) на первом выходе фильтра (на выходе усилителя) - функцию фильтрации нижних частот

$$K_{нч}(p) = K_{1-2}/(1 \pm a_n p^n), \quad (42)$$

где K_{1-2} - коэффициент усиления фильтра, определяемый отношением коэффициентов суммирования первого и второго входов цепи суммирования (например, $K_{1-2} = 1$);

$$a_n = K_{3-2}(T_1 \dots T_n); \quad (43)$$

K_{3-2} - отношение коэффициентов суммирования третьего и второго входов цепи суммирования (например, $K_{3-2} = 1$);

$T_1 \dots T_n$ - произведение постоянных времени дифференциаторов;

б) на выходе последнего, n - го, дифференциатора - функция фильтрации верхних частот

$$K_{вч}(p) = \pm K_{1-2} a_n p^n / (1 \pm a_n p^n); \quad (44)$$

в) на выходе s - го дифференциатора ($s = 1, \dots, n - 1$) - функция симметричной и несимметричной полосовой фильтрации

$$K_{пн}(p) = \pm K_{1-2} a_s p^s / (1 \pm a_n p^n), \quad (45)$$

где

$$a_s = K_{3-2}(T_1 \dots T_s). \quad (46)$$

Кроме того, в фильтре выход (1, ..., $n - 1$) - го дифференциатора соединен с четвертым входом цепи алгебраического суммирования. В равной мере это могут быть выходы всех или нескольких из числа указанных дифференциаторов.

Дополнительно введена цепь алгебраического суммирования, выход которой соединен с входом s - го дифференциатора, один из входов - с выходом ($s - 1$) - го дифференциатора, а другой - с входом (1, ..., $s - 1$) - го дифференциатора. В равной мере цепь суммирования может иметь три и более входов, соединенных с входами других (1, ..., $s - 1$) дифференциаторов. Кроме того, фильтр может содержать несколько цепей суммирования. Цепь суммирования может быть составной частью дифференциатора.

Для получения функций комбинированной, в том числе полосно-заграждающей, фильтрации дополнительно введена цепь алгебраического суммирования, входы которой соединены один с входом, с другой с одним из выходов фильтра, а выход является дополнительным выходом фильтра. В равной мере дополнительных цепей суммирования может быть несколько - с разными функциями фильтрации.

Изобретение поясняется следующими фигурами схем и характеристиками:

1. Фиг.1 - структурная схема фильтра 1 - го порядка, характеризуемого полиномом

$$1 - T_p \quad (47)$$

и функциями

$$K_{нч}(p) + 1/(1 - T_p); \quad (48)$$

$$K_{вч}(p) = -T_p/(1 - T_p) \quad (49)$$

(Вых. 1. Вых. 2), где: 1 - операционный усилитель ">" (входная цепь вынесена в цепь суммирования); 2 - цепь суммирования "+"; 3 - дифференциатор "Тр"; 4 - инвертор "-1"; 5 (3 и 4) - инвертирующий дифференциатор -Тр (с отрицательной постоянной времени). Фильтр на фиг.1 соответствует фильтру 1 (с одним дифференциатором).

2. Фиг.2 - принципиальная схема фильтра с параллельной отрицательной обратной связью, соответствующая структурной схеме на фиг.1, где DA1 и DA2 - операционные усилители; $R_1 = R_2 = R_3$

$= R_4 = 10 \text{ кОм}$; $C_1 = 0,1 \text{ мкФ}$; $T = C_1 R_3 = 1 \text{ мс}$; $F_{ср} = 1/2 \text{ ПТ} = 1/2 \text{ ПкГц}$ - частота среза. Функции для схемы на фиг.2 соответствуют функциям, приведенным для схемы на фиг.1, умноженным на -1 (свойственно указанному виду обратной связи).

3. Фиг.3 - принципиальная схема фильтра с последовательной отрицательной обратной связью, соответствующая структурной схеме на фиг.1. Элементы схемы - те же, что и на схеме фиг.2, кроме отсутствующего R_1 . Приведенные для схемы на фиг.1 функции умножаются на 2 (свойственно указанному виду обратной связи при $R_2 = R_4$).

4. Фиг.4 - структурная схема фильтра 2 - го порядка, характеризуемого полиномом

$$1 - T_1 T_2 p^2 \quad (50)$$

и функциями

$$K_{нч}(p) = 1/(1 - T_1 T_2 p^2); \quad (51)$$

$$K_{пн}(p) = -T_1 p / (1 - T_1 T_2 p^2); \quad (52)$$

$$K_{вч}(p) = -T_1 T_2 p^2 / (1 - T_1 T_2 p^2) \quad (53)$$

(Вых. 1, Вых. 2, Вых. 3), где 1 - операционный усилитель ">" (входная цепь вынесена в цепь суммирования); 2 - цепь суммирования "+"; 3 - инвертирующий дифференциатор "-Т_{1р}"; 4 - неинвертирующий дифференциатор "Т_{2р}"; 5 - дополнительная цепь суммирования "+". Фильтр на фиг.4 соответствует фильтру 4.

5. Фиг.5 - принципиальная схема фильтра 2 - го порядка с параллельной отрицательной обратной связью, соответствующая структурной схеме на фиг.4 (без цепи суммирования 5), и отличающаяся от схемы на фиг.2 наличием C_2 (0,1 мкФ) вместо R_4 . Конденсатор C_2 выполняет функцию дифференциатора с Т_{2р}, где $T_2 = C_2 R_2$.

6. Фиг.6 - принципиальная схема фильтра 2 - го порядка, отличающегося от фильтра на фиг.5 схемой включения DA2. Передаточная функция цепи, содержащей DA2, C_1 и R_3 ,

$$1 + T_1 p, \quad (54)$$

в результате чего фильтр характеризуется полиномом

$$1 + T_2 p + T_1 T_2 p^2. \quad (55)$$

Включение DA2 (по схеме с последовательной отрицательной обратной связью) эквивалентно применению дифференциатора с передаточной функцией Т_{1р} и связи входа первого дифференциатора с входом второго - согласно фильтру 4, т.е. роль сумматора на входе 2 - го дифференциатора выполняет 1 - й дифференциатор. Фильтр на фиг.6 соответствует фильтрам 1 и 4.

7. Фиг.7 - структурная схема фильтра 2 - го порядка, характеризуемого полиномом

$$1 - T_1 p + T_1 T_2 p^2 \quad (56)$$

и функциями

$$K_{нч}(p) = 1/(1 - T_1 p + T_1 T_2 p^2); \quad (57)$$

$$K_{пн}(p) = -T_1 p / (1 - T_1 p + T_1 T_2 p^2); \quad (58)$$

$$K_{вч}(p) = T_1 T_2 p^2 / (1 - T_1 p + T_1 T_2 p^2) \quad (59)$$

(Вых. 1, Вых. 2, Вых. 3), где 1 - операционный усилитель ">" (входная цепь вынесена в цепь суммирования); 2 - цепь суммирования "+"; 3 - инвертирующий дифференциатор "-Т_{1р}"; 4 -

инвертирующий дифференциатор "-T₂p".

Фильтр на фиг.7 соответствует фильтру 2.

8. Фиг.8 - структурная схема фильтра 2 - го порядка, характеризуемого полиномом

$$1 - T_2p + T_1T_2p^2 \quad (60)$$

и функциями

$$K_{нч}(p) = 1/(1 - T_2p + T_1T_2p^2); \quad (61)$$

$$K_{пп}(p) = -T_1p/(1 - T_2p + T_1T_2p^2) \quad (62)$$

(Вых. 1, Вых. 2), где 1 - операционный усилитель ">" (входная цепь, вынесена в цепь суммирования); 2 - цепь суммирования "+"; 3 - инвертирующий дифференциатор "-T₁p"; 4 - инвертирующий дифференциатор "-T₂p".

Фильтр на фиг.8 соответствует фильтру 3 (дополнительная цепь суммирования на входе дифференциатора 4 совмещена с дифференциатором).

9. Фиг.9 - частотные характеристики ФНЧ и ФВЧ 4 - го порядка с передаточными функциями

$$K_{нч}(p) = 1/[1 + (Tp)^4]; \quad (63)$$

$$K_{вч}(p) = (Tp)^4/[1 + (Tp)^4], \quad (64)$$

где V(2)/V(1) - АЧХ ФНЧ; V(3)/V(1) - АЧХ ФВЧ; VP(2) - ФЧХ ФНЧ; VP(3) - ФЧХ ФВЧ; VG(2) - характеристика ГВЗ ФНЧ; VG(3) - характеристика ГВЗ ФВЧ; h - герц; Kh - килогерц; ud - микроградус; us - микросекунда (обозначения на фиг.9, а также на фиг.10, 11 и 12, обусловлены графикой ЭВМ), ФЧХ и характеристики ГВЗ равны нулю.

10. Фиг.10 - частотные характеристики полосового (ПП) и полосно-заграждающего (ПЗ) фильтров 4 - го порядка с передаточными функциями

$$K_{пп}(p) = -2(Tp)^2/[1 + (Tp)^4]; \quad (65)$$

$$K_{пз}(p) = [1 + 2(Tp)^2 + (Tp)^4]/[1 + (Tp)^4], \quad (66)$$

где V(2)/V(1) - АЧХ ПП; V(3)/V(1) - АЧХ ПЗ; VP(2) - ФЧХ ПП; VP(3) - ФЧХ ПЗ; VG(2) - характеристика ГВЗ ПП; VG(3) - характеристика ГВЗ ПЗ, а h, Kh, ud и us - согласно обозначениям на фиг.9. ФЧХ и характеристики ГВЗ равны нулю.

11. Фиг.11 - частотные характеристики ФНЧ и ФВЧ 3 - го порядка с передаточными функциями

$$K_{нч}(p) = 1/[1 - (Tp)^3]; \quad (67)$$

$$K_{вч}(p) = -(Tp)^3/[1 - (Tp)^3], \quad (68)$$

где обозначения характеристик и величин - согласно обозначениям на фиг.9, кроме: d - градус; ms - миллисекунда. ФЧХ и характеристики ГВЗ равны нулю в полосе пропускания.

12. Фиг.12 - частотные характеристики амплитудно-частотного преобразователя 6 - го порядка с передаточной функцией

$$K_{а/ч}(p) = -K_{пп1}(p) + K_{пп2}(p), \quad (69)$$

где

$$K_{пп1}(p) = -2(Tp)^2/[1 - (Tp)^6]; \quad (70)$$

$$K_{пп2}(p) = 2(Tp)^4/[1 - (Tp)^6] \quad (71)$$

- передаточные функции асимметричной полосовой фильтрации;

V(2)/V(1) - АЧХ преобразователя (построена со смещением на 0,5); VP(2) - ФЧХ преобразователя; VG(2) - характеристика ГВЗ преобразователя, а h, Kh; d и us - согласно обозначениям на фиг.9 и 10.

ФЧХ и характеристики ГВЗ равны нулю.

13. Фиг.13 - структурная схема фильтра 1, где 1 - операционный усилитель ">"; 2 - цепь алгебраического суммирования "+"; 3 - первый дифференциатор "±T₁p"; 4 - n - й дифференциатор "±T_np"; "Вх" - вход фильтра; "Вых.1" - выход фильтра (выход усилителя); "Вых.2", ..., "Вых. (n - 1)" - другие выходы фильтра (выходы 1, ..., n дифференциаторов).

Предложенный способ (способы) фильтрации может быть осуществлен двумя путями - аппаратно и программно. Аппаратно способ осуществляется, в частности, предложенным фильтром (фильтрами). На фиг.1 - 8 и 13 приведены структурные и принципиальные схемы фильтров, а на фиг.9 - 12 - частотные характеристики.

Работа предложенных частотных фильтров определяется приведенными выше передаточными функциями фильтрации, соответствующими схемам. Полином функции фильтрации определяется передаточной функцией цепи обратной связи, а именно:

$$K_{обр}(p) = 1 - Tp; \quad (72)$$

$$K_{обр}(p) = 1 - T_1T_2p^2; \quad (73)$$

$$K_{обр}(p) = 1 - T_1p + T_1T_2p^2; \quad (74)$$

$$K_{обр}(p) = 1 - T_2p + T_1T_2p^2; \quad (75)$$

- для фильтров на фиг.1, 4, 7 и 8 соответственно. Сигнал обратной связи, проходя через цепь с K_{обр}(p) и будучи умноженным на K_{обр}(p), сравнивается во входной цепи с входным сигналом фильтра. Вид фильтрации (нижних, верхних или других частот) определяется тем, к какой части последовательной цепи дифференциаторов подключен выход фильтра: нижних частот - до дифференциаторов, что соответствует "нулевому" порядку члена в числителе функции фильтрации; верхних частот - после последнего, n - го, дифференциатора, что соответствует n - му порядку члена в числителе; полосовой фильтрации - после s - го (s < n) дифференциатора, что соответствует s - му порядку члена в числителе функции фильтрации.

Предложенный фильтр (фильтры) является устройством с отрицательной обратной связью, для которого важен вопрос обеспечения устойчивости. В общем случае в устройствах с отрицательной обратной связью возможны две причины неустойчивости. Во-первых, это частотно-зависимая цепь, определяющая требуемую передаточную функцию устройства, и, во-вторых, паразитные фазосдвигающие цепи в операционных усилителях. Для определения того, устойчиво или неустойчиво устройство с обратной связью, пользуются петлевой передаточной функцией K_{пет}(p) и соответствующими частотными характеристиками K_{пет}(W) и Ф_{пет}(W). В табл.4 приведены указанные функции и характеристики для фильтров с n = 1, ..., 8, а также показаны запасы по фазе в пределах "фазовой зоны" фильтров. Согласно табл.4, Ф_{пет} (от W не зависит) для четных n - посередине "фазовой зоны", т.е. с запасом в пределах ±π/2, а для нечетных n - с запасом от 0 до π или от 0 до -π.

Наличие запасов по фазе обеспечивает возможность осуществления устойчивости предложенных фильтров. Вопрос обеспечения

устойчивости устройств с обратными связями и, в частности, на операционных усилителях известен и рассмотрен в литературе, например, в [1], с.82 ("7.4. Коррекция частотной характеристики"), с.145 ("11.5.2. Практическая реализация"), с.480 ("26. Электронные регуляторы"). Рассмотренные в [1] пути повышения устойчивости могут быть использованы в предложенном фильтре (фильтрах). В частности, это может быть введение корректирующих цепей [1], с.82 и 480), применение "практической схемы" дифференциатора ([1], с.145). Кроме того, это может быть введение дополнительной связи с промежуточным отводом, подобно показанной на фиг.7.

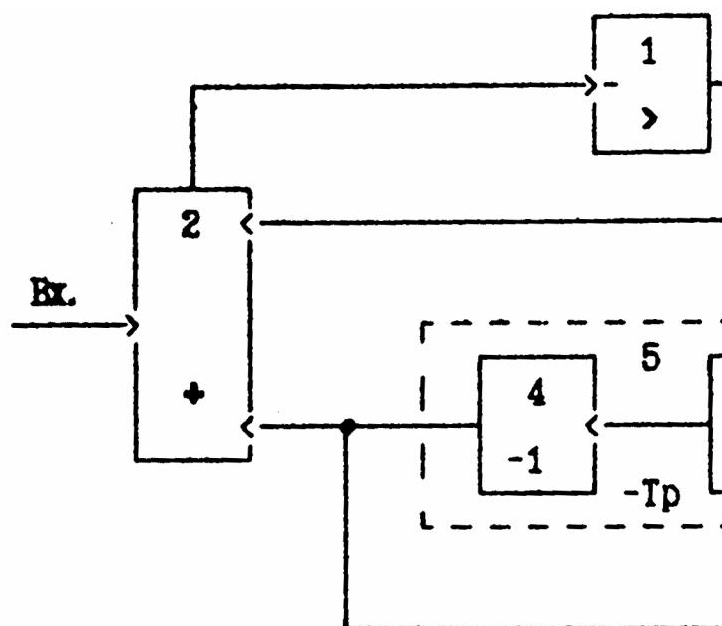
Возможность осуществления предложенного способа (способов) обусловлена приведенным анализом, а также предложенными фильтрами. Осуществление способа не исчерпывается предложенным фильтром (фильтрами). Способ может быть также осуществлен другими схемными решениями, в том числе цифровыми фильтрами, и, кроме того, он может быть осуществлен программно.

n	
1	
2	
3	1 +
4	1 + p + (3/

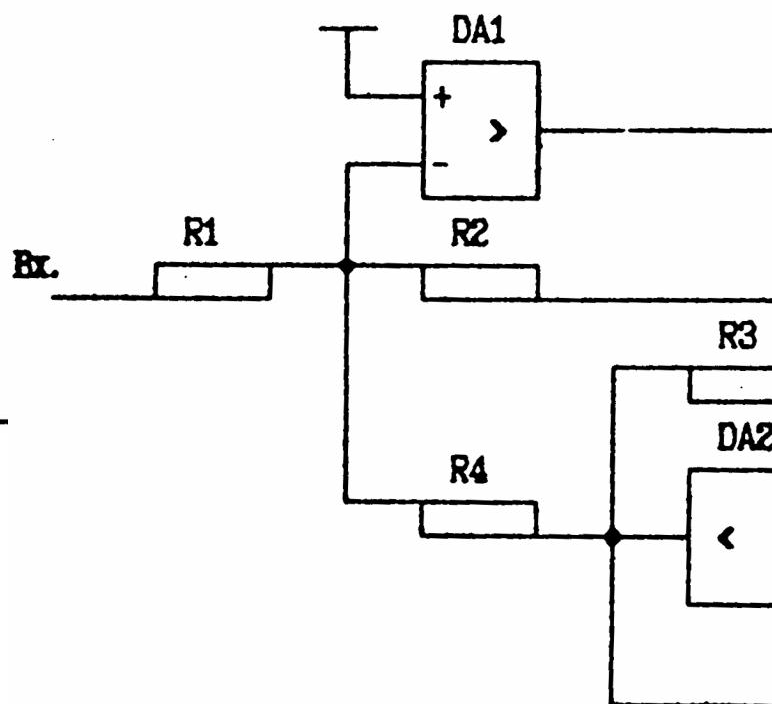
n	Полином Ба
1	1 +
2	1 + 2 ^{1/2}
3	1 + 2 p + 2p ² + p ³ =
4	1 + 2,613p + 3,414

n	K _{нч} (p)	K _{нч} (jW)	K _{нч} (W)
1	$\frac{1}{1 \pm a_1 p}$	$\frac{1}{1 \pm j a_1 W}$	$\frac{1}{[1 + (a_1 W)^2]}$
2	$\frac{1}{1 - a_2 p^2}$	$\frac{1}{1 + a_2 W^2}$	$\frac{1}{1 + a_2 W^2}$
3	$\frac{1}{1 \pm a_3 p^3}$	$\frac{1}{1 \mp j a_3 W^3}$	$\frac{1}{[1 + (a_3 W^3)^2]}$
4	$\frac{1}{1 + a_4 p^4}$	$\frac{1}{1 + a_4 W^4}$	$\frac{1}{1 + a_4 W^4}$
5	$\frac{1}{1 \pm a_5 p^5}$	$\frac{1}{1 \pm j a_5 W^5}$	$\frac{1}{[1 + (a_5 W^5)^2]}$
6	$\frac{1}{1 - a_6 p^6}$	$\frac{1}{1 + a_6 W^6}$	$\frac{1}{1 + a_6 W^6}$
7	$\frac{1}{1 \pm a_7 p^7}$	$\frac{1}{1 \mp j a_7 W^7}$	$\frac{1}{[1 + (a_7 W^7)^2]}$
8	$\frac{1}{1 + a_8 p^8}$	$\frac{1}{1 + a_8 W^8}$	$\frac{1}{1 + a_8 W^8}$

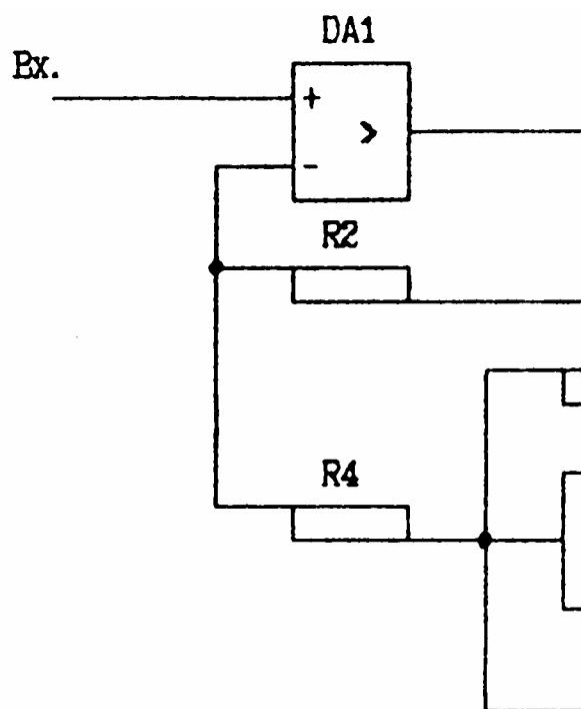
Полином фильтра	$K_{\text{пер}}(p)$	$K_{\text{пер}}(W)$
$1+a_1p$	$-a_1p$	$-ja_1W$
$1-a_1p$	a_1p	ja_1W
$1-a_2p^2$	a_2p^2	$-ja_2W^2$
$1+a_3p^3$	$-a_3p^3$	ja_3W^3
$1-a_3p^3$	a_3p^3	$-ja_3W^3$
$1+a_4p^4$	$-a_4p^4$	$-ja_4W^4$
$1+a_5p^5$	$-a_5p^5$	$-ja_5W^5$
$1-a_5p^5$	a_5p^5	ja_5W^5
$1-a_6p^6$	a_6p^6	$-ja_6W^6$
$1+a_7p^7$	$-a_7p^7$	ja_7W^7
$1-a_7p^7$	a_7p^7	$-ja_7W^7$
$1+a_8p^8$	$-a_8p^8$	$-ja_8W^8$



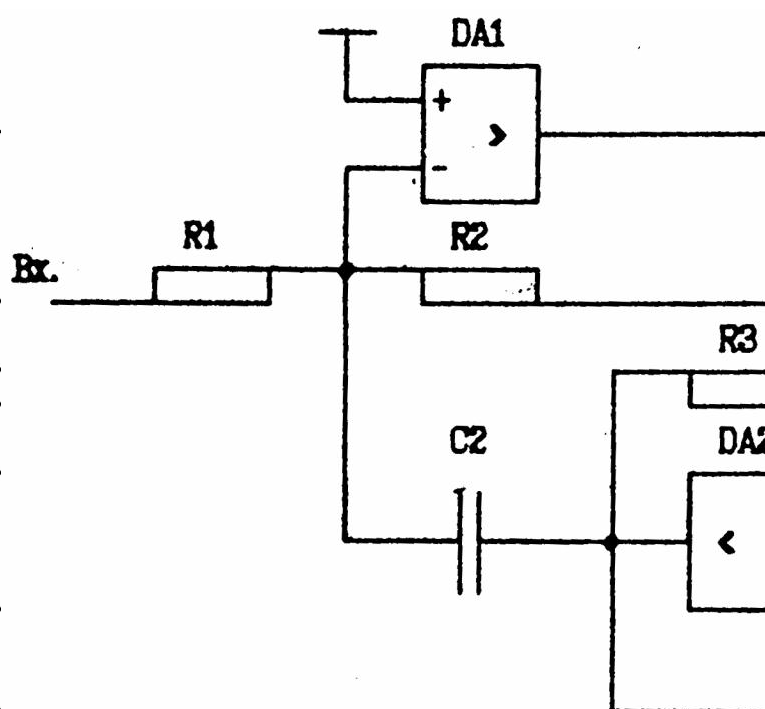
Фиг. 1



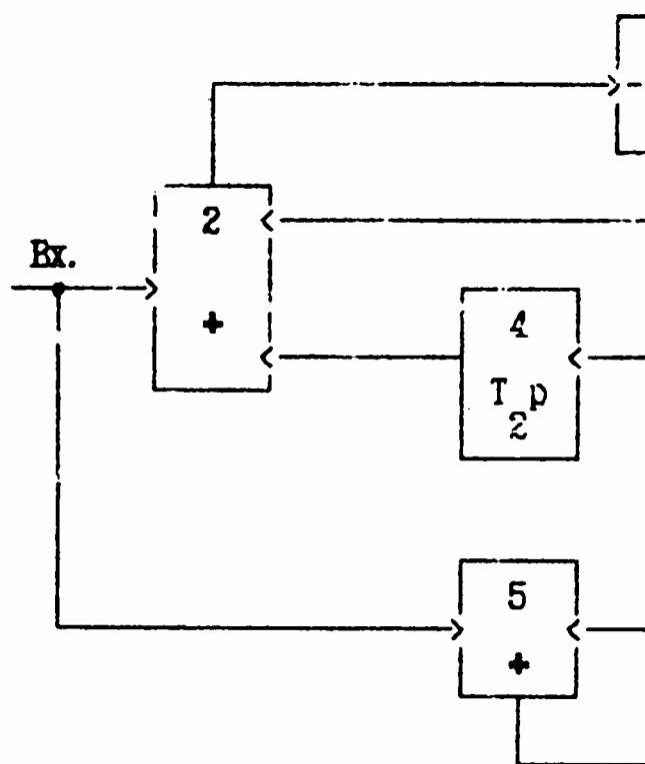
Фиг. 2



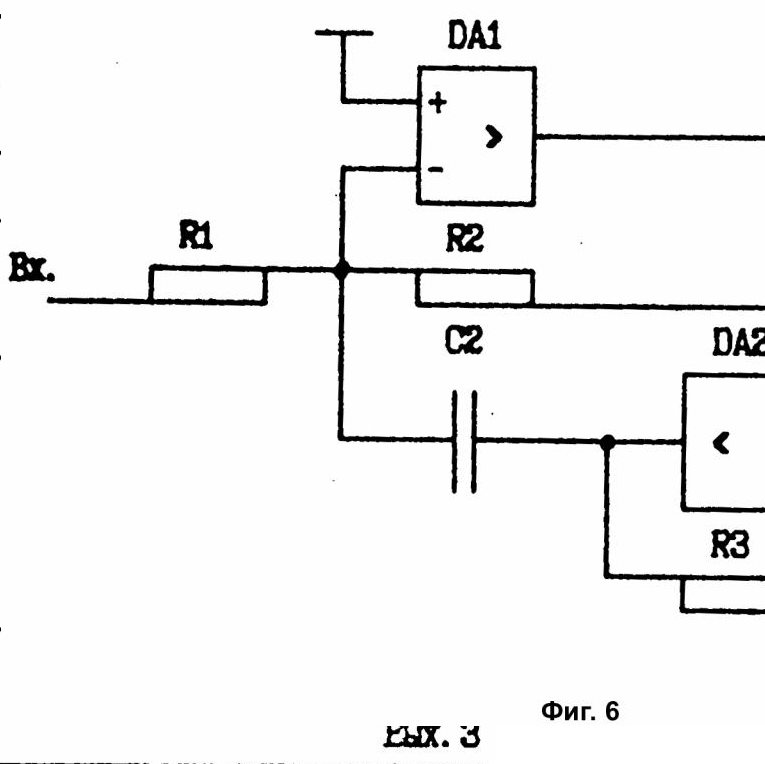
Фиг. 3



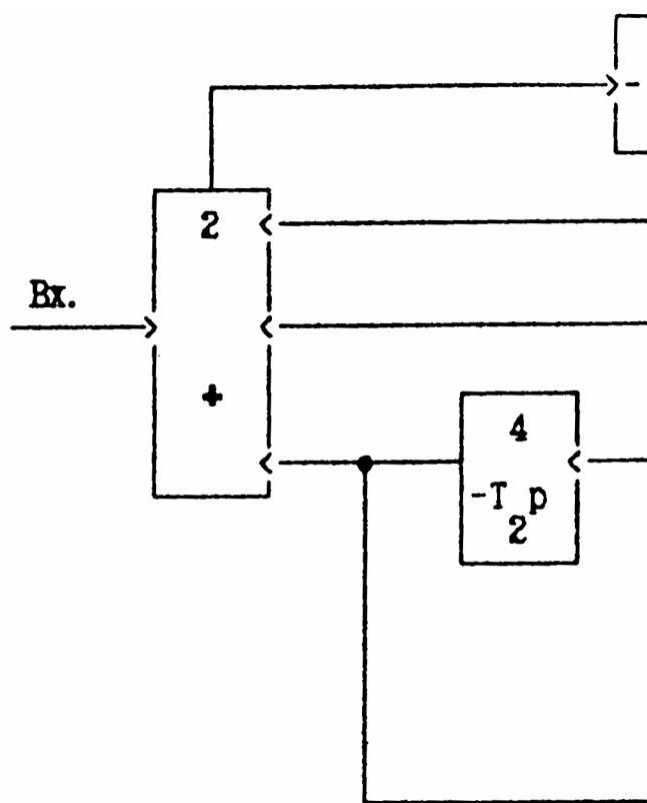
Фиг. 5



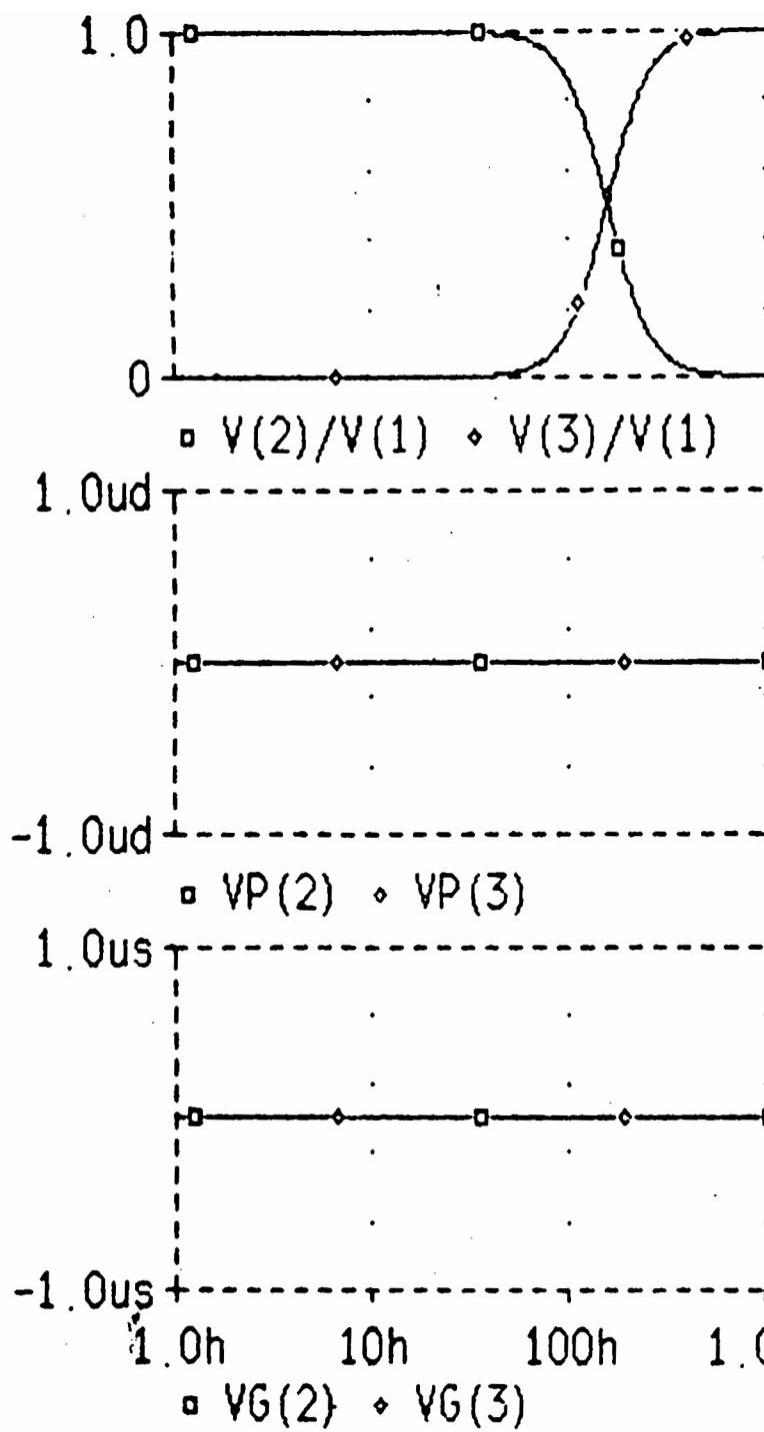
Фиг. 4



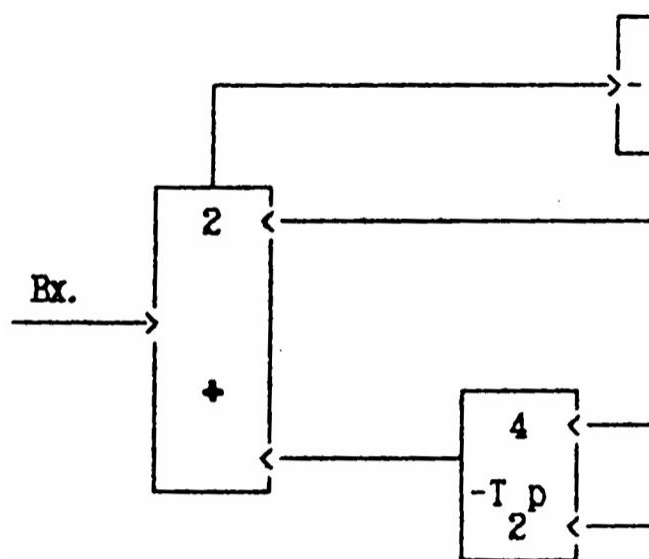
Фиг. 6



Фиг. 7

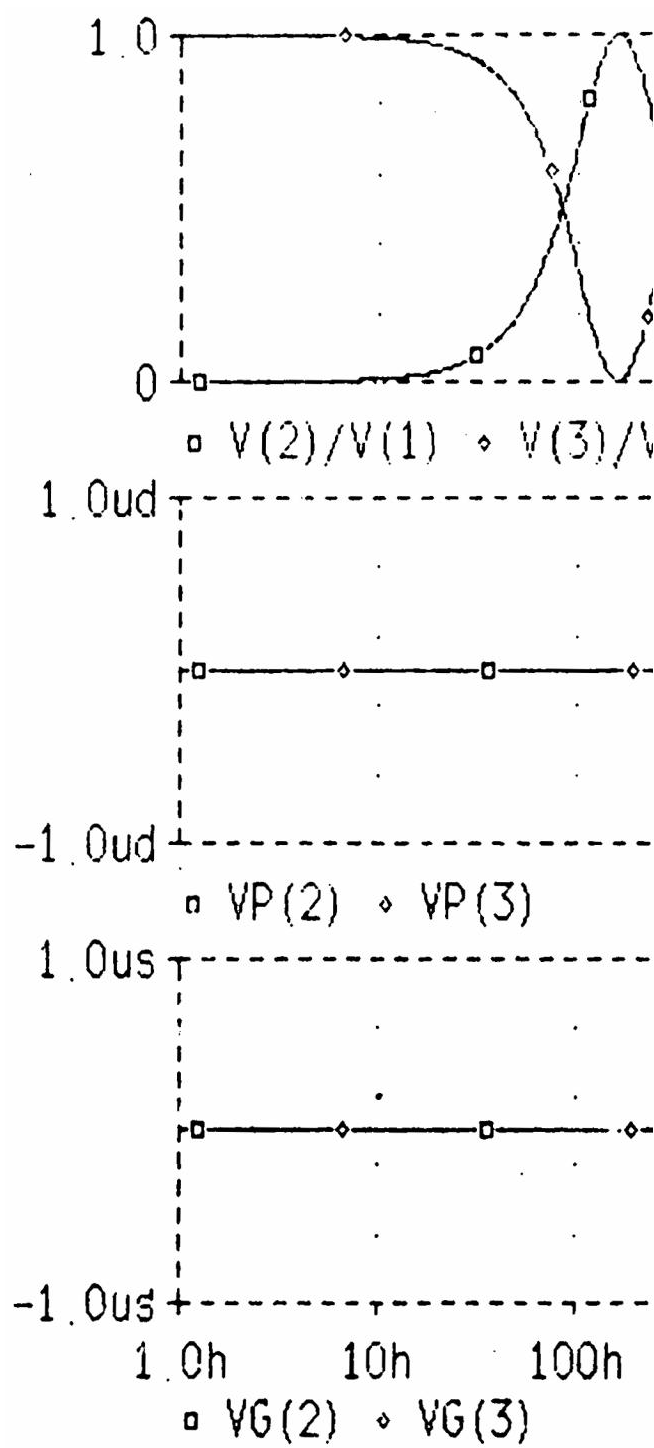


Фиг. 9

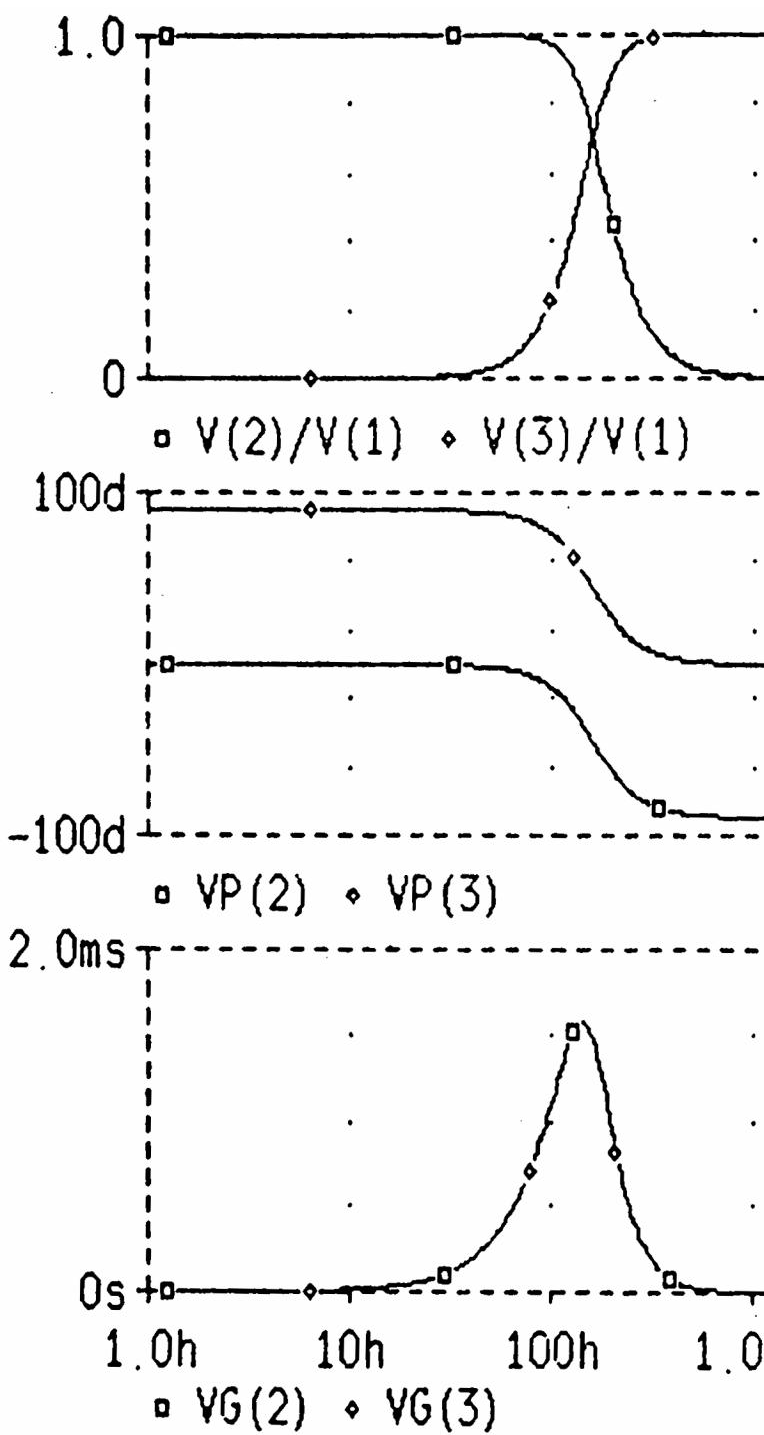


Фиг. 8

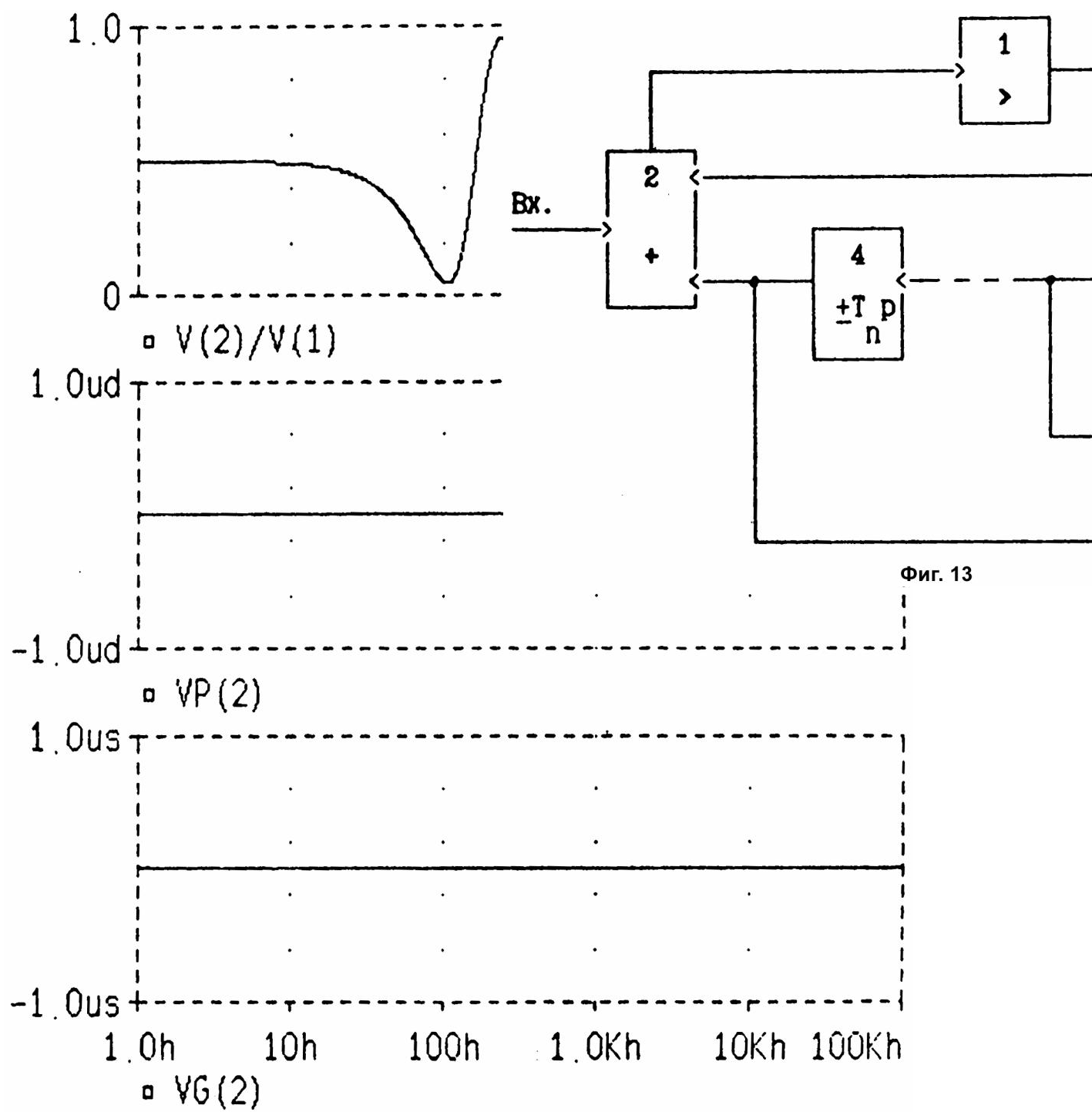
Вых. 2



Фиг. 10



Фиг. 11



Фиг. 13

Фиг. 12