

**Министерство образования Республики Беларусь
Гомельский государственный технический
университет имени П. О. Сухого**

Л. Г. Чубриков

СКОРОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ

Гомель 2000

ББК 31.21

УДК 621.372.54

Чубриков Л. Г.

Скоростные фильтры сигналов: Монография. – Гомель: ГГТУ им. П. О. Сухого. – 157 с.
ISBN 985-65-14-88-6

В книге изложены вопросы теории и схемные решения скоростной фильтрации сигналов. Скоростные фильтры сигналов – это новый класс приборов, разработанный автором данной монографии. Приведены схемы различных типов скоростных фильтров, анализ их работы при непериодических и периодических сигналах, методы расчета. Рассмотрены конкретные примеры их применения в устройствах контроля и измерения.

Для специалистов в области электроники, вычислительной техники, контроля и измерений, автоматики, связи и телемеханики, а также студентов соответствующих специальностей ВУЗов и радиолюбителей.

Рецензенты: зав. кафедрой «Автоматика и телемеханика» БелГУТ, д.т.н., профессор **Бочков К. А.**;
зав. кафедрой «Автоматическое управление» БГУИР, д.т.н., профессор **Кузнецов Л. П.**

Издание осуществлено при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований.

ISBN 985-65-14-88-6

© Л. Г. Чубриков

ПРЕДИСЛОВИЕ

В настоящее время в различных устройствах измерений, передачи, приема и обработки электрических сигналов преимущественно используется частотный способ фильтрации сигналов, реализуемый при помощи пассивных или активных частотных фильтров. Такие фильтры работают в области частотных параметров сигнала. Они пропускают гармонические сигналы в заданном диапазоне частот и не пропускают сигналы вне этого частотного диапазона. Но фильтровать сигналы можно и в области других параметров сигналов, в частности, по скорости изменения электрического сигнала. В заданном диапазоне скоростей, определяемом настройкой, скоростной фильтр пропускает сигнал, а вне этого диапазона – не пропускает. Такие фильтры могут работать при любых формах сигнала.

Скоростные фильтры разработаны мной в конце 80-х годов и впервые обобщенные сведения о них в виде краткой монографии я предлагаю читателю. Книга разделена на семь глав. В первой главе читатель познакомится с основными понятиями, параметрами и характеристиками скоростных фильтров. Во второй главе подробно рассматривается базовый скоростной фильтр и его реакции на сигналы различных форм. Третья глава посвящена различным типам фильтров с переменными скоростями настройки. В ней подробно рассматривается их работа при различных сигналах и скоростях настройки фильтра. В четвертой главе читатель найдет сведения о комбинированных фильтрах: полосовых, заграждающих, универсальных, интегральных, среднего значения. В пятой главе рассматриваются аналого-цифровые фильтры, которые способны работать при очень малых скоростях изменения сигналов. Шестая глава посвящена различным устройствам контроля, построенных на скоростных фильтрах. Это различные сигнализаторы потока жидкости в трубе, устройство обнаружения одиночных сигналов на фоне больших помех, сигнализатор «провала» напряжения в электрической сети. В седьмой главе рассмотрены примеры применения скоростных фильтров в устройствах измерения различных технологических параметров.

Стремление максимально сократить объем книги, с целью увеличить вероятность ее издания, не позволило мне включить в монографию материалы по разработке и исследованию ряда устройств на основе скоростных фильтров. Тем не менее, заинтересованный читатель найдет в книге все необходимые сведения для того, чтобы самому использовать скоростные фильтры сигналов при разработке необходимых ему устройств с заданными параметрами. При этом, однако, надо помнить, что теория скоростных

фильтров, приводимая в книге, разработана для таких скоростей изменения сигнала, при которых инерционностью микросхем можно пренебречь.

И в заключение предисловия я считаю своим долгом выразить благодарность моей терпеливой и настойчивой помощнице, моей милой дочке Романьковой Татьяне Леонидовне, выполнившей огромную и сложную работу по оформлению и редактированию рукописи монографии. Я благодарю Белорусский республиканский фонд фундаментальных исследований за оказанную мне честь – признание моей работы фундаментальной и финансирование издания монографии. Я весьма признателен рецензентам, докторам технических наук, профессорам Бочкову Константину Афанасьевичу и Кузнецову Александру Петровичу, высоко оценившим мой труд, что в немалой степени способствовало принятию решения Белорусским республиканским фондом фундаментальных исследований. Я также выражаю свою признательность проректору по науке Кенько Виктору Михайловичу и сотрудникам редакционно-издательского отдела нашего университета, сделавшим все возможное, чтобы моя монография «вышла в свет».

Глава 1. ВВЕДЕНИЕ В СКОРОСТНУЮ ФИЛЬТРАЦИЮ СИГНАЛОВ

1.1. Ограниченность частотной фильтрации

Автоматизация производства, в том числе и с использованием микропроцессоров, самым тесным образом связана с получением информации об автоматизируемом технологическом процессе или механизме. Для получения информации используют самые различные датчики, отличающиеся принципом действия, конструкцией, характеристиками, входными и выходными параметрами. Однако, сигналы, получаемые при помощи технологических датчиков, как правило, отягощены различными помехами, которые нередко оказываются соизмеримы с величиной сигнала, а иногда и превышают его. В тех случаях, когда помехи невелики, ими пренебрегают при измерениях, или они мало влияют при контроле. Однако в тех случаях когда помехи соизмеримы с величиной сигнала или превышают величину сигнала, то даже хорошие и надежные датчики оказываются непригодными и автоматизация технологических процессов затрудняется или уже действующая автоматика оказывается малоэффективной и ненадежной.

Следовательно, возникает задача надежного выделения полезного сигнала датчиков на фоне помех. Эта задача не нова и она уже давно успешно решается в устройствах связи с использованием частотных фильтров. Разработаны различные частотные методы выделения сигналов – согласованные частотные фильтры, метод накопления сигналов, оптимальная обработка сигналов и др.

Однако в целом ряде случаев методы выделения сигналов, основанные на частотной фильтрации, оказываются малоэффективными или вовсе непригодными для выделения сигналов технологических датчиков, которые образуют низкочастотные и инфранизкочастотные сигналы несинусоидальной формы. Так, например, суточные изменения температуры окружающей среды, выступая как помеха для температурных датчиков сигнализатора потока нефти в трубе на нефтепромыслах, имеют один период за сутки. При прекращении потока полезным сигналом датчика будет единичное изменение напряжения на 70–80 % за 2–3 часа.

Ниже приводятся некоторые классы задач выделения сигналов, при решении которых частотная фильтрация оказывается малоэффективной или непригодной.

1. Выделение сигналов, несущих информацию о наступлении какого-либо события. Чаще всего здесь в качестве полезного сигнала используется единичное изменение напряжения датчика, скорость изменения которого больше максимальной скорости изменения гладких помех и меньше скорости изменения «быстрых» (импульсных) помех. При этом величина помех

может быть соизмеримой и даже больше величины полезного сигнала. На рис. 1.1, *а* показан временной график изменения напряжения датчика при отсутствии полезного сигнала и при появлении полезного сигнала. На участке А – В полезный сигнал отсутствует и изменения напряжения датчика происходят под действием дрейфа нуля и импульсных помех. В ряде случаев напряжение датчика при нормальном режиме контролируемого технологического процесса может выступать как помеха, а уменьшение этого напряжения при нарушении нормального режима принимается за полезный сигнал. Во время t_1 произошло контролируемое событие и напряжение датчика на участке В – С изменяется со скоростью, большей максимальной скорости дрейфа нуля (хотя бы в 2 – 3 раза), что и служит полезным сигналом, несущим информацию о наступлении события.

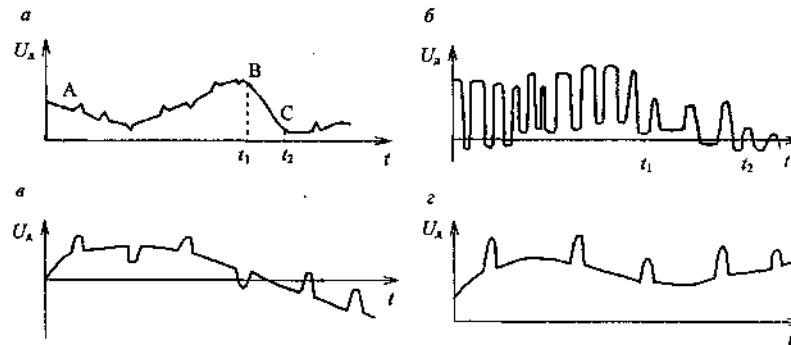


Рис. 1.1. Формы напряжения датчиков

2. Выделение сигналов, несущих информацию об изменении средних значений контролируемой величины при наличии гладких и импульсных помех. На рис. 1.1, *б* показан временной график изменения напряжения датчика. В течение времени $0 - t_1$ среднее значение контролируемой величины изменяется медленно и выступает как помеха. На участке $t_1 - t_2$ среднее значение контролируемой величины уменьшается с большей скоростью, чем на участке $0 - t_1$. Это уменьшение с большей скоростью является полезным сигналом, несущим информацию, например, об остановке агрегата или нарушении технологического процесса.

3. Выделение одиночных или периодически повторяющихся дискретных сигналов на фоне случайных или специально предусмотренных помех, в том числе и гармонических. Величина помех может быть выше величины сигнала. На рис. 1.1, *в* приведен временной график изменения напряжения гладкой помехи и полезного сигнала.

4. Измерение амплитуды или вольт-секундной площади одиночных сигналов, несущих информацию о величине какого-то параметра контролируемого технологического процесса. При этом помехи могут быть соизмеримы и даже больше полезного сигнала. На рис. 1.1, *г* приведен временной график изменения напряжения датчика, включающий дрейф нуля датчика и полезный сигнал в виде одиночных импульсов различной длительности и амплитуды.

1.2. Понятия и определения скоростной фильтрации сигналов

Вышеперечисленные классы задач выделения сигналов на фоне гладких и импульсных помех решаются при помощи скоростной фильтрации сигналов. Введем некоторые определения и рассмотрим сущность скоростной фильтрации.

Как известно, частотная фильтрация сигналов включает сравнение частоты сигнала с некоторой заданной частотой f_0 , определяемой настройкой частотного фильтра, и выделение сигнала с помощью частотного фильтра при выполнении определенных условий.

При скоростной фильтрации сигналов осуществляют сравнение скорости изменения величины сигнала с заданной скоростью V_ϕ , определяемой настройкой скоростного фильтра, и выделение сигнала с помощью скоростного фильтра при выполнении определенных условий.

По аналогии с частотной фильтрацией введем необходимые понятия и определения в скоростной фильтрации. Такая аналогия полезна, так как позволяет пользоваться уже известными установившимися понятиями и определениями, облегчает понимание скоростной фильтрации и показывает ее отличие от частотной.

Скоростной фильтр – это нелинейное устройство, пропускающее напряжения, скорости изменения величины которых находятся в некоторой области заданных значений, и не пропускающее напряжения, скорости изменения величины которых находятся вне этой области.

Скорости, при которых напряжения пропускаются фильтром, образуют полосу скоростей установившегося пропускания скоростного фильтра.

Скорости, при которых напряжения не пропускаются фильтром, образуют полосу задерживания скоростного фильтра.

Между полосой пропускания и полосой задерживания находится переходная область скоростей, в которой степень пропускания напряжения фильтром зависит от соотношения скорости V входного напряжения и заданной скорости V_ϕ настройки фильтра.

Скорость, отделяющая полосу пропускания от переходной области, называется скоростью среза V_c .

Скорость, отделяющая переходную область от полосы задерживания, называется скоростью задерживания V_z .

Значения V_c и V_s определяются типом скоростного фильтра и величиной V_ϕ .

Фильтр нижних скоростей (ФНС) – это фильтр, пропускающий только те напряжения, скорости изменения величины которых не превышают скорости задерживания V_s .

Фильтр верхних скоростей (ФВС) – это фильтр, пропускающий только те напряжения, скорости изменения величины которых больше скорости задерживания V_s .

Полосовой скоростной фильтр (ПСФ) – это фильтр, пропускающий только те напряжения, скорости изменения величины которых больше первой скорости задерживания V_{s1} , но меньше второй скорости задерживания V_{s2} .

Заграждающий скоростной фильтр (ЗСФ) – это фильтр, не пропускающий напряжения, скорости изменения величины которых находятся в полосе скоростей от V_{s1} до V_{s2} , и пропускающий напряжения, скорости изменения величины которых находятся за пределами этой полосы.

Если с заданной скоростью V_ϕ настройки фильтра сравнивать мгновенную скорость $V_{мг} = \frac{d[u_{вх}(t)]}{dt}$ изменения входного напряжения, то могут

быть неопределенности. Поясним это на следующем примере. Наибольшее практическое значение имеет задача выделения полезного сигнала, наложенного на медленно меняющуюся помеху, как показано на рис. 1.2. Такой выделяемый полезный сигнал при различных своих значениях имеет различные мгновенные скорости изменения величины сигнала, которые могут

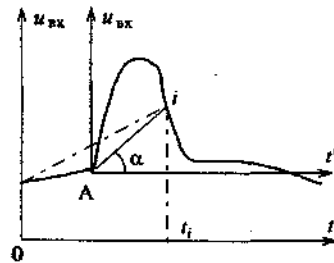


Рис. 1.2. К введению понятия тангенсальной скорости

быть больше и меньше заданной скорости V_ϕ настройки фильтра. Эта неопределенность соотношения мгновенной скорости $V_{мг}$ изменения полезного сигнала и заданной скорости V_ϕ настройки фильтра затрудняет анализ и расчет скоростных фильтров, используемых для разделения медленно меняющихся напряжений и напряжений, изменяющихся с более высокой скоростью, например, в виде импульсов, как показано на рис. 1.2.

Для устранения неопределенности соотношения между скоростью изменения входного напряжения и скоростью V_ϕ настройки фильтра, введем понятие тангенсальной скорости изменения напряжения. Любое значение произвольной функции $u_{вх}(t)$ входного напряжения можно определить как

$$u_{вх}(t_i) = u_{вх}(0) + V(t_i) \cdot t_i, \quad (1.1)$$

где $V(t_i)$ – скорость линейного изменения напряжения (тангенсальная скорость), необходимая для изменения напряжения на величину $u_{вх}(t_i) - u_{вх}(0)$ за время t_i (см. рис. 1.2). Если, с целью удобства, начало координат на рис. 1.2. поместить в точку A, то для любой точки графика в новых координатах значение функции будет

$$u_{вх}(t') = V(t') \cdot t', \quad (1.2)$$

где $V(t') = \frac{u_{вх}(t')}{t'} = tg\alpha$ – тангенсальная скорость. В дальнейшем $V(t)$ для краткости будем обозначать одной буквой V .

Если скорость V_ϕ настройки фильтра имеет одно и то же значение при положительной и отрицательной полярности, то такие фильтры будем называть симметричными скоростными фильтрами. В противном случае – несимметричными фильтрами.

Сущность скоростной фильтрации сигналов поясним при помощи временных графиков изменения напряжений на входах и выходах различных фильтров, показанных на рис. 1.3.

На рис. 1.3, а приведен временной график изменения входного напряжения $u_{вх}$ фильтров. Как видно из графика, $u_{вх}$ представляет собой медленно меняющееся напряжение, на которое наложены импульсы различной длительности, формы и скорости изменения напряжения в начале импульса.

Пусть все фильтры – ФНС, ФВС, ПСФ и ЗСФ – настроены таким образом, что $V_s = V_{s1}$ больше скорости изменения медленно меняющейся составляющей входного напряжения, но меньше скорости изменения напряжения в начале импульсов. Пусть также V_{s2} больше скорости изменения напряжения в начале импульсов A, Д, но меньше скорости в начале импульсов B, C.

На рис. 1.3, б показан временной график изменения напряжения $u_{вс}$ на выходе ФНС. Когда $V < V_s$, фильтр пропускает входное напряжение и поэтому $u_{вс} = S_n u_{вх}$, где S_n – коэффициент передачи фильтра. В тех случаях, когда $V > V_s$, $u_{вс} = u_{вс0}$, где $u_{вс0}$ – выходное напряжение ФНС в момент наступления условия $V > V_s$ (в начале импульса). Таким образом, на выходе ФНС выделяется медленно меняющаяся составляющая входного сигнала.

На рис. 1.3, в приведен временной график изменения напряжения $u_{вс}$ на выходе ФВС. В тех случаях, когда тангенсальная скорость $V < V_s$, фильтр полностью задерживает $u_{вх}$ и $u_{вс} = 0$. Когда же тангенсальная скорость $V > V_s$, на выходе ФВС появляются напряжения, пропорциональные напряжениям импульсов, наложенных на медленно меняющееся напряжение, то есть ФВС выделяет только импульсы, скорость изменения входного напряжения в начале которых больше V_s .

Временной график на рис. 1.3, а отражает изменение напряжения $u_{вх}$ на выходе ПСФ. Фильтр пропускает напряжение только в том случае, когда тангенциальная скорость V входного напряжения $u_{вх}$ удовлетворяет неравенству $V_{31} < V < V_{32}$.

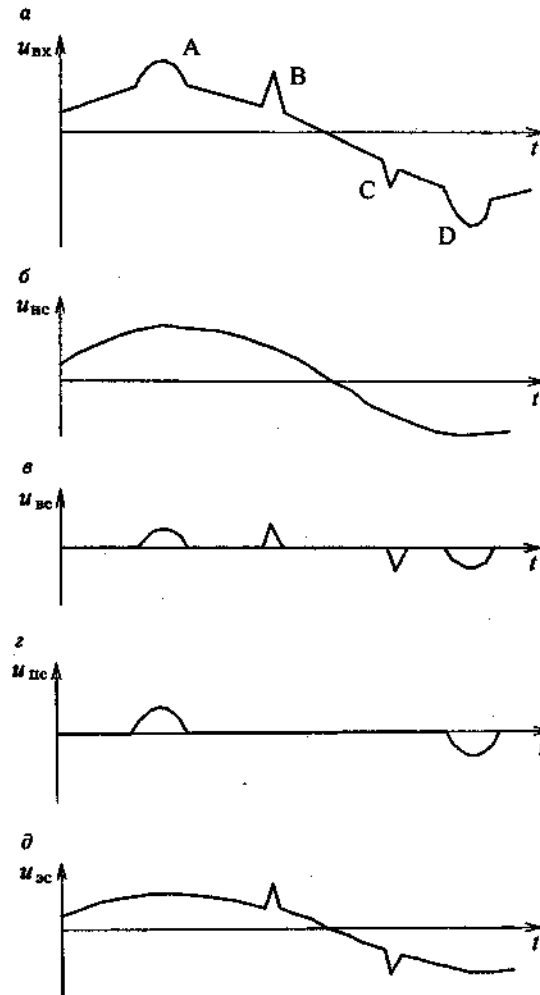


Рис. 1.3. Напряжение на входах и выходах скоростных фильтров

На рис. 1.3, д показан график изменения напряжения $u_{вс}$ на выходе ЗСФ. Здесь, наоборот, когда тангенциальная скорость V входного напряже-

ния удовлетворяет условию $V_{31} < V < V_{32}$, фильтр не пропускает напряжения, а при невыполнении этого условия – пропускает напряжение импульса.

1.3. Основные параметры и характеристики скоростных фильтров

Основным параметром скоростного фильтра является его коэффициент передачи S , характеризующий способность фильтра пропускать входное напряжение при данной величине скорости изменения этого напряжения

$$S = \frac{u_{вх}}{u_{вх}} / V = const. \quad (1.3)$$

Основной характеристикой фильтра является скоростная характеристика (СХ), представляющая собой зависимость коэффициента передачи фильтра от скорости V изменения входного напряжения

$$S = f(V). \quad (1.4)$$

Эта характеристика показывает способность скоростного фильтра пропускать напряжение при той или иной скорости изменения его величины.

Для периодических входных напряжений в качестве коэффициента передачи бывает целесообразно принять отношение амплитуды выходного напряжения фильтра к амплитуде входного напряжения

$$S_m = \frac{u_{m\text{ вых}}}{u_{m\text{ вх}}}. \quad (1.5)$$

В этом случае скоростную характеристику будем называть амплитудно-скоростной характеристикой (АСХ)

$$S_m = f(V_m), \quad (1.6)$$

где

$$V_m = \frac{u_{вх}(t_m)}{t_m}, \quad (1.7)$$

t_m – временная координата, при которой выходное напряжение фильтра принимает максимальное значение.

При периодических входных напряжениях для оценки сдвига t_c во времени между амплитудами входного и выходного напряжений фильтров, в зависимости от скорости введем понятие времяскоростной характеристики (ВСХ)

$$t_c = f(V_m), \quad (1.8)$$

где $t_c = t_{m\text{ вх}} - t_m$; $t_{m\text{ вх}}$ – временная координата, при которой $u_{вх} = u_{m\text{ вх}}$.

К основным параметрам скоростных фильтров также следует отнести скорость V_c среза и скорость V_s задерживания.

Для ФВС в качестве скорости V_c среза принята такая скорость V , при которой $S_c=0,707S_{\max}$, где S_{\max} – максимальное значение коэффициента передачи фильтра в полосе пропускания. Скорость задерживания ФВС $V_s=V_\phi$.

Для ФНС в качестве скорости V_s задерживания принята такая скорость V , при которой $S_s=(1-0,707)S_{\max}=0,293S_{\max}$. Скорость среза ФНС $V_c=V_\phi$.

Так как ПСФ и ЗСФ синтезируют, по сути дела, из ФНС и ФВС, то такие фильтры характеризуются парами параметров: $V_{\phi 1}$ и $V_{\phi 2}$, V_{c1} и V_{c2} , V_{s1} и V_{s2} .

Для ПСФ в качестве V_{s2} принята такая скорость V , при которой $S_{s2}=0,293S_{\max}$, а $V_{c2}=V_{\phi 2}$, в качестве V_{c1} принята такая скорость V , при которой $S_{c1}=0,707S_{\max}$, а $V_{s1}=V_{\phi 1}$.

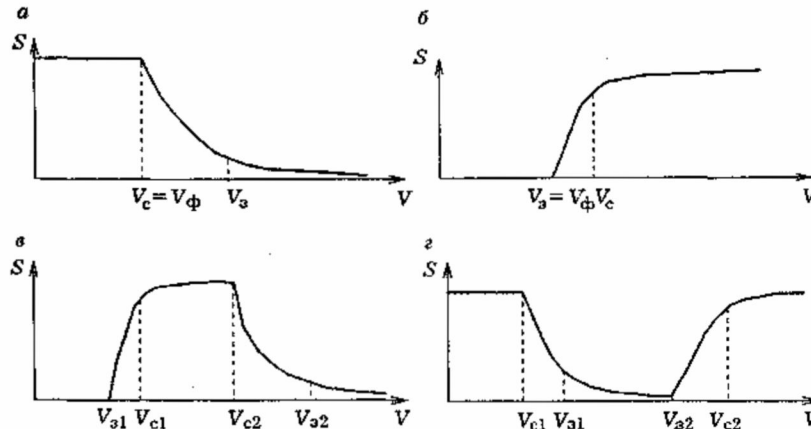


Рис. 1.4. Скоростные характеристики фильтров: а – ФНС; б – ФВС; в – ПСФ; г – ЗСФ.

Для ЗСФ в качестве V_{c1} принята такая скорость V , при которой $S_{c2}=0,707S_{\max}$, а $V_{s2}=V_{\phi 2}$, в качестве V_{s1} принята такая скорость V , при которой $S_{s1}=0,293S_{\max}$, а $V_{c1}=V_{\phi 1}$.

На рис. 1.4 приведены скоростные характеристики ФНС, ФВС, ПСФ, ЗСФ с указанием скоростей среза и задерживания.

Для оценки качества скоростных характеристик введем параметр – крутизна скоростной характеристики в переходной области.

Для ФНС

$$\gamma = \frac{0,707S_{\max}}{V_s - V_c} = \frac{0,707S_{\max}}{V_s - V_\phi}; \quad (1.9)$$

для ФВС

$$\gamma = \frac{0,707S_{\max}}{V_c - V_s} = \frac{0,707S_{\max}}{V_c - V_\phi}; \quad (1.10)$$

для ПСФ

$$\gamma_1 = \frac{0,707S_{\max}}{V_{c1} - V_{s1}} = \frac{0,707S_{\max}}{V_{c1} - V_{\phi 1}}, \quad (1.11)$$

$$\gamma_2 = \frac{0,707S_{\max}}{V_{s2} - V_{c2}} = \frac{0,707S_{\max}}{V_{s2} - V_{\phi 2}}; \quad (1.12)$$

для ЗСФ

$$\gamma_1 = \frac{0,707S_{\max}}{V_{s1} - V_{c1}} = \frac{0,707S_{\max}}{V_{s1} - V_{\phi 1}}, \quad (1.13)$$

$$\gamma_2 = \frac{0,707S_{\max}}{V_{c2} - V_{s2}} = \frac{0,707S_{\max}}{V_{c2} - V_{\phi 2}}. \quad (1.14)$$

Для оценки ширины полосы пропускания ПСФ и ширины полосы задерживания ЗСФ примем

$$\Delta V_n = \sqrt{(V_{c2} - V_{c1})(V_{s2} - V_{s1})}. \quad (1.15)$$

При анализе скоростных фильтров бывает удобно пользоваться нормированными скоростными характеристиками (НСХ):

$$S_n = f(V_n), \quad (1.16)$$

где $S_n = S/S_{\max}$ – нормированное значение коэффициента передачи фильтра; $V_n = V/V_\phi$ – нормированная скорость.

Тогда для ФВС в качестве нормированной скорости V_{nc} среза необходимо принять такую скорость V_n при которой $S_{nc}=0,707$, а нормированная скорость задерживания $V_{ns}=1$. Для ФНС в качестве нормированной скорости V_{ns} задерживания необходимо принять такую V_n , при которой $S_{ns}=0,293$, а $V_{nc}=1$.

При нормировании скорости в ПСФ и ЗСФ примем $V_n = V/V_{\phi 1}$. В этом случае для ПСФ в качестве V_{nc1} принята такая скорость $V_n < V_{\phi 2}/V_{\phi 1}$, при которой $S_{nc1}=0,707$, а $V_{ns1}=1$, в качестве V_{ns2} принята такая скорость, $V_n > V_{\phi 2}/V_{\phi 1}$, при которой $S_{ns2}=0,293$, а $V_{nc2} = V_{\phi 2}/V_{\phi 1}$. Для ЗСФ в качестве V_{ns1} принята такая скорость $V_n < V_{\phi 2}/V_{\phi 1}$, при которой $S_{ns1}=0,293$, а $V_{nc1}=1$,

в качестве $V_{ис2}$ принята такая скорость $V_{ис} > V_{ф2}/V_{ф1}$, при которой $S_{ис2}=0,707$, а $V_{ис2} = V_{ф2}/V_{ф1}$.

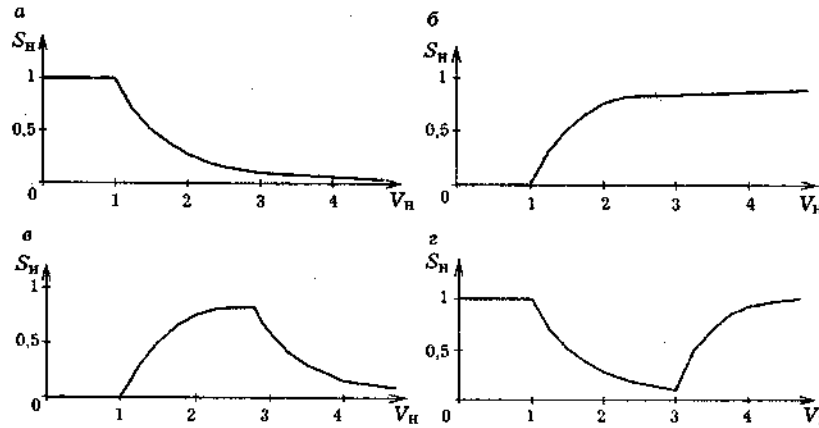


Рис. 1.5. Нормированные скоростные характеристики: а – ФНС; б – ФВС; в – ПСФ; г – ЗСФ.

На рис. 1.5 приведены НСХ скоростных фильтров.

При работе скоростных фильтров с синусоидальными входными напряжениями иногда удобнее пользоваться угловыми скоростными характеристиками (УСХ):

$$S = f(V_{\alpha}), \quad (1.17)$$

где $V_{\alpha} = \frac{U_{m \max} \sin \alpha}{\alpha}$; $\alpha = \omega t$ – угловая координата,

или угловыми амплитудно-скоростными характеристиками:

$$S_m = f(V_{m\alpha}), \quad (1.18)$$

где $V_{m\alpha} = \frac{u_{m \max} \sin \alpha_m}{\alpha_m}$; α_m – угловая координата, при которой выходное

напряжение фильтра достигает максимального значения.

Для оценки угла сдвига между амплитудами входного и выходного напряжений фильтров, в зависимости от изменения скорости, можно использовать фазоскоростную характеристику (ФСХ):

$$\alpha_c = f(V_{m\alpha}), \quad (1.19)$$

где $\alpha_c = \alpha_{m \max} - \alpha_m$, $\alpha_{m \max}$ – угловая координата, при которой $u_{\max} = u_{m \max}$.

$\alpha_{m \max}$ – угловая координата, при которой $u_{\max} = u_{m \max}$.

При работе скоростных фильтров с синусоидальными входными напряжениями можно также пользоваться амплитудно-частотными характеристиками (АЧХ) и фазочастотными характеристиками (ФЧХ), несмотря на несинусоидальные выходные напряжения.

1.4. Области применения скоростной фильтрации

Скоростная фильтрация сигналов, также как ныне частотная фильтрация, будет широко использоваться во всех областях техники, связанных с получением, передачей и обработкой информации. Скоростные фильтры как таковые, или иногда в комплексе с частотными фильтрами, позволяют создавать устройства с высококачественными или с новыми, доселе неизвестными характеристиками, что и явится стимулом к их широкому распространению. Поэтому рассмотреть здесь все возможные применения скоростных фильтров невозможно. Ограничимся лишь несколькими примерами. Контроль за прекращением потока жидкости в трубе или потока сыпучих материалов. Напряжение датчика при наличии потока жидкости или сыпучих материалов выступает как помеха. При этом на датчик воздействует температура жидкости или сыпучих материалов, температура окружающей среды, влажность и другие факторы, изменяя напряжение датчика в весьма широком диапазоне. Но эти изменения сравнительно медленные.

При прекращении потока напряжения датчика будет изменяться с большей скоростью, чем при наличии потока, но не до нулевого значения. Это повышение скорости изменения напряжения датчика является сигналом о прекращении потока, выделяемым при помощи скоростного фильтра.

Сигнализаторы прекращения потока жидкости, разработанные на основе скоростных фильтров, в течение длительного времени (около трех лет) испытывали на нефтепромыслах. Сигнализаторы работали с термодатчиками, установленными в грунте на трубе с теплой жидкостью, текущей от скважины. Испытания показали высокую надежность работы сигнализаторов на скважинах с теплой жидкостью в трубе.

При транспорте газожидкостной смеси в трубе от малодебитных скважин с большим газовым фактором контролируемый поток жидкости прерывается продолжительными газовыми пробками (от нескольких минут до десятков минут). Для контроля потока в этих случаях целесообразно использовать термодатчики с подогревом, устанавливаемые внутри трубы перед обратным клапаном. При прохождении продолжительных газовых пробок напряжение датчика будет быстро уменьшаться. Таким образом, на таких скважинах при нормальном рабочем режиме напряжение датчика будет нерегулярно уменьшаться во время продолжительных газовых пробок. Однако среднее значение напряжения датчика будет изменяться с небольшой скоростью.

При нарушении нормальной работы скважины или трубопровода частота или амплитуда уменьшения напряжения датчика будет изменяться, и при этом достаточно быстро уменьшится среднее значение напряжения датчика. Увеличение скорости среднего значения напряжения датчика и будет являться сигналом о нарушении работы скважины или трубопровода.

Для таких скважин разработан оригинальный сигнализатор.

2. Сигнализация о прохождении поезда через контролируемый участок железнодорожного пути при помощи так называемого межрельсового напряжения. Во время отсутствия поезда на контролируемом участке между рельсами имеется напряжение. Оно отражает факт отсутствия поезда на этом участке. Однако, в зависимости от погодных условий, – сырость, туман, дождь, снег, – это напряжение будет изменяться в широких пределах, но со сравнительно небольшой скоростью. При заходе поезда на контролируемый участок пути колесная пара замыкает оба рельса, и межрельсовое напряжение достаточно быстро уменьшается, но не до нуля, так как электрический контакт между колесами и рельсами не идеальный и не постоянный. Уменьшение межрельсового напряжения с более высокой скоростью и будет полезным сигналом о наличии поезда на контролируемом участке пути.

3. Перемещение изделия мимо контролируемого пункта. Например, при прокатке контролируется перемещение раскаленного слитка по рольгангу при помощи фотоэлектрического датчика. При отсутствии слитка перед фотодатчиком его напряжение может изменяться в широких пределах под воздействием общего внешнего освещения, температуры нагретых окружающих предметов и т.п. Однако при появлении раскаленного слитка перед фотодатчиком произойдет довольно быстрое изменение напряжения датчика, что выявляется при помощи скоростного фильтра как полезный сигнал.

4. Аналогично, при помощи скоростных фильтров можно легко контролировать достаточно быстрые возрастания или уменьшения нагрузки какого-либо устройства, механизма, аппарата.

5. При помощи скоростных фильтров имеется возможность увеличить чувствительность селективной защиты в энергетических системах и уменьшить время задержки АПВ за счет разделения аperiodической и периодической составляющих сигнала при коротких замыканиях в системах.

6. При измерении усилий прокатки на станах прерывистой прокатки – блюмингах, слябингах, толстолистовых станах и др., при помощи мессдоз, а особенно при помощи тензометрических стержней, привариваемых к станинам, напряжение датчика изменяется в виде импульсов различной формы и длительности, амплитуда которых несет информацию о величине измеряемого параметра. Кроме этого, напряжение датчика медленно изменяется за счет нагрева датчика прокатываемым раскаленным слитком и изгиба станин прокатного стана за счет их неравномерного нагрева. Эти

температурные помехи столь велики, что не позволяют проводить измерения обычными методами с достаточной точностью.

На основе скоростных фильтров разработан измеритель усилий прокатки, позволяющий и при наличии таких больших помех получить высокую точность измерений.

7. Аналогичная задача встречается при взвешивании транспортных средств с грузом в полевых условиях. Более того, используя скоростные фильтры для выделения полезного сигнала, можно создать простые перевозимые полевые весы для сельского хозяйства на основе, например, гидравлических мессдоз.

8. При тензометрировании динамических процессов с записью на фотобумажную ленту светолучевого осциллографа обычно требуется частая подстройка тензоусилителя для компенсации дрейфа нуля усилителя и датчиков под воздействием температурных или каких-либо других изменений. При помощи скоростных фильтров процесс компенсации дрейфа нуля автоматизируется. Более того, сам тензоусилитель можно сделать более простым и удобным в эксплуатации и уменьшить его габариты.

9. Скоростные фильтры могут найти широкое применение и в бытовой технике. Так, например, электронная няня, разработанная на основе скоростных фильтров, оказалась более надежной и удобной в работе, более универсальной по сравнению с существующими устройствами.

10. На основе скоростных фильтров в сочетании с частотным фильтром разработано устройство выделения полезного сигнала звуковой частоты на фоне помех также звуковой частоты. Такое устройство может быть использовано, например, для контроля за попаданием камней и металлических предметов в кормоуборочный комбайн.

11. На основе скоростных фильтров может быть разработано несложное устройство для контроля величины искажения синусоиды напряжения в электрических сетях.

2.1. Блок-схема и электрические схемы

На рис. 2.1 приведена блок-схема базового фильтра верхних и нижних скоростей. Фильтр содержит блок вычитания БВ, компаратор КМ, интегратор ИН и согласующий элемент СЭ. В зависимости от полярности напряжения $u_{вх}$ на выходе БВ, являющегося выходным напряжением фильтра верхних скоростей (ФВС), компаратор формирует на своем выходе постоянное по величине напряжение одной или другой полярности. Это управляющее напряжение $u_{км}$ поступает на вход интегратора ИН, который под действием этого управляющего напряжения формирует напряжение $u_{ис}$, изменяющееся во времени с постоянной скоростью $V_\phi(1/q)$, где q – коэффициент передачи СЭ, V_ϕ – заданная скорость настройки фильтра. Напряжение $u_{ис}$, являющееся выходным напряжением фильтра нижних скоростей (ФНС), поступает на вход согласующего элемента СЭ, выходное напряжение $u_к$ которого оказывается согласованным с входным напряжением $u_{вх}$ по величине и по направлению. Это напряжение $u_к$ (напряжение компенсации) поступает на второй вход БВ, где сравнивается с $u_{вх}$, поступающим на первый вход БВ. Пока $\frac{du_{вх}}{dt} \leq V_\phi$, напряжение $u_к$ успевает полностью компенсировать входное напряжение. При этом $u_к = u_{вх}$ и $u_{ис} = 0$, а

$$u_{ис} = K_n u_{вх}, \quad (2.1)$$

где $K_n = 1/q$.

В этом случае фильтр работает как нелинейная следящая система в режиме автоколебаний, напряжение $u_{ис}$ которого «следит» за всеми изменениями формы и величины $u_{вх}$.

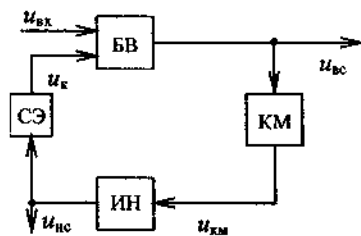


Рис. 2.1. Блок-схема базового скоростного фильтра

Представим себе, что при $\frac{du_{вх}}{dt} \leq V_\phi$ начало координат «напряжение–время» перемещается вместе с мгновенным значением функции $u_{вх}(t)$. Тогда в каждый момент времени тангенсальная скорость $V = \frac{u_{вх}(t)}{t} = \frac{du_{вх}}{dt}$.

В момент наступления неравенства $\frac{du_{вх}}{dt} > V_\phi$ зафиксируем начало координат

нат. С этого момента, пока $V = \frac{u_{вх}(t)}{t} > V_\phi$, напряжение $u_к$ не успевает компенсировать $u_{вх}$, т.е. $|u_{вх}| > |u_к|$, и на выходе ФВС появляется напряжение

$$u_{вс} = K(u_{вх} - u_к), \quad (2.2)$$

где K – коэффициент передачи БВ.

При этом напряжение на выходе ФНС будет изменяться согласно уравнению

$$u_{ис} = U_{ис} + K_n V_\phi t, \quad (2.3)$$

где $U_{ис}$ – напряжение на выходе ФНС в момент наступления неравенства $\frac{du_{вх}}{dt} > V_\phi$.

На рис. 2.2 и рис. 2.3 приведены два варианта электрической схемы базового фильтра. Блок вычитания БВ выполнен на микросхеме DA1, компаратор КМ – на микросхеме DA2, а интегратор ИН – на микросхеме DA3.

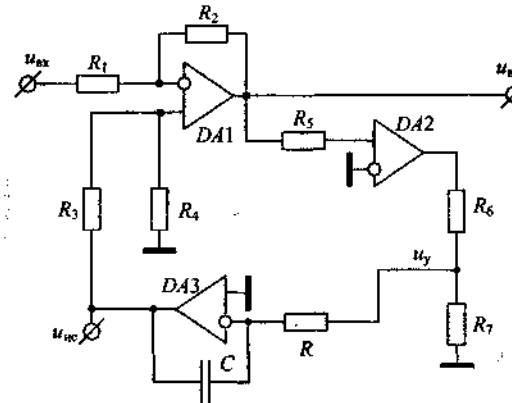


Рис. 2.2. Первый вариант электрической схемы

В качестве согласующего элемента в схеме на рис. 2.2 используются резисторы R_3 и R_4 , а в схеме на рис. 2.3 – резистор R_3 . Напряжение u_y по величине формируется при помощи резисторов R_6 и R_7 , включенных по схеме делителя напряжения. Скорость V_ϕ настройки фильтра определяется уравнением

$$V_\phi = \frac{u_y}{\tau} q, \quad (2.4)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени интегратора.

С учетом величины напряжения на выходе компаратора уравнение (2.4) принимает вид:

$$V_\phi = \frac{U_{км}}{\tau} \cdot \frac{R_7}{R_6 + R_7} \cdot q, \quad (2.5)$$

где $U_{км}$ – напряжение на выходе компаратора.

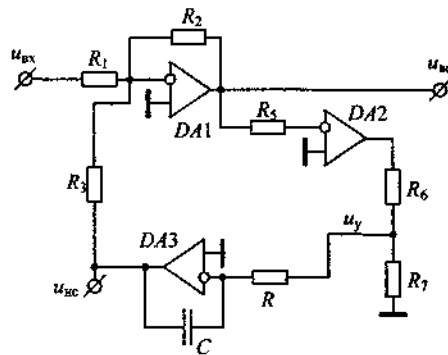


Рис. 2.3. Второй вариант электрической схемы выходе ФНС.

Приведем последовательность упрощенного расчета базового фильтра, работающего в низком и среднем диапазонах скоростей, в которых временным сдвигом сигналов можно пренебречь. Для работы в этих диапазонах, в основном, и предназначены скоростные фильтры.

1. Определяют коэффициент передачи БВ:

$$K = \frac{U_{вс \max}}{U'_{вх \max}}. \quad (2.6)$$

2. Выбрав значение $R_1 \ll r_{вх}$, определяют:

$$R_2 = K \cdot R_1. \quad (2.7)$$

Здесь $r_{вх}$ – входное сопротивление микросхемы DA1. При этом необходимо выполнить условие: $U_{вс \max}$ не должно быть больше напряжения $U_{нас}$ насыщения на выходе микросхемы DA1.

3. Для схемы на рис. 2.2 выбирают $R_4 \ll r_{вх}$ и определяют R_3 из условия

$$U'_{вх \max} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} U_{вс \max}. \quad (2.8)$$

Отсюда

$$R_3 = R_4 \left(\frac{U_{вс \max}}{U'_{вх \max}} - 1 \right). \quad (2.9)$$

Для схемы рис. 2.3 R_3 определяют из условия

$$\frac{R_2}{R_1} U'_{вх \max} = \frac{R_2}{R_3} U_{вс \max}. \quad (2.10)$$

При расчете базовой схемы фильтра в качестве исходных данных принимают: скорость V_ϕ настройки фильтра, максимальную величину входного напряжения $U'_{вх \max}$ при $\frac{du_{вх}}{dt} \leq V_\phi$, максимальную величину приращения входного напряжения $U''_{вх \max}$ при $V > V_\phi$, максимальную величину напряжения $U_{вс \max}$ на выходе ФВС, максимальную величину напряжения $U_{нс \max}$ на

Отсюда

$$R_3 = R_1 \frac{U_{нс \max}}{U'_{вх \max}}. \quad (2.11)$$

Примечание: $U_{нс \max}$ не должно быть больше напряжения насыщения микросхемы DA3.

4. Коэффициент передачи СЭ для схемы на рис. 2.2 определяют из условий

$$u_{вс} = \frac{R_2}{R_1} \left[u_{вх} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) u_{нс} \right]. \quad (2.12)$$

Отсюда, при полной компенсации, когда $u_{к} = u_{вх}$ и $u_{вс} = 0$,

$$u_{к} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \left(\frac{R_1}{R_2} + 1 \right) u_{нс}. \quad (2.13)$$

Тогда

$$q = \frac{u_{к}}{u_{нс}} = \frac{R_4(K+1)}{K(R_3+R_4)} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}. \quad (2.14)$$

Коэффициент передачи СЭ для схемы на рис. 2.3 определяют из условий

$$u_{вс} = \frac{R_2}{R_1} u_{вх} - \frac{R_2}{R_3} u_{нс} = \frac{R_2}{R_1} \left(u_{вх} - \frac{R_1}{R_3} u_{нс} \right). \quad (2.15)$$

Отсюда, при полной компенсации, когда $u_{вс} = 0$ и $u_{вх} = u_{к}$,

$$u_{к} = \frac{R_1}{R_3} u_{нс}, \quad (2.16)$$

$$q = \frac{R_1}{R_3}. \quad (2.17)$$

5. Задаваясь величиной $u_{у}$, из уравнения (2.4) определяют τ , выбирают величину емкости C и определяют сопротивление резистора $R = \frac{\tau}{C}$. Если рассчитанное сопротивление резистора R не удовлетворяет каким-либо ус-

ловиям, то выбирают другое значение емкости C и определяют новое значение R .

Если же изменять величину емкости по каким-либо причинам нецелесообразно, то выбирают подходящее значение R и по известным R и C определяют значение u , из уравнения (2.4).

6. Задаваясь сопротивлением R_7 , определяют R_6 из уравнения

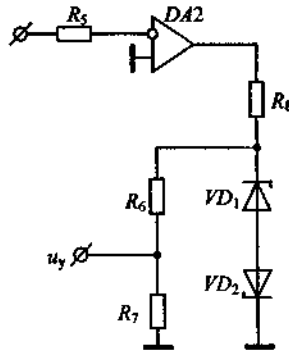


Рис. 2.4. К стабилизации скорости настройки фильтра

$$R_6 = R_7 \left(\frac{U_{\text{нм}}}{U_y} - 1 \right), \quad (2.18)$$

где $U_{\text{нм}} = U_{\text{нас}}$ – выходное напряжение насыщения микросхемы $DA2$. При этом необходимо, чтобы выполнялось условие $R_6 + R_7 > R_{\text{н min}}$, где $R_{\text{н min}}$ – минимальное допустимое сопротивление нагрузки микросхемы $DA2$. Для более точного поддержания заданной величины V_{ϕ} можно использовать прецизионные стабилитроны, как показано на рис. 2.4. В этом случае сопротивление резистора $R_{\text{н}}$ определяют из условия

$$R_{\text{н}} = \frac{U_{\text{нас}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}}, \quad (2.19)$$

где $U_{\text{ст}}$ – напряжение стабилизации стабилитрона, $I_{\text{ст}}$ – ток стабилитрона.

При этом необходимо выбирать стабилитроны, у которых

$$U_{\text{ст}} = (0,3 \div 0,7) U_{\text{нас}}, \quad I_{\text{ст min}} < I_{\text{ст}} = (0,6 \div 0,8) I_{\text{доп}},$$

где $I_{\text{доп}}$ – максимальный допустимый ток микросхемы $DA2$.

При установке стабилитронов расчет сопротивления резистора R_6 осуществляют по формуле (2.18), где вместо $U_{\text{нм}}$ подставляют значение $U_{\text{ст}}$.

2.2. Работа фильтра при непериодических входных напряжениях

Могут быть различные формы сочетания полезного сигнала и помехи во входных напряжениях фильтра. Обычно гладкие помехи имеют произвольную форму, зависящую от случайных воздействий окружающей среды на технологический процесс, контролируемый параметр, а также на работу самого датчика и на контролируемые приборы. Иногда в качестве помехи может выступать напряжение датчика, пропорциональное величине контролируемого параметра при нормальном режиме работы объекта. В качестве полезного сигнала в этом случае могут быть единичные достаточно быстрые

изменения напряжения датчика (например, при включении и отключении объекта). На рис. 2.5 приведен временной график изменения напряжения датчика, то есть входного напряжения $u_{\text{вх}}$ фильтра. В качестве полезного сигнала здесь используется сравнительно быстрое нарастание напряжения $u_{\text{вх}}$ (участок а – б) или уменьшение напряжения $u_{\text{вх}}$ (участок с – д).

Часто входное напряжение $u_{\text{вх}}$ представляет собой медленно изменяющееся напряжение помехи произвольной формы, на которое накладываются нерегулярные сравнительно кратковременные импульсы напряжения произвольной формы, несущие интересующую нас информацию, то есть являющиеся полезным сигналом. На рис. 2.6 представлен временной график такого входного напряжения. Импульсы напряжения могут нести информацию о каком-то событии (например, перемещении горячей слитки относительно контрольного пункта). Такое напряжение используется в сигнализаторах.

Импульсы напряжения также могут нести информацию о величине параметра технологического процесса и тогда они используются в измерительных устройствах или системах автоматического управления. Если в первом случае ставится задача выявить факт появления импульса, то во втором случае необходимо измерить с достаточной точностью амплитуду или вольт-секундную площадь импульса.

Во временных интервалах $0 < t < t_1$, $t_2 < t < t_3$ и $t > t_4$ на рис. 2.5 и $0 < t < t_1$, $t_3 < t < t_4$ и $t_6 < t$ на рис. 2.6

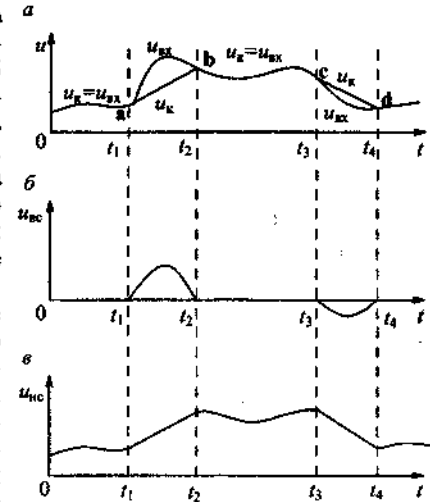


Рис. 2.5. Напряжение на входе и выходах фильтра: а – на входе; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

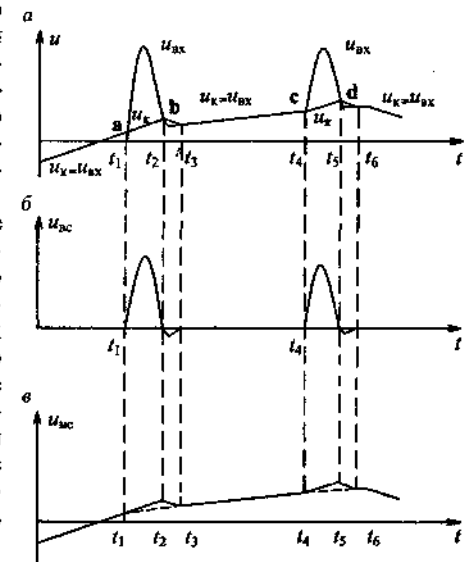


Рис. 2.6. Импульсные сигналы на входе и выходах фильтра: а – на входе; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

$\frac{du_{вх}}{dt} \leq V_{\phi}$ и поэтому $u_x = u_{вх}$ и $u_{вс} = 0$, а $u_{вс} = K_{н} u_{вх}$, так как всегда $u_{вс} = K_{н} u_x$.

Фильтр работает как нелинейная следящая система в режиме автоколебаний, и на выходе компаратора КМ напряжение формируется в виде прямоугольных колебаний частотой F_a . Длительность импульсов несколько больше пауз при $\frac{du_{вх}}{dt} > 0$ и несколько меньше пауз при $\frac{du_{вх}}{dt} < 0$. Под действием колеблющегося напряжения u_y интегратор ИН формирует $u_{вс}$, такое же, как и $u_{вх}$ по форме и пропорциональное ему по величине. На это $u_{вс}$ накладываются автоколебания треугольной формы частотой F_a . Напряжение $u_{вс}$ будет представлять собой треугольные колебания той же частоты F_a с амплитудой, равной порогу срабатывания δU компаратора.

В реальных компараторах всегда имеется напряжение смещения $U_{см}$, которое суммируется с напряжением $u_{вс}$. Таким образом, при $\frac{du_{вх}}{dt} < V_{\phi}$ напряжение на выходе ФВС

$$u_{вс} = \delta U + U_{см}, \quad (2.20)$$

а на выходе ФНС

$$u_{вс} = K_{н} u_{вх} + \frac{K_{н}}{K} (\delta U + U_{см}). \quad (2.21)$$

На рис. 2.7 приведены временные графики напряжений u_y , $u_{вх}$, u_x и $u_{вс}$ в окрестности точки а (см. рис. 2.5). На временных графиках масштаб треугольных колебаний и $U_{см}$ намеренно увеличен во много раз.

В схеме компаратора обычно используют операционные усилители с биполярными транзисторами во входных каскадах, имеющие высокую чувствительность и сравнительно малое напряжение смещения $U_{см} = 5-10$ мВ. Поэтому, если путем предварительного усиления увеличить входное напряжение до нескольких вольт, то погрешности, вносимые в выходные напряжения фильтра за счет δU и $U_{см}$, становятся пренебрежимо малыми и мы их в дальнейшем не будем учитывать.

Частоту F_a автоколебаний определим из условия:

$$V_{\phi} \frac{T}{4} = \frac{\delta U}{K}, \quad (2.22)$$

где $T = \frac{1}{F_a}$ — период автоколебаний.

Отсюда

$$F_a = \frac{K}{4 \cdot \delta U} V_{\phi}. \quad (2.23)$$

При замене компаратора КМ на усилитель с достаточно большим коэффициентом усиления можно уменьшить амплитуду автоколебаний практически до нуля.

В интервалах времени $t_1 < t < t_2$ и $t_3 < t < t_4$ на рис. 2.5, $t_1 < t < t_3$ и $t_4 < t < t_6$ на рис. 2.6 тангенциальная скорость $V > V_{\phi}$ и u_x не успевают компенсировать $u_{вх}$, в результате чего $|u_{вс}| > 0$. С целью упрощения анализа работы фильтра при $V > V_{\phi}$, перенесем начало координат в точку а (см. рис. 2.5 и рис. 2.6). Тогда, согласно (2.2) и с учетом $u_{вс} = K_{н} u_x$

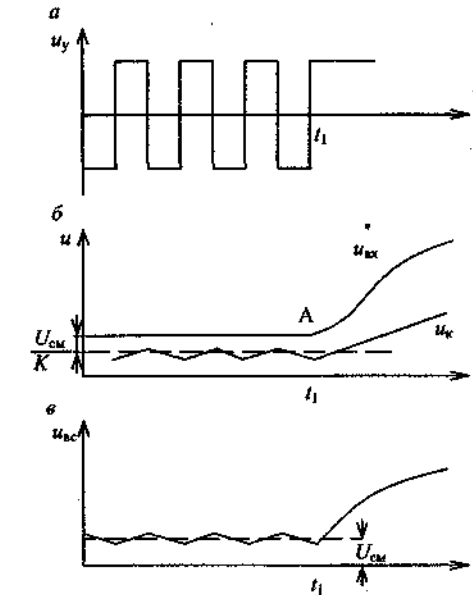


Рис. 2.7. Автоколебания в фильтре

$$u_x = V_{\phi} t', \quad (2.24)$$

$$u_{вс} = K[u_{вх}(t') - V_{\phi} t'], \quad (2.25)$$

$$u_{вс} = K_{н} V_{\phi} t'. \quad (2.26)$$

Коэффициент передачи ФВС

$$S_{н} = \frac{u_{вс}}{u_{вх}(t')} = K \left[1 - \frac{V_{\phi} t'}{u_{вх}(t')} \right] = K \left(1 - \frac{V_{\phi}}{V} \right), \quad (2.27)$$

или нормированный коэффициент передачи

$$S_{нн} = 1 - \frac{1}{V_{н}}, \quad (2.28)$$

где $S_{нн} = \frac{S_{н}}{K}$ — нормированный коэффициент передачи ФВС; $V_{н} = \frac{V}{V_{\phi}}$ — нормированная скорость.

Подставив значение $t' = \frac{u_{\text{вх}}(t')}{V}$ в (2.26), получим:

$$u_{\text{ис}} = K_n \frac{V_\phi}{V} u_{\text{вх}}(t'), \quad (2.29)$$

откуда коэффициент передачи ФНС

$$S_n = K_n \frac{V_\phi}{V}, \quad (2.30)$$

или нормированный коэффициент передачи

$$S_{\text{нн}} = \frac{1}{V_n}, \quad (2.31)$$

где $S_{\text{нн}} = \frac{S_n}{K_n}$ – нормированный коэффициент передачи ФНС.

Таким образом, при $V > V_\phi$ с учетом (2.3) и (2.31)

$$u_{\text{ис}} = U_{\text{ис}} + \frac{K_n}{V_n} u_{\text{вх}}(t').$$

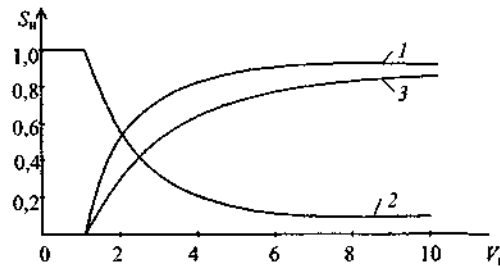


Рис. 2.8. Нормированные скоростные характеристики: 1 – ФНС; 2 – ФНС; 3 – НАСХ ФНС.

На рис. 2.8 приведены нормированные скоростные характеристики ФНС по уравнению (2.28), ФНС по уравнению (2.31).

Для определения крутизны нормированной скоростной характеристики НСХ найдем нормированную скорость $V_{\text{ис}}$ среза ФНС из условия $0,707 = 1 - \frac{1}{V_{\text{ис}}}$, а нормированную скорость $V_{\text{из}}$ задерживания ФНС – из условия $1 - 0,707 = \frac{1}{V_{\text{из}}}$. В результате для ФНС $V_{\text{ис}} = 3,41$ и для ФНС $V_{\text{из}} = 3,41$.

Следовательно, крутизна НСХ для ФНС и ФНС:

$$\gamma = \frac{0,707}{3,41 - 1} = 0,293.$$

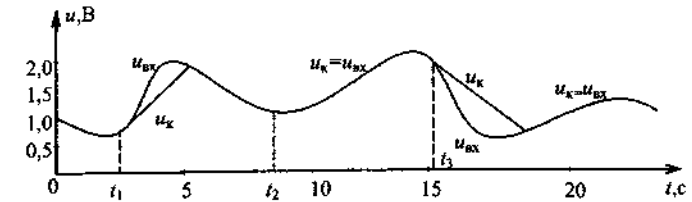


Рис. 2.9. К примеру расчета ФНС

Рассмотрим пример расчета ФНС для сигнализатора включения-отключения технологического процесса. Пусть функция $u_{\text{вх}}(t)$ изменения напряжения датчика, показанная на рис. 2.9, получена путем измерений в результате исследований контролируемого параметра технологического процесса. Контроль включения технологического процесса осуществляют по достаточно быстрому увеличению напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ во время t_1 , а контроль отключения – по достаточно быстрому уменьшению $u_{\text{вх}}(t)$ во время t_3 (см. рис. 2.9). В остальное время при включенном и отключенном технологическом процессе напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ изменяется сравнительно медленно.

График напряжения $u_{\text{вх}}(t)$ можно было бы аппроксимировать некоторым многочленом и дальше задачу решать полностью аналитически. Однако это будет громоздкое решение. Значительно проще задачу можно решить графоаналитическим способом. В интервале времени $0 < t < t_1$ (см. рис. 2.9) технологический процесс отключен и в этом интервале $u_{\text{вх}}(t)$ является напряжением помехи, изменяющейся с максимальной скоростью $V_{\text{н max}} = 0,2$ В/с, которая не должна вызывать срабатывание сигнализатора. В момент времени $t = t_1$ $u_{\text{вх}}(t)$ быстро увеличивается с максимальной скоростью $V_{\text{с max}} = 1,25$ В/с, что является сигналом включения технологического процесса и поэтому сигнализатор должен включиться. В интервале времени $t_1 < t < t_3$ технологический процесс включен, но в течение этого времени $u_{\text{вх}}(t)$ непостоянно и изменяется с максимальной скоростью $V'_{\text{н max}} = 0,25$ В/с. В момент времени $t = t_2$ $u_{\text{вх}}(t_2)$ приблизилось к значению $u_{\text{вх}}(0)$, когда процесс был отключен. Следовательно, если бы контроль осуществлялся по величине $u_{\text{вх}}(t)$, то сигнализатор выдал бы ложный сигнал об отключении процесса. А на самом деле, процесс протекает нормально. Чтобы сигнализатор не выдавал ложного сигнала, целесообразно эти сравнительно медленные изменения $u_{\text{вх}}(t)$ и при включенном процессе считать напряжением помехи и не пропускать на выход ФНС. Для этого необходимо скорость V_ϕ настройки фильтра выбрать не менее $V'_{\text{н max}} = 0,25$ В/с. Выберем коэффициент запаса $K_3 = 1,5$ на возможные дополнительные отклонения в технологическом процессе. Тогда скорость

настройки фильтра $V_\phi = 1,5V'_{н\max} = 0,38$ В/с. В момент времени $t=t_3$ происходит отключение технологического процесса и $u_{вх}(t)$ уменьшается с максимальной скоростью $V'_{с\max} = 3,0$ В/с. Пусть напряжение порога срабатывания сигнализатора $|U_{пор}| = 5$ В, а время срабатывания сигнализатора $t_{ср} \leq 0,5$ с. Нормированная скорость изменения напряжения $u_{вх}(t)$ при включении технологического процесса

$$V_n = \frac{V_{с\max}}{V_\phi} = \frac{1,25}{0,38} = 3,29.$$

При этом $S_{ин} = 1 - \frac{1}{3,29} = 0,7$. Величина приращения входного напряжения за $t_{ср} = 0,5$ с будет $\Delta U_{вх} = V_\phi t_{ср} = 1,25 \cdot 0,5 = 0,625$ В. Тогда

$$S_v = \frac{u_{вс}}{\Delta u_{вх}} = \frac{U_{пор}}{\Delta u_{вх}} = \frac{5}{0,625} = 8.$$

Следовательно,

$$K = \frac{S_v}{S_{ин}} = \frac{8}{0,7} = 11,43.$$

Примем коэффициент передачи БВ $K=12$.

Фильтр должен компенсировать напряжение помехи максимальной величины $U_{п\max} = U_{вх\max} = 2,0$ В. Примем $U_{вс\max} = 0,8 U_{вс}$, где $U_{вс}$ – напряжение насыщения аналоговой микросхемы, на которых собран ФВС.

Выберем для БВ и КМ микросхему 157УД2, а для ИН – микросхему 140УД8. У них $U_{вс} \approx 13$ В. Следовательно, $U_{вс\max} = 0,8 \cdot 13 = 10$ В. Тогда

$q = \frac{U_{к\max}}{U_{н\max}} = \frac{2}{10} = 0,2$. Далее производим расчет параметров выбранной

схемы фильтра на рис. 2.3 по формулам (2.4) – (2.18). Принимаем $R_1 = 5,10$ кОм $\ll r_{вх} \approx 300$ кОм. Тогда $R_2 = K \cdot R_1 = 12 \cdot 5,1 = 62$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_2 = 62$ кОм. Резистор $R_3 = \frac{R_1}{q} = \frac{5,1}{0,2} = 25,5$ кОм. Выбираем ближайшее стандартное значение $R_3 = 24$ кОм.

Теперь $q = \frac{R_1}{R_3} = 0,212$. Зададимся значением $u_y = 1$ В из соображения

уменьшения постоянной времени $\tau = R \cdot C$. Тогда $\tau = \frac{u_y \cdot q}{V_\phi} = \frac{1 \cdot 0,212}{0,38} =$

$= 0,56$ с. Выберем $C = 0,5 \cdot 10^{-6}$ Ф. Тогда $R = \frac{\tau}{C} = \frac{0,56}{0,5 \cdot 10^{-6}} = 1$ МОм. Задимся $R_7 = 1,6$ кОм. Тогда $R_6 = 1,6 \cdot (13/1 - 1) = 19,2$ кОм. Выберем стандартное значение $R_6 = 20$ кОм.

В тех случаях, когда амплитуда импульса несет информацию о величине параметра технологического процесса, бывает более полезным воспользоваться амплитудно-скоростной характеристикой (АСХ) ФВС $S_{ин} = f(V_m)$. Амплитуда выходного напряжения ФВС

$$U_{мвс} = K[u_{вх}(t_m) - V_\phi t_m], \quad (2.32)$$

где t_m – время, за которое $u_{вс}$ достигает максимального значения $u_{вс}(t_m) = U_{мвс}$.

Время t_m определяют из условия

$$\frac{du_{вс}}{dt} = K \left[\frac{u_{вх}(t_m)}{dt} - V_\phi \right] = 0 \quad (2.33)$$

либо графически, либо аналитически. Тогда амплитудно-скоростная характеристика ФВС

$$S_{ин} = \frac{U_{мвс}}{U_{мвх}} = K \left[\frac{u_{вх}(t_m)}{u_{вх}(t_{мвх})} - \frac{V_\phi t_m}{u_{вх}(t_{мвх})} \right], \quad (2.34)$$

где $t_{мвх}$ – значение времени, при котором входное напряжение достигает максимального значения $u_{вх}(t_{мвх}) = U_{мвх}$.

После несложных преобразований АСХ ФВС для импульсного сигнала произвольной формы

$$S_{ин} = K \frac{V'_m t_m}{V_{мвх} t_{мвх}} \left(1 - \frac{V_\phi}{V'_m} \right), \quad (2.35)$$

где $V'_m = \frac{u_{вх}(t_m)}{t_m}$, $V_{мвх} = \frac{U_{мвх}}{t_{мвх}}$. Временной сдвиг t_c между $U_{мвс}$ и $U_{мвх}$

$$t_c = t_{мвх} - t_m, \quad (2.36)$$

где $t_{мвх}$ определяется из условия $\frac{d[u_{вх}(t_{мвх})]}{dt} = 0$.

Рассмотрим для примера АСХ ФВС при полезных сигналах некоторых типовых форм.

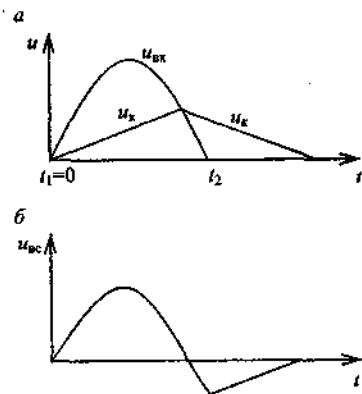


Рис. 2.10. Реакция ФВС на полусинусоидальный сигнал

Пусть входной сигнал имеет форму полусинусоиды $u_{вх} = U_m \sin \omega t$, наложенной на медленно меняющуюся помеху, где $\omega = \frac{2\pi}{T}$, T – период колебаний. На рис. 2.10 приведены графики полезного сигнала – полусинусоиды – и реакции ФВС на него в смещенных координатах. В этом случае, согласно (2.25)

$$u_{вс} = K(U_m \sin \omega t - V_\phi t). \quad (2.37)$$

Определим t_m из условия $\frac{du_{вс}}{dt} = K(U_m \omega \cos \omega t_m - V_\phi) = 0$. Отсюда

$$t_m = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{V_\phi}{\omega U_m}. \quad (2.38)$$

Производная при $t=0$ $\frac{du_{вс}(0)}{dt} = U_m \omega \cos 0 = \omega U_m$.

Следовательно, максимальное значение скорости входного напряжения

$$V_m = \omega U_m. \quad (2.39)$$

Тогда $t_m = \frac{1}{\omega} \arccos \frac{V_\phi}{V_m}$.

Для полусинусоиды $t_{m \max} = \frac{T}{4} = \frac{\pi}{2\omega}$. Следовательно,

$$t_c = \frac{\pi}{2\omega} - \frac{1}{\omega} \arccos \frac{V_\phi}{V_m}.$$

Скорость изменения $u_{вх}$ при $t=t_m$

$$V'_m = \frac{U_m \sin \omega t_m}{t_m} = V_m \frac{\sin \left(\arccos \frac{V_\phi}{V_m} \right)}{\arccos \frac{V_\phi}{V_m}}, \quad (2.41)$$

а при $t=t_{m \max}$

$$V_{m \max} = \frac{4U_m}{T} = \frac{2\omega U_m}{\pi} = \frac{2}{\pi} V_m. \quad (2.42)$$

Тогда, после подстановки в (2.35) значений V_m , t_m , $V_{m \max}$, $t_{m \max}$ и несложных преобразований

$$S_{m \text{ вв}} = K \left[\sin \left(\arccos \frac{V_\phi}{V_m} \right) - \frac{V_\phi}{V_m} \arccos \frac{V_\phi}{V_m} \right]. \quad (2.43)$$

Нормированная амплитудно-скоростная характеристика (НАСХ)

$$S_{m \text{ вв}} = \sin \left(\arccos \frac{1}{V_n} \right) - \frac{1}{V_n} \arccos \frac{1}{V_n}, \quad (2.44)$$

где $S_{m \text{ вв}} = \frac{S_{m \text{ вв}}}{K}$; $V_n = \frac{V_m}{V_\phi}$.

На рис. 2.8 приведена НАСХ ФВС по уравнению (2.44).

Уравнения (2.43) и (2.44) справедливы и в тех случаях, когда работу фильтра анализируют в угловых координатах $\omega t = \alpha$. При этом $V_{m\alpha} = U_m$, а $V_{\phi\alpha} = \frac{V_\phi}{\omega}$, а на основании (2.40) фазоскоростная характеристика ФСХ, определяющая величину сдвига по фазе между амплитудами входного и выходного значений напряжений ФВС в зависимости от скорости

$$\alpha_c = \frac{\pi}{2} - \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}}, \quad (2.45)$$

или в нормированных координатах

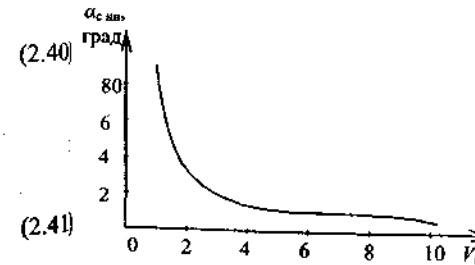


Рис. 2.11. Фазоскоростная характеристика ФВС

$$\alpha_{c \text{ вв}} = \frac{\pi}{2} - \arccos \frac{1}{V_n}. \quad (2.45, a)$$

На рис. 2.11 приведена ФСХ ФВС по (2.45, a).

Аналогично анализируют реакцию фильтра и на другие стандартные неперiodические сигналы – треугольные, экспоненциальные и т.п., которыми можно аппроксимировать реальные сигналы.

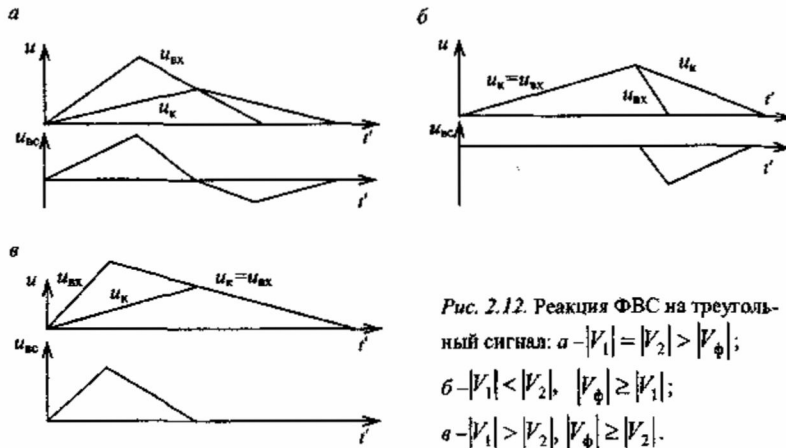


Рис. 2.12. Реакция ФВС на треугольный сигнал: а - $|V_1| = |V_2| > |V_\phi|$;
 б - $|V_1| < |V_2|$, $|V_\phi| \geq |V_1|$;
 в - $|V_1| > |V_2|$, $|V_\phi| \geq |V_2|$.

На рис. 2.12 приведены графики полезного сигнала треугольной формы и реакции ФВС на него в смещенных координатах. Входное напряжение треугольной формы в общем случае описывается уравнениями для $0 \leq t' \leq t'_{m\text{вх}}$

$$u_{\text{вх}} = V_1 t', \quad (2.46)$$

где $V_1 = \frac{du_{\text{вх}}}{dt'} = \frac{U_{m\text{вх}}}{t'_{m\text{вх}}}$, а для $t'_{m\text{вх}} \leq t' \leq t'_2$

$$u_{\text{вх}} = V_2 (t' - t'_{m\text{вх}}), \quad (2.47)$$

где $V_2 = -\frac{du_{\text{вх}}}{dt'} = \frac{U_{m\text{вх}}}{t'_{m\text{вх}} - t'_2}$.

В интервале времени $0 \leq t' \leq t'_{m\text{вх}}$ тангенциальная скорость $V = V_1 = \frac{U_{m\text{вх}}}{t'_{m\text{вх}}}$. Следовательно, СХ на основании (2.27)

$$S_a = K \left(1 - \frac{V_\phi}{V_1} \right) = K \left(1 - \frac{V_\phi t'_{m\text{вх}}}{U_{m\text{вх}}} \right). \quad (2.48)$$

В интервале времени $t'_{m\text{вх}} \leq t' \leq t'_2$ тангенциальная скорость

$$V = \frac{u_{\text{вх}}(t' - t'_{m\text{вх}})}{t'} = (V_1 + V_2) \frac{t'_{m\text{вх}}}{t'} - V_2.$$

Следовательно, СХ на основании (2.27)

$$S_a = K \left[1 - \frac{V_\phi}{(V_1 + V_2) \frac{t'_{m\text{вх}}}{t'} - V_2} \right]. \quad (2.49)$$

Так как для треугольного сигнала $V_{m\text{вх}} = V_1$, $V_m = V_1$, $t'_m = t'_{m\text{вх}}$, то на основании уравнения (2.35)

$$S_{m\text{вх}} = K \left(1 - \frac{V_\phi}{V_1} \right),$$

то есть АСХ совпадает с СХ в интервале времени $0 \leq t' \leq t'_{m\text{вх}}$. АСХ ФНС для треугольного входного напряжения:

$$S_{m\text{фн}} = \frac{V_\phi}{V_1} \cdot \frac{V_1 + V_2}{V_\phi + V_2}. \quad (2.50)$$

Для частного случая $V_1 = V_2 = V$

$$S_{m\text{фн}} = \frac{2V_\phi}{V_\phi + V}. \quad (2.51)$$

2.3. Реакция фильтра на периодические входные напряжения

Пусть на вход фильтра подано периодически изменяющееся напряжение $u_{\text{вх}}(t)$ произвольной формы, показанное на рис. 2.13, а. Если для любого значения производной входного напряжения выполняется условие $\frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt} \leq V_\phi$, то, как и прежде, $u_{\text{к}} = u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вс}} = K_u u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вс}} = 0$.

В тех случаях, когда $\frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt} > V_\phi$, напряжение компенсации $u_{\text{к}}$ не успевает компенсировать $u_{\text{вх}}(t)$ и поэтому $|u_{\text{вс}}| > 0$. В этом случае для определения $u_{\text{вс}}$ и $u_{\text{вс}}$ в переходной области можно воспользоваться известными нормированными скоростными характеристиками ФВС и ФНС, описанными в предыдущем параграфе (см. уравнения (2.28), (2.31) и рис. 2.8). Для этого, определив предварительно нормированную скорость изменения входного напряжения из уравнения

$$V_n = \frac{u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}}(t_a)}{V_\phi \cdot (t - t_a)}, \quad (2.52)$$

из уравнений (2.28) и (2.31) или из нормированных скоростных характеристик (НСХ) на рис. 2.8 определяют нормированные коэффициенты переда-

$S_{\text{нв}}$ для ФВС и $S_{\text{нл}}$ для ФНС. Тогда на участке временной оси (рис. 2.13, а) от $t=t_a$ до $t = \frac{T}{2} + t_a$ (с учетом знака t_a)

$$u_{\text{вс}} = K[u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}}(t_a)] \cdot S_{\text{нл}}, \quad (2.53)$$

$$u_{\text{вс}} = K_u \{ [u_{\text{вх}}(t) - u_{\text{вх}}(t_a)] \cdot S_{\text{нл}} + u_{\text{вх}}(t_a) \}, \quad (2.54)$$

где t_a – временная координата точки а на рис. 2.13, а; T – период изменения $u_{\text{вх}}(t)$.

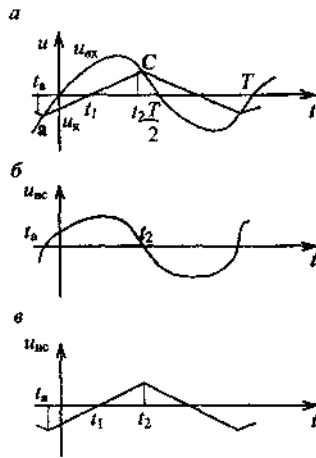


Рис. 2.13. Периодически изменяющиеся напряжения произвольной формы: а – на входе фильтра; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

где t_1 – точка пересечения временной оси графиком $u_{\text{вс}}$.

Целесообразно рассмотреть два возможных диапазона скоростей V_{ϕ} настройки фильтра, когда:

1. В точке С графика на рис. 2.13, а $\frac{du_{\text{вх}}(t_2)}{dt} > V_{\phi}$;
2. В точке С графика на рис. 2.13, а $\frac{du_{\text{вх}}(t_2)}{dt} \leq V_{\phi}$.

В первом диапазоне

$$t_1 = t_2 - \frac{T}{4}. \quad (2.58)$$

При периодически изменяющемся входном напряжении фильтра, в тех случаях, когда амплитуда несет информацию о величине параметра технологического процесса, полезно использовать амплитудно-скоростную характеристику (АСХ) для определения реакции фильтра.

С целью получения АСХ рассмотрим несколько иные уравнения реакции фильтра на периодическое входное напряжение. В тех случаях, когда производная $\frac{du_{\text{вх}}(t)}{dt} > V_{\phi}$, справедливы уравнения (см. рис. 2.13, а; рис. 2.13, б и рис. 2.13, в):

$$u_{\text{вс}} = V_{\phi}(t - t_1), \quad (2.55)$$

$$u_{\text{вс}} = K_u V_{\phi}(t - t_1), \quad (2.56)$$

$$u_{\text{вс}} = K[u_{\text{вх}}(t) - V_{\phi}(t - t_1)], \quad (2.57)$$

Так как в точке С $u_{\text{вс}} = u_{\text{вх}}(t_2)$, то координату t_2 определяют из условия

$$u_{\text{вх}}(t_2) = V_{\phi} \cdot \frac{T}{4}. \quad (2.59)$$

Во втором диапазоне скоростей в точке а на рис. 2.13а

$$\frac{du_{\text{вх}}(t_a)}{dt} = V_{\phi}. \quad (2.60)$$

Из уравнения (2.60) определяют t_a .

Одновременно в этой точке а справедливо равенство:

$$u_{\text{вх}}(t_a) = V_{\phi} \cdot (t_a - t_1), \quad (2.61)$$

из которого определяют t_1 .

Подставив найденное из (2.58) и (2.61) значение t_1 в уравнения (2.55), (2.56), (2.57), определяют реакцию базового скоростного фильтра для первого и второго диапазонов скоростей V_{ϕ} , а по реакциям находят АСХ ФВС и ФНС.

Рассмотрим для примера реакции фильтра на входное напряжение треугольной формы, график которого показан на рис. 2.14, а. На этом же рисунке приведены графики напряжений $u_{\text{вс}}$ (рис. 2.14, б) и $u_{\text{нл}}$ (рис. 2.14, в). Реакцию фильтра будем рассматривать в пределах одного периода T изменения входного напряжения $u_{\text{вх}}(t)$.

Для треугольного входного напряжения, в общем случае, скорости изменения $u_{\text{вх}}$ на различных участках временной оси могут быть различны как по величине, так и по направлению. Следовательно, и уравнения, описывающие входное напряжение, на этих участках будут различны:

$$u_{\text{вх}}(t) = V_1(t) \quad (2.62)$$

для $0 \leq t \leq T_1$;

$$u_{\text{вх}}(t) = -V_2 \left(t - \frac{T}{2} \right) \quad (2.63)$$

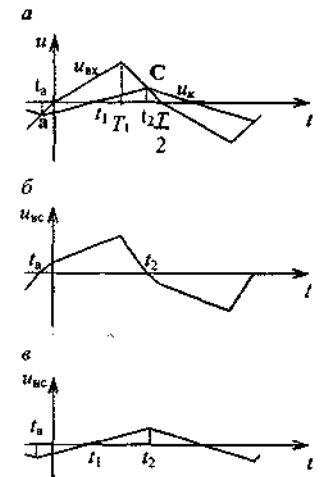


Рис. 2.14. Реакция фильтра на периодический треугольный сигнал: а – на входе; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

для участка $T_1 \leq t \leq \frac{T}{2}$;

$$u_{\text{вх}}(t) = -V_1 \left(t - \frac{T}{2} \right) \quad (2.64)$$

для участка $\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} + T_1$;

$$u_{\text{вх}}(t) = V_2 (t - T) \quad (2.65)$$

для участка $\frac{T}{2} + T_1 \leq t \leq T$.

$$\text{Согласно уравнению (2.59) } -V_2 \left(t_2 - \frac{T}{2} \right) = V_\phi \frac{T}{4}.$$

Отсюда

$$t_2 = \left(1 - \frac{V_\phi}{2V_2} \right) \frac{T}{2}. \quad (2.66)$$

Тогда, после подстановки t_2 из (2.66) в уравнение (2.58) и некоторых преобразований,

$$t_1 = \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{2}. \quad (2.67)$$

Подставив значение t_1 из уравнения (2.67) в уравнение (2.55), (2.56) и (2.57), получим:

$$u_{\text{к}} = V_\phi \left[t - \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{4} \right], \quad (2.68)$$

$$u_{\text{вс}} = K_n V_\phi \left[t - \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{4} \right], \quad (2.69)$$

$$u_{\text{вс}} = K \left\{ u_{\text{вх}}(t) - V_\phi \left[t - \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{4} \right] \right\}. \quad (2.70)$$

Амплитудное значение $U_{\text{мвс}}$ при $V_\phi < V_1$ для $t = t_{\text{мвс}} = t_{\text{мвх}} = T_1 = \frac{V_2}{V_2 + V_1} \cdot \frac{T}{2}$ из уравнения (2.70)

$$U_{\text{мвс}} = K \left\{ V_1 \frac{V_2}{V_1 + V_2} \cdot \frac{T}{2} - V_\phi \left[\frac{V_2}{V_1 + V_2} \cdot \frac{T}{2} - \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{4} \right] \right\}.$$

После преобразований

$$U_{\text{мвс}} = K \left[\frac{V_2}{V_1 + V_2} (V_1 - V_\phi) \frac{T}{2} + V_\phi \left(1 - \frac{V_\phi}{V_2} \right) \frac{T}{4} \right]. \quad (2.71)$$

Тогда амплитудно-скоростная характеристика ФВС

$$S_{\text{мвс}} = \frac{U_{\text{мвс}}}{U_{\text{мвх}}} = K \left[1 + \frac{V_\phi}{2V_2} \left(1 - \frac{V_2}{V_1} - \frac{V_\phi}{V_2} - \frac{V_\phi}{V_1} \right) \right], \quad (2.72)$$

где $U_{\text{мвх}} = V_1 t_{\text{мвх}} = V_1 \frac{V_2}{V_1 + V_2} \cdot \frac{T}{2}$.

В частном случае, когда $V_1 = V_2 = V$,

$$S_{\text{мвс}} = K \left(1 - \frac{V_\phi^2}{V^2} \right) \quad (2.73)$$

или в нормированных координатах

$$S_{\text{мвс}} = 1 - \frac{1}{V_n^2}, \quad (2.74)$$

где $S_{\text{мвс}} = \frac{S_{\text{мвс}}}{K}$, $V_n = \frac{V}{V_\phi}$.

Амплитудное значение $U_{\text{мвс}}$ определяем для $t = t_2 = \left(1 - \frac{V_\phi}{2V_2} \right) \frac{T}{2}$ по уравнению (2.69)

$$U_{\text{мвс}} = K_n V_\phi \frac{T}{4}. \quad (2.75)$$

Тогда амплитудно-скоростная характеристика ФНС

$$S_{\text{мн}} = \frac{U_{\text{мвс}}}{U_{\text{мвх}}} = K_n \frac{V_\phi}{2V_2} \left(\frac{V_2}{V_1} + 1 \right). \quad (2.76)$$

В частном случае, когда $V_1 = V_2 = V$,

$$S_{\text{мн}} = K_n \frac{V_\phi}{V} \quad (2.77)$$

или в нормированных координатах

$$S_{\text{нн}} = \frac{1}{V_{\text{н}}} \quad (2.78)$$

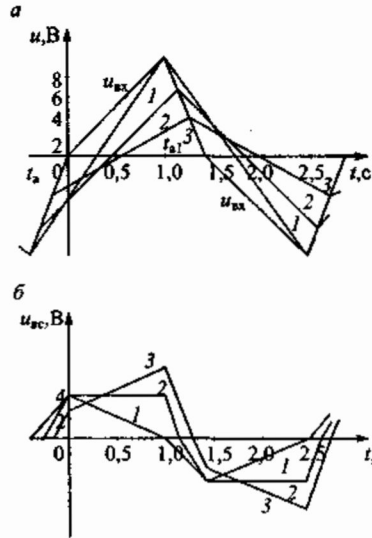


Рис. 2.15. К численному примеру. Напряжение ФВС: а - на входе: 1 - $U_{\text{к}}$ при $V_{\Phi} = 14,3 \text{ В/с}$, 2 - $U_{\text{к}}$ при $V_{\Phi} = 10 \text{ В/с}$, 3 - $U_{\text{к}}$ при $V_{\Phi} = 5,7 \text{ В/с}$; б - на выходе: 1, 2, 3 - при тех же значениях.

(2.67). Для $V_{\Phi 3} = 5,7 \text{ В/с}$ $t_1 = \left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot 0,7 = 0,54 \text{ с}$. Тогда $t_a = -\frac{V_{\Phi 3} t_1}{V_2 - V_{\Phi 3}} = -\frac{5,7 \cdot 0,54}{25 - 5,7} = -0,16 \text{ с}$. Значение t_2 определяем из уравнения (2.59). На участке $T_1 \leq t_2 \leq \frac{T}{2}$, согласно (2.63), $u_{\text{вх}}(t) = -V_2 \left(t_2 - \frac{T}{2}\right)$. Подставив это выражение для $u_{\text{вх}}(t)$ в уравнение (2.59), получим $-V_2 \left(t_2 - \frac{T}{2}\right) = V_{\Phi 3} \frac{T}{4}$. Отсюда $t_2 = -\frac{T}{2V_2} \left(\frac{V_{\Phi 3}}{2} - V_2\right) = -\frac{2,8}{2,25} \cdot \left(\frac{5,7}{2} - 25\right) = 1,24 \text{ с}$.

Численный пример. Рассчитаем реакцию базового фильтра верхних скоростей на треугольное входное напряжение $u_{\text{вх}}(t)$, показанное на рис. 2.15, а. На участке $0 \leq t \leq T_1$ скорость изменения $u_{\text{вх}}(t)$ $V_1 = 10 \text{ В/с}$, а на участке $T_1 \leq t \leq T_1 + T_2$ скорость изменения $u_{\text{вх}}(t)$ $V_2 = 25 \text{ В/с}$, где $T_1 = 1,0 \text{ с}$, $T_2 = 0,4 \text{ с}$, $T = 2,8 \text{ с}$.

Расчет реакции ФВС проведем для трех значений скорости настройки фильтра $V_{\Phi 1} = 14,3 \text{ В/с}$, $V_{\Phi 2} = V_1 = 10 \text{ В/с}$, $V_{\Phi 3} = 5,7 \text{ В/с}$. Для простоты расчета примем $K = 1$. Так как $u_{\text{вх}}(t)$ и $u_{\text{к}}$ изменяются по линейному закону, то достаточно провести расчеты для характерных значений времени $t = t_a$, $t = 0$, $t = t_{\text{нн}} = T_1$, $t = t_2$. Для контроля и сопоставления результатов расчета по формулам (2.53) и (2.69), произведем расчет также для $t = 0,8 \text{ с}$. Согласно уравнению (2.61), $V_2 t_a = V_{\Phi} \cdot (t_a - t_1)$,

где $t_1 = \left(1 - \frac{V_{\Phi}}{V_2}\right) \frac{T}{4}$ по уравнению

По уравнению (2.70) определим значения $u_{\text{вс}}$:

1) для $t = t_a = -0,16 \text{ с}$

$$u_{\text{вс}} = V_2 t_a - V_{\Phi 3} \left[t_a - \left(1 - \frac{V_{\Phi 3}}{V_2}\right) \frac{T}{4} \right] = 25 \cdot (-0,16) - 5,7 \cdot \left[(-0,16) - \left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot \frac{2,8}{4} \right] = 0;$$

2) для $t = 0$ $u_{\text{вс}}(0) = 0$

$$u_{\text{вс}} = -V_{\Phi 3} \left[0 - \left(1 - \frac{V_{\Phi 3}}{V_2}\right) \frac{T}{4} \right] = -5,7 \cdot \left[-\left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot 0,7 \right] = 3,08 \text{ В};$$

3) для $t = t_2 = 1,24 \text{ с}$

$$u_{\text{вс}} = -V_2 \left(t_2 - \frac{T}{2}\right) - V_{\Phi 3} \left[t_2 - \left(1 - \frac{V_{\Phi 3}}{V_2}\right) \frac{T}{4} \right] = -25 \cdot (1,24 - 1,4) - 5,7 \cdot \left[1,24 - \left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot 0,7 \right] = 0;$$

4) для $t = T_1 = 1,0 \text{ с}$

$$u_{\text{вс}} = V_1 T_1 - V_{\Phi 3} \left[T_1 - \left(1 - \frac{V_{\Phi 3}}{V_2}\right) \frac{T}{4} \right] = 10 \cdot 1 - 5,7 \cdot \left[1 - \left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot 0,7 \right] = 7,38 \text{ В};$$

5) для $t = 0,8 \text{ с}$

$$u_{\text{вс}} = 10 \cdot 0,8 - 5,7 \cdot \left[0,8 - \left(1 - \frac{5,7}{25}\right) \cdot 0,7 \right] = 6,52 \text{ В}.$$

Для сравнения рассчитываем $u_{\text{вс}}$ для $t = 0,8 \text{ с}$ по уравнению (2.53). С этой целью определим сначала нормированную скорость по уравнению (2.52):

$$V_{\text{н}} = \frac{V_1 t - V_2 t_a}{V_{\Phi 3} (t - t_a)} = \frac{10 \cdot 0,8 - 25 \cdot (-0,16)}{5,7 \cdot [0,8 - (-0,16)]} = 2,193.$$

Из уравнения (2.28) $S_{\text{нн}} = 1 - \frac{1}{2,193} = 0,544$. Тогда $u_{\text{вс}} = K(V_1 t - V_2 t_a) \times S_{\text{нн}} = 1 \cdot [10 \cdot 0,8 - 25 \cdot (-0,16)] \cdot 0,544 = 6,53 \text{ В}$. Аналогичные расчеты проведены для $V_{\Phi 1} = 14,3 \text{ В/с}$ и $V_{\Phi 2} = 10 \text{ В/с}$. Результаты расчетов сведены в

табл. 2.1. По результатам расчетов построены временные графики выходных напряжений $u_{\text{вс}}$ ФВС на рис. 2.15 б.

Как видно из графиков, форма выходных напряжений существенно зависит от величины V_{Φ} . При $V_{\Phi} > V_1$ максимум смещается в положение $t=0$.

Табл. 2.1

V_{Φ} , В/с		t_n	t	t_2	T_1	t
5,7	t , с	-0,16	0	1,24	1,0	0,8
	$u_{\text{вс}}$, В	0	3,08	0	7,38	6,52
10,0	t , с	-0,28	0	1,12	1,0	0,8
	$u_{\text{вс}}$, В	0	4,2	0	4,2	4,2
14,3	t , с	-0,40	0	1,0	1,0	0,8
	$u_{\text{вс}}$, В	0	4,28	0	0	0,84

2.4. Работа фильтра при синусоидальном входном напряжении

Синусоидальное напряжение чрезвычайно широко используется в различных электротехнических устройствах – измерительных, автоматических, связи и т.п. И, несмотря на то, что в предыдущем параграфе уже рассмотрена реакция фильтра на периодические сигналы, учитывая важность синусоидальных сигналов, целесообразно рассмотреть более подробно работу фильтра при синусоидальном входном напряжении.

Пусть ко входу фильтра приложено синусоидальное входное напряжение $u_{\text{вх}} = U_m \sin \omega t$. Когда заданная скорость настройки фильтра по угловой координате

$$V_{\Phi\alpha} = \frac{V_{\Phi}}{\omega} \quad (2.79)$$

больше амплитудной скорости входного напряжения

$$V_{m\alpha} = \left. \frac{du_{\text{вх}}}{d\alpha} \right|_{\omega t=0} = U_m \cos 0 = U_m, \quad (2.80)$$

то напряжение компенсации u_{κ} успевает компенсировать входное напряжение и поэтому $u_{\kappa} = u_{\text{вх}}(t)$, $u_{\text{вс}} = 0$, $u_{\text{вс}} = K_{\text{н}} u_{\text{вх}}(t)$.

Рассмотрим работу фильтра при $V_{m\alpha} > V_{\Phi\alpha}$. На рис. 2.16 приведены графики изменения $u_{\text{вх}}$, u_{κ} , $u_{\text{вс}}$ и $u_{\text{вс}}$ в угловых координатах. В этом случае уравнения (2.55), (2.56) и (2.57) запишем в виде

$$u_{\kappa} = V_{\Phi\alpha}(\omega t - \alpha_1), \quad (2.81)$$

$$u_{\text{вс}} = K_{\text{н}} V_{\Phi\alpha}(\omega t - \alpha_1), \quad (2.82)$$

$$u_{\text{вс}} = K[U_m \sin \omega t - V_{\Phi\alpha}(\omega t - \alpha_1)], \quad (2.83)$$

где α_1 – угол, при котором u_{κ} пересекает угловую ось (см. рис. 2.16, а).

Так как скоростной фильтр является нелинейным устройством и поэтому невозможно его работу описать одной системой уравнений, то целесообразно анализ работы фильтра провести для двух диапазонов нормированных скоростей:

$$V_{\text{н}} > \frac{\pi}{1,8}, \quad (2.84)$$

$$1 < V_{\text{н}} < \frac{\pi}{1,8}, \quad (2.85)$$

$$\text{где } V_{\text{н}} = \frac{V_{m\alpha}}{V_{\Phi\alpha}}.$$

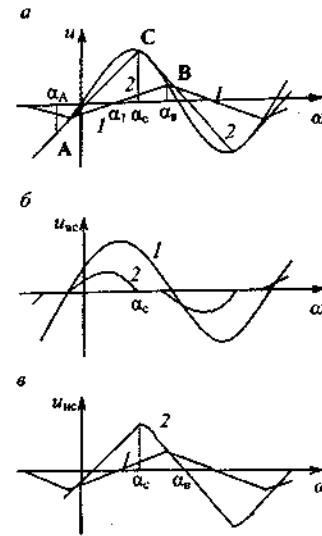


Рис. 2.16. Реакция фильтра на синусоидальное напряжение: а – на входе; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

1 – $V_{\text{н}} > \pi/1,8$, 2 – $1 < V_{\text{н}} < \pi/1,8$.

Для диапазона скоростей по (2.84) в точке В, где пересекаются графики $u_{\text{вх}}$ и u_{κ} (см. рис. 2.16, а),

$$U_m \sin \alpha_B = V_{\Phi\alpha}(\alpha_B - \alpha_1). \quad (2.86)$$

Из рис. 2.16, а видно, что

$$\alpha_B = \frac{\pi}{2} + \alpha_1. \quad (2.87)$$

Тогда из (2.86) и (2.87) находим

$$\alpha_1 = \arccos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{\Phi\alpha}}{V_{m\alpha}}\right). \quad (2.88)$$

В общем случае

$$\alpha_1 = \pi(n-1) + \arccos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{V_{\Phi\alpha}}{V_{m\alpha}}\right), \quad (2.89)$$

где n – номер полупериода $u_{\text{вс}}$.

В диапазоне скоростей по (2.85) на некоторых участках графика $u_{вх}$ выполняется условие $V_{\phi\alpha} > \frac{du_{вх}}{d(\omega t)}$ и поэтому на этих участках $u_{\kappa} = u_{вх}$, $u_{ис} = K_{\kappa} u_{вх}$, $u_{ис} = 0$ (см. рис. 2.16, а). В точке А на рис. 2.16, а $V_{\phi\alpha} = U_m \times \cos \alpha_A$. Отсюда

$$\alpha_A = \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}}. \quad (2.90)$$

В точке А также выполняются равенства $u_{\kappa} = u_{ис}$ и $u_{ис} = 0$. Поэтому, подставив в (2.83) значение $\omega t = -\alpha_A$, с учетом (2.90) и $u_{ис} = 0$, найдем

$$\alpha_1 = \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}} \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \quad (2.91)$$

или в общем случае

$$\alpha_1 = \pi(n-1) + \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}} \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}}. \quad (2.92)$$

Значение α_B определяем методом итерации из уравнения

$$\alpha_B = \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}} \left(\frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \alpha_1 + \sin \alpha_B \right) \quad (2.93)$$

или приближенное значение – из уравнения

$$\alpha_B = \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \alpha_1 + \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}}. \quad (2.94)$$

Тогда, с учетом значений α_1 из уравнений (2.89) и (2.93), на основании (2.82) и (2.83): для диапазона скоростей по (2.84)

$$u_{ис} = K_{\kappa} V_{\phi\alpha} \left[\omega t - \pi(n-1) - \arccos \left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) \right], \quad (2.95)$$

$$u_{ис} = KU_m \left\{ \sin \omega t - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \left[\omega t - \pi(n-1) - \arccos \left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) \right] \right\}, \quad (2.96)$$

а для диапазона скоростей по (2.85)

$$u_{ис} = K_{\kappa} V_{\phi\alpha} \left[\omega t - \pi(n-1) - \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}} \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) + \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right], \quad (2.97)$$

$$u_{ис} = KU_m \left\{ \sin \omega t - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \left[\omega t - \pi(n-1) - \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}} \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) + \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right] \right\}. \quad (2.98)$$

Значение n определяем из уравнения

$$n = \frac{\omega t - \alpha_B + 2\pi}{\pi}, \quad (2.99)$$

в котором берем только целую часть, а дробную часть после запятой отбрасываем.

В уравнениях (2.89), (2.92), (2.95) – (2.98) необходимо учитывать знак скорости $V_{\phi\alpha}$. При нечетных значениях n следует брать $V_{\phi\alpha}$ со знаком «+», а при четных – со знаком «-».

На участках $\pi(n-2) + \alpha_B < \omega t < \pi(n-1) - \alpha_A$ $\frac{du_{вх}}{d(\omega t)} \leq V_{\phi\alpha}$ и поэтому на этих участках $u_{ис} = K_{\kappa} u_{вх}$, а $u_{ис} = 0$ (см. рис. 2.16, б).

Численный пример. Рассчитаны значения $u_{ис}$ и $u_{ис}$ для входного напряжения $u_{вх} = 11,3 \sin \omega t$ при различных значениях скоростей $V_{\phi\alpha}$ настройки фильтра в пределах одного периода входного напряжения. По результатам расчетов построены графики выходных напряжений $u_{ис}$ и $u_{ис}$ на рис. 2.17.

Из рис. 2.17 видно, что величина нормированной скорости $V_{\phi\alpha}$ оказывает существенное влияние на величину, форму напряжения $u_{ис}$ и угол сдвига между амплитудами $u_{ис}$ и $u_{вх}$. При малых значениях $V_{\phi\alpha}$ амплитуда $u_{ис}$ уменьшается, в пределе стремясь к нулю при стремлении $V_{\phi\alpha}$ к единице. Искажение формы $u_{ис}$ (отличие от синусоиды) увеличивается при уменьшении значения $V_{\phi\alpha}$, и угол опережения $u_{ис}$ увеличивается, стремясь к 90° при стремлении $V_{\phi\alpha} \rightarrow 1$. Только при $V_{\phi\alpha} > \pi$ форма напряжения $u_{ис}$ мало отличается от синусоидальной.

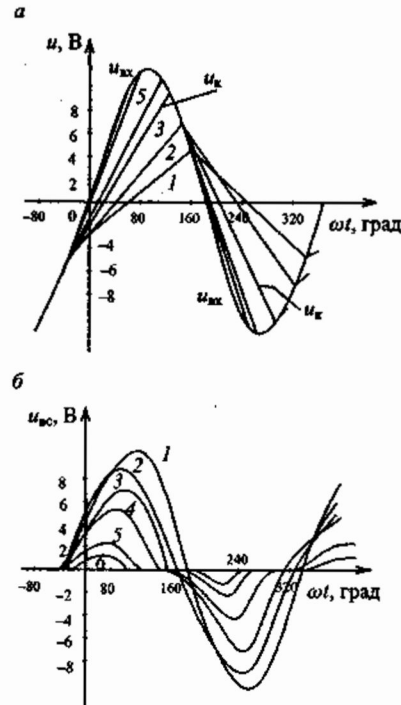


Рис. 2.17. Напряжения к численному примеру: а - $U_{нс} = U_k$ при: 1 - $V_n = 3,55$, 2 - $V_n = 2,37$, 3 - $V_n = 1,88$, 4 - $V_n = 1,61$, 5 - $V_n = 1,28$, 6 - $V_n = 1,16$; б - $U_{нс}$ при тех же значениях V_n .

Наоборот, амплитуда напряжения $u_{нс}$ с уменьшением V_n увеличивается, а форма приближается к форме $u_{кк}$. С увеличением V_n напряжение $u_{нс}$ принимает треугольную форму.

Для определения амплитудно-скоростной характеристики (АСХ) ФВС найдем угол α_m , при котором $u_{нс}$ принимает амплитудное значение $U_{мнс}$ из условия $\frac{du_{нс}}{d(\omega t)} = 0$ для $\omega t = \alpha_m$. Для обоих диапазонов скоростей по (2.84) и по (2.85)

$$\alpha_m = \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}}. \quad (2.100)$$

Тогда для диапазона скоростей по (2.84)

$$U_{мнс} = KU_m \left\{ \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \left[\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} - \arccos \left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) \right] \right\}. \quad (2.101)$$

Отсюда АСХ ФВС для этого диапазона скоростей

$$S_n = K \left\{ \sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \left[\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} - \arccos \left(\frac{\pi}{2} \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) \right] \right\}. \quad (2.102)$$

или нормированная АСХ

$$S_{нн} = \sin \left(\arccos \frac{1}{V_n} \right) - \frac{1}{V_n} \left(\arccos \frac{1}{V_n} - \arccos \frac{\pi}{2V_n} \right), \quad (2.103)$$

где $S_{нн} = \frac{U_{мнс}}{K \cdot U_m}$.

Для диапазона скоростей по (2.85) после подстановки значения α_m вместо ωt в (2.98) и несложных преобразований

$$U_{мнс} = 2KU_m \left[\sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right]. \quad (2.104)$$

Отсюда АСХ ФВС для этого диапазона скоростей

$$S_n = 2K \left[\sin \left(\arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right) - \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}} \right]. \quad (2.105)$$

или нормированная АСХ

$$S_{нн} = 2 \left[\sin \left(\arccos \frac{1}{V_n} \right) - \frac{1}{V_n} \arccos \frac{1}{V_n} \right]. \quad (2.106)$$

Нормированная АСХ ФНС для $V_{m\alpha} < \frac{\pi}{2} V_{\phi\alpha}$

$$S_{нн} = 1, \quad (2.107)$$

где $S_{нн} = \frac{U_{мнс}}{K_n U_m}$. А для $V_{m\alpha} > \frac{\pi}{2} V_{\phi\alpha}$

$$S_{нн} = \frac{\pi}{2V_n}. \quad (2.108)$$

На рис. 2.18 приведены нормированные АСХ ФНС и ФВС. Из рис. 2.18 определяем крутизну АСХ для ФВС $\gamma_n = 0,73$, а для ФНС $\gamma_n = 0,19$.

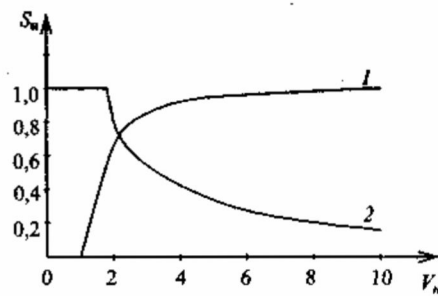


Рис. 2.18. Нормированные АСХ: 1 - ФВС; 2 - ФНС.

Фазоскоростные характеристики (ФСХ) определяют сдвиг по фазе α_c между амплитудами входного и выходного напряжений фильтра. Для ФВС в обоих диапазонах скоростей ФСХ в нормированных координатах описывается уравнением (2.45, а).

Для ФНС в диапазоне $V_{m\alpha} < \frac{\pi}{2} V_{\phi\alpha}$ $\alpha_{сн} = 0$, а в диапазоне $V_{m\alpha} > \frac{\pi}{2} V_{\phi\alpha}$

$$\alpha_{сн} = -\arccos \frac{\pi}{2V_n}. \quad (2.109)$$

Работу фильтра при синусоидальном входном напряжении можно описать и в частотных координатах. Для этого достаточно в вышеприведенные уравнения (2.101) - (2.108) вместо отношения $\frac{V_{\phi\alpha}}{V_{m\alpha}}$ подставить отношение $\frac{f_{\phi}}{f}$, где $f = \frac{\omega}{2\pi}$ - частота входного напряжения $u_{вх}$, а

$$f_{\phi} = \frac{V_{\phi}}{2\pi U_m} - \text{частота настройки фильтра.} \quad (2.110)$$

Тогда на основании (2.102) и (2.105) амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ФВС для диапазона частот $f > \frac{\pi}{1,8} f_{\phi}$

$$S = K \left\{ \sin \left(\arccos \frac{f_{\phi}}{f} \right) - \frac{f_{\phi}}{f} \left[\arccos \frac{f_{\phi}}{f} - \arccos \left(\frac{\pi}{2} \frac{f_{\phi}}{f} \right) \right] \right\}, \quad (2.111)$$

а для диапазона частот $f_{\phi} < f < \frac{\pi}{1,8} f_{\phi}$

$$S = 2K \left[\sin \left(\arccos \frac{f_{\phi}}{f} \right) - \frac{f_{\phi}}{f} \arccos \frac{f_{\phi}}{f} \right]. \quad (2.112)$$

Для сравнения рассчитаны АСХ и АЧХ базового скоростного фильтра по уравнениям (2.102), (2.105), (2.111) и (2.112) при скорости настройки фильтра $V_{\phi} = 2 \cdot 10^3$ В/с и значений амплитуд входного напряжения $U_m = 10$ В, $U_m = 7,5$ В, $U_m = 5$ В, $U_m = 2,5$ В. Согласно (2.110), этим амплитудам при $V_{\phi} = 2 \cdot 10^3$ В/с соответствуют частоты настройки фильтра: $f_{\phi} = 31,8$ Гц, $f_{\phi} = 42,4$ Гц, $f_{\phi} = 63,7$ Гц, $f_{\phi} = 127,3$ Гц.

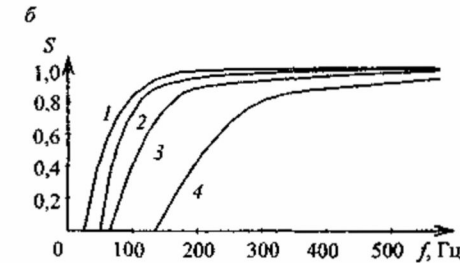
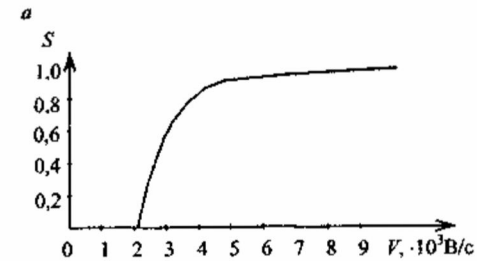


Рис. 2.19. АСХ и АЧХ базового ФВС: а - АСХ; б - АЧХ при: 1 - $U_m = 10$ В, 2 - $U_m = 7,5$ В, 3 - $U_m = 5$ В, 4 - $U_m = 2,5$ В.

По результатам расчета построены амплитудно-скоростная характеристика на рис. 2.19, а и амплитудно-частотные характеристики на рис. 2.19, б. Как видно из рис. 2.19, у базового скоростного фильтра при одной и той же скорости V_{ϕ} имеется не одна, а целое семейство АЧХ, отличающихся друг от друга и частотой настройки f_{ϕ} , и крутизной наклона характеристики в зависимости от амплитуды U_m входного напряжения. С уменьшением U_m частота настройки увеличивается, а крутизна АЧХ уменьшается.

2.5. Реакция фильтра на выпрямленное входное напряжение

Пусть на вход базового скоростного фильтра подано выпрямленное синусоидальное напряжение $u_{вх}$, показанное на рис. 2.20. Здесь же показана

но напряжение u_x , изменяющееся по линейному закону с постоянной угловой скоростью $V_{\phi\alpha}$ настройки фильтра.

В тех случаях, когда максимальная угловая скорость $V_{m\alpha}$ изменения входного напряжения меньше или равна скорости $V_{\phi\alpha}$ настройки фильтра, напряжение u_x компенсации успевает полностью компенсировать входное напряжение и поэтому $u_x = q \cdot u_{вс} = u_{вх}$, а $u_{вс} = 0$. Максимальная угловая скорость $V_{m\alpha} = \left. \frac{du_{вх}}{d(\omega t)} \right|_{\omega t=0} = U_m$.

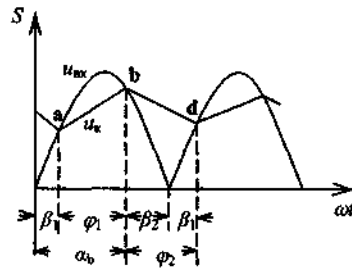


Рис. 2.20. Напряжения $U_{вх}$ и U_x при $V_{\phi\alpha} < 0,363 U_m$

В тех случаях, когда $V_{m\alpha} > V_{\phi\alpha}$, $u_x = q \cdot u_{вс} \neq u_{вс}$, а $u_{вс} \neq 0$. При исследовании реакции фильтра в этих случаях целесообразно выделить два диапазона значений скорости настройки фильтра. В первом диапазоне $V_{\phi\alpha} \leq \frac{du_{вх}}{d(\omega t)}$ в точке b (см. рис. 2.20), то есть $V_{\phi\alpha} \leq U_m \cos \alpha_b$.

Во втором диапазоне $V_{\phi\alpha} \geq \frac{du_{вх}}{d(\omega t)}$ в точке b, то есть $V_{\phi\alpha} \geq U_m \cos \alpha_b$.

Угол α_{br} в точке b на рис. 2.20, при котором выполняется условие $V_{\phi\alpha} = \frac{du_{вх}}{d(\omega t)}$, будем называть граничным углом между первым и вторым диапазонами.

Рассмотрим сначала первый диапазон. Для него справедливы равенства (см. рис. 2.20):

$$\varphi_1 = \varphi_2 = \frac{\pi}{2}, \quad (2.113)$$

$$\beta_1 + \beta_2 = \frac{\pi}{2}. \quad (2.114)$$

Следовательно, для граничного условия $\alpha_b = \alpha_{br}$, $V_{\phi\alpha} = U_m \cos(\pi - \beta_{2r}) = U_m (-\cos \beta_{2r})$. Отсюда граничный угол β_{2r} (см. рис. 2.20):

$$\beta_{2r} = \arccos \frac{V_{\phi\alpha}}{U_m}. \quad (2.115)$$

С другой стороны, в точке b (см. рис. 2.20) имеем пересечение графиков $u_{вх}$ и u_x , то есть в этой точке $u_x = u_{вх}$ или, подставив их значения, получим:

$$U_m \sin \beta_{1r} + V_{\phi\alpha} \cdot \varphi_1 = U_m \sin(\pi - \beta_{2r}). \quad (2.116)$$

Отсюда

$$\frac{V_{\phi\alpha}}{U_m} \varphi_1 = \sin \beta_{2r} - \sin \beta_{1r}. \quad (2.117)$$

Выразим $\sin \beta_{2r} = \sqrt{1 - \cos^2 \beta_{2r}}$, а из (2.115) с учетом $V_{m\alpha} = U_m$,

$$\cos \beta_{2r} = \frac{1}{V_{нр}}, \quad (2.118)$$

где $V_{нр} = \frac{V_{m\alpha}}{V_{\phi\alpha}}$ — нормированная граничная скорость.

Тогда уравнение (2.117) запишем

$$\frac{\pi}{2V_{нр}} = \sqrt{1 - \frac{1}{V_{нр}^2}} - \sin \beta_{1r}. \quad (2.119)$$

Отсюда граничный угол β_{1r} (см. рис. 2.20)

$$\beta_{1r} = \arcsin \left(\sqrt{1 - \frac{1}{V_{нр}^2}} - \frac{\pi}{2V_{нр}} \right). \quad (2.120)$$

Определим нормированную граничную скорость $V_{нр}$.

Согласно (2.114), $\beta_{1r} = \frac{\pi}{2} - \beta_{2r}$. Подставив это значение β_{1r} в уравнение (2.117), получим:

$$\frac{\pi}{2V_{нр}} = \sin \beta_{2r} - \cos \beta_{2r}. \quad (2.121)$$

С учетом (2.118), после преобразований

$$\sin \beta_{2r} = \left(\frac{\pi}{2} + 1 \right) \frac{1}{V_{нр}}. \quad (2.122)$$

Правые части равенств (2.118) и (2.122) возведем в квадрат и просуммируем. Получим

$$\frac{1}{V_{\text{нр}}^2} + \left(\frac{\pi}{2} + 1\right)^2 \frac{1}{V_{\text{нр}}^2} = 1. \quad (2.123)$$

Отсюда, после несложных преобразований, определяем

$$V_{\text{нр}} = 2,758. \quad (2.124)$$

Следовательно, граничная угловая скорость $V_{\text{фг}}$ настройки фильтра связана с амплитудой входного напряжения равенством

$$V_{\text{фг}} = 0,363U_m. \quad (1.125)$$

Этой граничной скорости соответствуют $\beta_{1r} = 0,371$ ($\beta_{1r} = 21,25^\circ$) и $\beta_{2r} = 1,2$ ($\beta_{2r} = 68,75^\circ$), $\alpha_{br} = \pi - \beta_{2r} = 1,94$ ($\alpha_{br} = 111,25^\circ$).

Определим β_1 и β_2 для первого и второго диапазонов значений $V_{\text{ф}}$. В первом диапазоне, согласно рис. 2.20,

$$U_m \sin(\pi - \beta_2) - U_m \sin \beta_1 = V_{\text{ф}\alpha} \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (2.126)$$

С учетом (2.113), после несложных преобразований,

$$U_m (\cos \beta_1 - \sin \beta_1) = V_{\text{ф}\alpha} \cdot \frac{\pi}{2}. \quad (2.127)$$

После возведения в квадрат обеих частей уравнения (2.127) и с учетом функции кратных углов

$$\sin 2\beta_1 = 1 - \left(\frac{\pi}{2V_{\text{н}}}\right)^2. \quad (2.128)$$

Отсюда

$$\beta_1 = \frac{1}{2} \arcsin \left(1 - \frac{\pi^2}{4V_{\text{н}}^2} \right) \quad (2.129)$$

и, с учетом (2.114),

$$\beta_2 = \frac{1}{2} \left[\pi - \arcsin \left(1 - \frac{\pi^2}{4V_{\text{н}}^2} \right) \right]. \quad (2.130)$$

В первом диапазоне значений $V_{\text{ф}\alpha}$ угол β_1 может изменяться в пределах от $\beta_{1\text{min}} = \beta_{1r} = 21,25^\circ$ до $\beta_{1\text{max}} = 45^\circ$, а угол β_2 — в пределах от $\beta_{2\text{min}} = 45^\circ$ до $\beta_{2\text{max}} = \beta_{2r} = 68,75^\circ$.

Во втором диапазоне значений $V_{\text{ф}\alpha}$ согласно рис. 2.21

$$U_m \sin(\pi - \beta_2) = U_m \sin \beta_1 + V_{\text{ф}\alpha} (\beta_2 + \beta_1), \quad (2.131)$$

$$U_m \sin(\beta_1 + \varphi'_1) = U_m \sin \beta_1 + V_{\text{ф}\alpha} \varphi'_1. \quad (2.132)$$

В точке **b** (см. рис. 2.21) справедливо равенство $V_{\text{ф}\alpha} = \frac{du_{\text{вх}}}{d(\omega t)}$, то есть

$$V_{\text{ф}\alpha} = U_m \cos(\pi - \beta_2). \quad (2.133)$$

Отсюда

$$\beta_2 = \arccos \frac{1}{V_{\text{н}}}. \quad (2.134)$$

Приняв $\sin \beta_1 \approx \beta_1$, учитывая (2.134), из уравнения (2.131) с погрешностью не более 1% находим:

$$\beta_1 \approx \frac{\sin \left(\arccos \frac{1}{V_{\text{н}}} \right) - \frac{1}{V_{\text{н}}} \arccos \frac{1}{V_{\text{н}}}}{1 + \frac{1}{V_{\text{н}}}}. \quad (2.135)$$

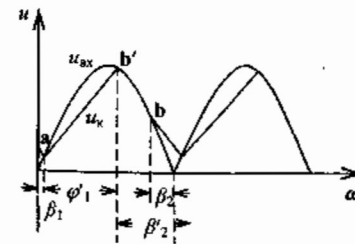


Рис. 2.21. Напряжения $U_{\text{вх}}$ и $U_{\text{к}}$ при $V_{\text{ф}\alpha} > 0,363U_m$

Из уравнения (2.132)

$$\varphi'_1 = V_{\text{н}} [\sin(\beta_1 + \varphi'_1) - \sin \beta_1]. \quad (2.136)$$

Решая уравнение (2.136) по методу итераций, определяем φ'_1 .

Из рис. 2.21 видно, что

$$\beta_2 = \pi - \beta_1 - \varphi'_1. \quad (2.137)$$

В табл. 2.2 приведены результаты расчетов значений β_1 , β_2 , φ'_1 , β'_2 в зависимости от $V_{\text{н}}$ для второго диапазона значений $V_{\text{ф}\alpha}$. Для сокращения времени расчета β'_2 можно использовать эмпирическую формулу

$$\beta'_2 = 1 + 1,6 \frac{1}{V_{\text{н}}^2}, \quad (2.138)$$

дающую погрешность расчета не более 1%. Для сравнения в табл. 2.2 занесены результаты расчета по (2.138), а также значения β_1 , β_2 , φ'_1 , β'_2 , полученные при помощи геометрических построений.

Во втором диапазоне значений $V_{\text{ф}\alpha}$ угол β_1 может изменяться в пределах от $\beta_{1\text{min}} = 0$ до $\beta_{1\text{max}} = \beta_{1r} = 21,25^\circ$, угол β_2 — в пределах от $\beta_{2\text{min}} = 0$ до

$\beta_{2\max} = \beta_{2r} = 68,75^\circ$, а β_2' — в пределах от $\beta_{2\min}' = \beta_{2r}' = 68,75^\circ$ до $\beta_{2\max}' = 180^\circ - \beta_{1r}' = 158,75^\circ$.

В первом диапазоне значений $V_{\phi\alpha}$ напряжения на выходах ФНС и ФВС для интервала $\beta_1 \leq \omega t \leq \pi - \beta_2$

$$u_{\text{ис}} = K_{\pi} [U_m \sin \beta_1 + V_{\phi\alpha} (\omega t - \beta_1)], \quad (2.139)$$

$$u_{\text{ис}} = K \{U_m \sin \omega t - [U_m \sin \beta_1 + V_{\phi\alpha} (\omega t - \beta_1)]\}, \quad (2.140)$$

а для интервала $\pi - \beta_2 \leq \omega t \leq \pi + \beta_1$

$$u_{\text{ис}} = K_{\pi} \{U_m \sin \beta_2 - V_{\phi\alpha} [\omega t - (\pi - \beta_2)]\}, \quad (2.141)$$

$$u_{\text{ис}} = K \{U_m \sin \omega t - [U_m \sin \beta_2 - V_{\phi\alpha} (\omega t - \pi + \beta_2)]\}. \quad (2.142)$$

Табл. 2.2

угол \ U_{α}	1,24	1,41	1,57	1,77	2,15	2,63
β_1 расч.	0,045	0,088	0,13	0,18	0,26	0,34
β_1 геом.	0,044	0,088	0,13	0,17	0,26	0,35
β_2 расч.	0,63	0,78	0,88	0,97	1,09	1,18
β_2 геом.	0,62	0,78	0,90	0,97	1,08	1,20
φ_1' расч.	1,04	1,25	1,36	1,45	1,54	1,58
φ_1' геом.	1,05	1,25	1,36	1,46	1,54	1,57
β_2' расч.	2,06	1,81	1,65	1,51	1,34	1,22
β_2' геом.	2,05	1,81	1,65	1,51	1,34	1,22
β_2' мин	2,05	1,81	1,65	1,50	1,35	1,23

Во втором диапазоне значений $V_{\phi\alpha}$ для интервала $\beta_1 \leq \omega t \leq \pi - \beta_2'$ справедливы формулы (2.139) и (2.140), для интервала $\pi - \beta_2' \leq \omega t \leq \pi + \beta_1$ справедливы формулы (2.141) и (2.142). При этом, значения β_1 и β_2 определяют из уравнений (2.135) и (2.134).

В интервале $\pi - \beta_2' \leq \omega t \leq \pi - \beta_2$ $V_{\phi\alpha} \geq \frac{du_{\text{ис}}}{d(\omega t)}$ и поэтому $u_{\text{ис}} = K_{\pi} U_m \times \sin \omega t$, а $u_{\text{ис}} = 0$.

На рис. 2.22 приведены графики мгновенных значений выходных напряжений ФВС, рассчитанные по уравнениям (2.140) и (2.142) для различных значений $V_{\phi\alpha}$.

Большой интерес для практического использования фильтра имеет среднее за период значение выходных напряжений $u_{\text{ис}}$ и $u_{\text{ис}c}$. Для первого диапазона значений $V_{\phi\alpha}$ среднее значение выходного напряжения ФНС

$$U_{\text{ис}c} = \frac{1}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi+\beta_1} u_{\text{ис}}(\omega t) d(\omega t).$$

С учетом (2.139) и (2.141) для обоих интервалов ωt

$$U_{\text{ис}c} = \frac{K_{\pi}}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi-\beta_2} [U_m \sin \beta_1 + V_{\phi\alpha} (\omega t - \beta_1)] d(\omega t) + \\ + \frac{K_{\pi}}{\pi} \int_{\pi-\beta_2}^{\pi+\beta_1} [U_m \sin(\pi - \beta_2) - V_{\phi\alpha} [\omega t - (\pi - \beta_2)]] d(\omega t).$$

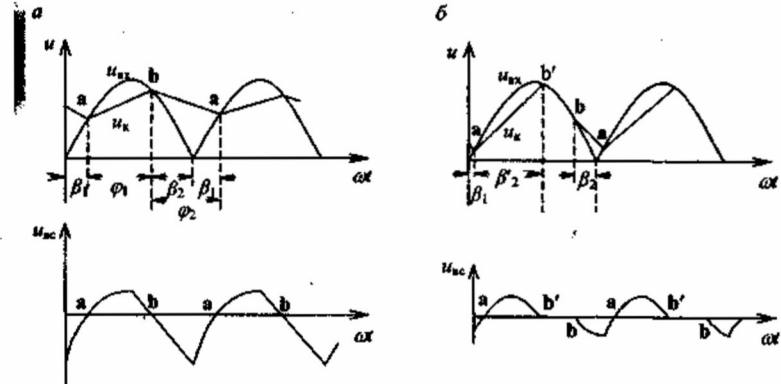


Рис. 2.22. Реакция ФВС на выпрямленное напряжение: а — $V_{\phi\alpha} < 0,363 U_m$; б — $V_{\phi\alpha} > 0,363 U_m$.

После соответствующих преобразований

$$U_{\text{ис}c} = K_{\pi} \frac{U_m}{2} (\sin \beta_1 + \cos \beta_1). \quad (2.143)$$

Среднее значение выходного напряжения ФНС

$$U_{\text{ис}c} = \frac{1}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi+\beta_1} u_{\text{ис}}(\omega t) d(\omega t).$$

С учетом (2.140) и (2.142) для обоих интервалов ωt

$$U_{\text{ис}c} = \frac{K}{\pi} \int_{\beta_1}^{\pi-\beta_2} [U_m \sin \omega t - [U_m \sin \beta_1 + V_{\phi\alpha} (\omega t - \beta_1)]] d(\omega t) -$$

$$-\frac{K}{\pi} \int_{\pi-\beta_2}^{\pi+\beta_1} \{U_m \sin \omega t - [U_m \sin(\pi - \beta_2) - V_{\phi\alpha}(\omega t - \pi + \beta_2)]\} d(\omega t).$$

После соответствующих преобразований

$$U_{\text{вс ср}} = \frac{KU_m}{\pi} \left[2 - \frac{\pi}{2} (\sin \beta_1 + \cos \beta_1) \right]. \quad (2.144)$$

В (2.143) и (2.144) β_1 определяют из уравнения (2.129).

Во втором диапазоне значений $V_{\phi\alpha}$ аналогично находим:

$$U_{\text{вс ср}} = K_u \frac{U_m}{\pi} \left[(\sin \beta_1 + \sin \beta_2') \frac{\pi - (\beta_1 + \beta_2')}{2} + (\sin \beta_1 + \sin \beta_2) \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} + \cos \beta_2 - \cos \beta_2' \right], \quad (2.145)$$

$$U_{\text{вс ср}} = K \frac{U_m}{\pi} \left\{ 2 - \left[(\sin \beta_1 + \sin \beta_2') \frac{\pi - (\beta_1 + \beta_2')}{2} + (\sin \beta_1 + \sin \beta_2) \frac{\beta_1 + \beta_2}{2} + \cos \beta_2 - \cos \beta_2' \right] \right\}, \quad (2.146)$$

где β_1 и β_2 определяют из уравнений (2.135) и (2.134).

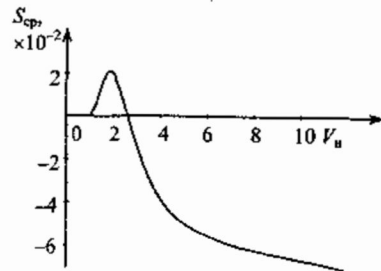


Рис. 2.23. Нормированная СХ ФВС по среднему значению

Введем понятие нормированная скорость характеристика фильтра по среднему значению

$$S_{\text{ср}} = f(V_n), \quad (2.147)$$

$$\text{где } S_{\text{ср}} = \frac{U_{\text{ср}}}{KU_m}.$$

Наибольший интерес представляет $S_{\text{ср}}$ фильтра верхних скоростей (ФВС) с точки зрения практического использования фильтра.

На рис. 2.23 приведена скорость характеристика ФВС по среднему значению выходного напряжения. Характеристика с хорошей точностью подтверждена экспериментально. Оригинальная форма $S_{\text{ср}} = f(V_n)$ позволит использовать базовый скоростной фильтр для создания устройств обнаружения сигналов, устройств контроля качества электроэнергии и других устройств контроля при наличии помех.

Глава 3. ФИЛЬТРЫ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ НАСТРОЙКИ

3.1. Несимметричные фильтры

Рассмотренные во второй главе скоростные фильтры имеют одинаковую величину скорости V_{ϕ} настройки фильтра независимо от ее направления. Такие фильтры будем называть симметричными фильтрами.

В ряде случаев требуется различная величина скорости V_{ϕ} в зависимости от ее направления, например, V_{ϕ}' при положительном направлении скорости настройки фильтра, V_{ϕ}'' – при отрицательном направлении скорости настройки фильтра. Скоростные фильтры, у которых скорость V_{ϕ} настройки фильтра принимает различное значение в зависимости от ее направления, будем называть несимметричными фильтрами.

Полученные во второй главе формулы справедливы и для несимметричных фильтров, если в них подставлять значение V_{ϕ}' при положительном направлении скорости настройки фильтра и V_{ϕ}'' – при отрицательном направлении скорости настройки фильтра.

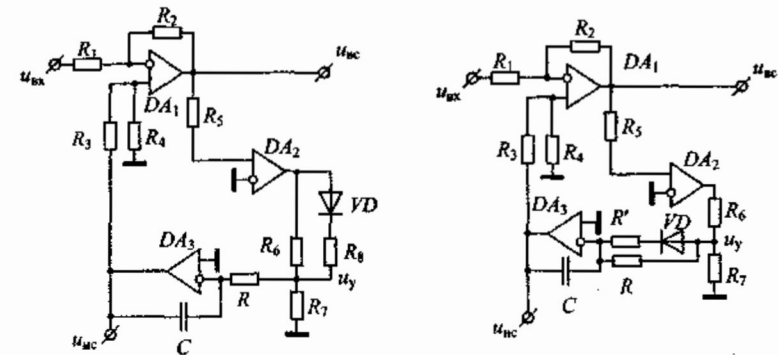


Рис. 3.1. Электрические схемы несимметричного скоростного фильтра

Чтобы получить несимметричный фильтр, необходимо изменять величину напряжения u_y управления в зависимости от его полярности или изменять постоянную времени интегратора в зависимости от полярности u_y . Так, например, если взять стабилитроны на различные напряжения $U_{\text{ст}}$ стабилизации в схеме на рис. 2.4, то получим несимметричный фильтр. На рис. 3.1 приведены еще два варианта схемы несимметричного фильтра.

Скоростные фильтры целесообразно применять для выделения сигналов при измерении параметров прерывистых процессов, когда измеряемые сигналы представляют собой импульсы напряжения на фоне медленно изменяю-

щихся аддитивных помех. Такие помехи вызываются дрейфом нуля датчиков, связанным с изменениями температуры окружающей среды, атмосферного давления, влажности, со старением элементов и т.д., а также дрейфом нуля отдельных узлов измерительного устройства, стоящих до фильтра в измерительном канале. Величина помех может оказаться сравнимой с полезным сигналом и даже превышать его. Однако скорость изменения помех, как правило, значительно меньше скорости изменения полезного сигнала, что позволяет почти полностью исключить помеху из результата измерения при помощи скоростного фильтра. В тех случаях, когда длительность импульсов полезного сигнала меньше длительности пауз между ними, для выделения полезного сигнала достаточно использовать симметричный скоростной фильтр. Если же длительность импульсов полезного сигнала больше длительности пауз между ними, то при использовании симметричных скоростных фильтров для выделения полезного сигнала при наличии аддитивных помех наблюдается накопление погрешности измерения и, в конечном итоге, измерение становится невозможным. Такие случаи могут быть, например, при измерении усилий прокатки при помощи тензометрических стержней, привариваемых к станциям прокатных клетей на блюмингах, слябингах, толстолистовых станах и т.д. На рис. 3.2, а приведены графики напряжения $u_{вх}$ датчика и напряжение компенсации симметричного скоростного фильтра для случая, когда длительность импульса больше длительности паузы между ними. На рис. 3.2, б показано выходное напряжение ФВС в этом случае. Как видно из рис. 3.2, выходное напряжение ФВС не отражает величину полезного сигнала, то есть симметричный фильтр в этом случае непригоден для выделения сигнала.

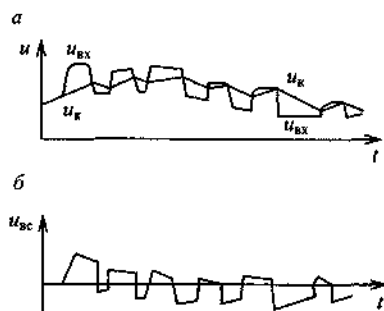


Рис. 3.2. Накопление ошибки в симметричном ФВС

Рассмотрим возможные погрешности измерений амплитуды импульсов полезного сигнала при выделении их несимметричными фильтрами, а также выбор основных параметров таких фильтров.

Для того, чтобы не происходило накопление погрешности в случаях, когда длительность импульса полезного сигнала больше длительности пауз между ними, необходимо использовать несимметричные скоростные фильтры. В этом случае скорость V'_ϕ настройки фильтра при появлении импульса полезного сигнала должна быть значительно меньше скорости V''_ϕ настройки фильтра во время пауз между импульсами полезного сигнала.

ФИЛЬТРЫ С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ НАСТРОЙКИ

К скоростному фильтру в устройстве измерения предъявим следующие требования:

1. Фильтр должен действовать так, чтобы при отсутствии полезного сигнала с достаточной степенью точности компенсировать помеху и, тем самым, обеспечить установку нуля в измерительном приборе.

2. Фильтр должен иметь такое быстродействие, чтобы успевать за время каждой паузы скомпенсировать как «текущую» помеху, возникающую вследствие изменения помехи в течение данной паузы, так и помеху, образовавшуюся за время предыдущего измерения полезного сигнала. В противном случае, будет происходить «накопление» нескомпенсированных помех, ведущее к росту погрешности измерения (см. рис. 3.2).

3. Скорость V'_ϕ во время измерения полезного сигнала должна быть, по возможности, минимальной.

Будем считать, что входное напряжение $u_{вх}$ фильтра состоит из суммы двух составляющих

$$u_{вх} = u_c + u_n, \quad (3.1)$$

где u_c – напряжение сигнала; u_n – напряжение помехи.

При этом амплитуда выходного напряжения ФВС

$$U_{вых} = K(U_{с.макс} + u_n - u_k), \quad (3.2)$$

где $U_{с.макс}$ – максимальное значение полезного сигнала.

Из (3.2) видно, что абсолютная погрешность измерения

$$\Delta U = (u_n - u_k)K. \quad (3.3)$$

Определим наибольшую абсолютную погрешность измерения $\Delta U_{макс}$.

Очевидно, что она образуется в конце самого продолжительного полезного сигнала, в течение которого ΔU изменяется с максимальной скоростью.

$$\Delta U_{макс} = \left(\frac{d\Delta U}{dt} \right)_{макс} t_{с.макс} K, \quad (3.4)$$

где $t_{с.макс}$ – длительность самого продолжительного полезного сигнала.

Для определения $\left(\frac{d\Delta U}{dt} \right)_{макс}$ следует продифференцировать уравнение

(3.3). Принимая во внимание, что знак минус при $\frac{du_k}{dt}$ определяется самим полезным сигналом, так как u_k действует встречно входному напряжению, можно заключить, что максимальная по абсолютному значению величина

$\left(\frac{d\Delta U}{dt}\right)_{\max}$ будет тогда, когда скорость изменения помехи наибольшая отрицательная $-\left(\frac{du_n}{dt}\right)_{\max}$. С учетом сказанного

$$\left(\frac{d\Delta U}{dt}\right)_{\max} = -\left(\frac{du_n}{dt}\right)_{\max} - \frac{du_x}{dt} \quad (3.5)$$

или, обозначив $\frac{du_x}{dt} = V'_\phi$, $\frac{du_n}{dt} = V_n$,

$$\left(\frac{d\Delta U}{dt}\right)_{\max} = -(V_{n\max} + V'_\phi). \quad (3.6)$$

Согласно требований к фильтру, $V'_\phi \geq V_{n\max}$. В противном случае, фильтр не будет обеспечивать установку нуля измерительного прибора во время отсутствия полезного сигнала, если окажется $\Delta U > 0$.

Введем коэффициент запаса $\alpha > 1$. Тогда можно записать

$$V'_\phi = \alpha V_{n\max}. \quad (3.7)$$

Из уравнений (3.7), (3.6) и (3.4) получим:

$$\Delta U_{\max} = -(1 + \alpha)V_{n\max}t_{c\max}K. \quad (3.8)$$

Уравнение (3.8) показывает, к какой величине может быть сведено влияние помех на точность измерения при выбранном ФВС. Например, по данным, полученным для блюминга одного из заводов при измерении усилий прокатки с помощью тензометрических стержней, приваренных к стойкам станин, $V_{n\max} = 0,8U_{c\max}$ /час, а длительность самого продолжительного пропуска (полезного сигнала) $t_{c\max} = 9$ с. Если принять $\alpha = 1,5$, то максимальная относительная погрешность измерения

$$\varepsilon_{\max} = \frac{\Delta U_{\max}}{U_{c\max}} \cdot 100 = -\frac{(1+1,5)U_{c\max}}{U_{c\max} \cdot 3600} \cdot 0,8 \cdot 0,9 \cdot 100 = -0,5\%.$$

В общем случае, максимальная относительная погрешность измерения, вносимая фильтром, может быть выражена как

$$\varepsilon_{\max} = \frac{\Delta U_{\max}}{KU_{c\max}} = -\frac{(1+\alpha)V_{n\max}t_{c\max}}{U_{c\max}} \quad (3.9)$$

или

$$\varepsilon_{\max} = -(1 + \alpha) \frac{V_{n\max}}{V'}, \quad (3.10)$$

где $V' = \frac{U_{c\max}}{t_{c\max}}$.

Выбор параметров фильтра осуществляем следующим образом. Как известно, для интегратора скорость изменения выходного напряжения

$$V_{nc} = \frac{u_y}{\tau}. \quad (3.11)$$

Тогда во время действия полезного сигнала

$$\frac{u_y}{\tau'} = V'_{nc} = K_n V'_\phi = K_n \alpha V_{n\max}. \quad (3.12)$$

Задавая значением u'_y , можно определить τ' , или, наоборот, задавая τ' , определяют u'_y .

В начале паузы ошибка ΔU , образовавшаяся за время измерения полезного сигнала, всегда отрицательна вследствие выполнения неравенства $V'_\phi > V_{n\max}$. Поэтому в начале паузы между импульсами полезного сигнала

$$\frac{du_x}{dt} = V''_\phi \quad (3.13)$$

и, следовательно,

$$\frac{u''_y}{\tau''} = K_n V''_\phi. \quad (3.14)$$

Так как за время самой короткой паузы фильтр, кроме «текущей» помехи, должен успевать скомпенсировать и погрешность ΔU , образовавшуюся во время действия полезного сигнала, то быстрое действие фильтра во время паузы целесообразно определить для самого неблагоприятного случая, когда $\Delta U = \Delta U_{\max}$, а время паузы $t_n = t_{n\min}$:

$$\left|\frac{u''_y}{\tau''}\right| \geq K_n \left(|V_{n\max}| + \left|\frac{\Delta U_{\max}}{t_{n\min}}\right| \right), \quad (3.15)$$

где $t_{n\min}$ — длительность самой короткой паузы. После подстановки в формулу (3.15) значения ΔU_{\max} из (3.8) и некоторых преобразований

$$\left|\frac{u''_y}{\tau''}\right| \geq |V_{n\max}| \cdot K_n \left[1 + (1 + \alpha) \frac{t_{c\max}}{t_{n\min}} \right]. \quad (3.16)$$

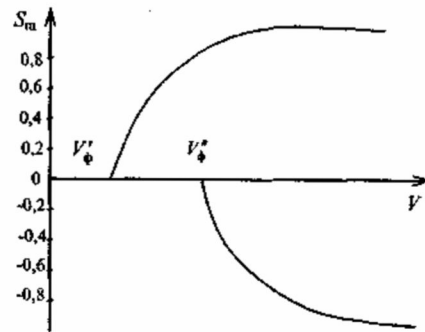


Рис. 3.3. АСХ несимметричного ФВС

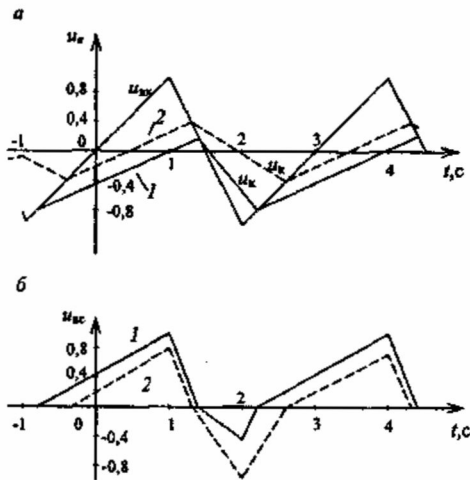


Рис. 3.4. Реакция несимметричного ФВС на треугольное входное напряжение:
 а - $V' = 1$ В/с, $V'' = 2$ В/с. $u_{вх}$ при: 1 - $V'_φ = 0,45$ В/с, $V''_φ = 1,25$ В/с. 2 - $V'_φ = 0,49$ В/с, $V''_φ = 0,62$ В/с.
 б - $u_{вс}$ при указанных в а условиях.

Выбрав тот же самый коэффициент запаса $\alpha > 1$, с учетом (3.7) и (3.14), получим:

$$\left| \frac{V''_φ}{V'_φ} \right| = 1 + (1 + \alpha) \frac{t_{с\max}}{t_{п\min}}. \quad (3.17)$$

Так как несимметричный ФВС имеет две скорости настройки фильтра ($V'_φ$ и $V''_φ$), то у него имеется две АСХ, показанные на рис. 3.3.

Реакция несимметричных фильтров на периодические сигналы отличается от реакции симметричных фильтров на те же самые сигналы. Для примера рассмотрим реакцию несимметричного скоростного фильтра на входное напряжение $u_{вх}$ треугольной формы, показанного на рис. 3.4. Определим АСХ несимметричного фильтра для такого входного напряжения. В общем случае скорости изменения $u_{вх}$ в зависимости от его направления неодинаковы. Пусть V' - положительная скорость изменения $u_{вх}$ (при увеличении входного напряжения), а V'' - отрицательная (при уменьшении входного напряжения). Сначала рассмотрим реакцию несимметричного ФВС при $V_φ = V'_φ$ - положительное направление скорости настройки. При этом

$$u_x = V'_φ(t - t_1), \quad (3.18)$$

$$u_{вс} = K_n u_x = K_n V'_φ(t - t_1), \quad (3.19)$$

$$u_{вс} = K[Vt - V'_φ(t - t_1)], \quad (3.20)$$

где t_1 - время, когда u_x пересекает ось времени t (см. рис. 3.4, а).

Амплитудное значение выходного напряжения ФВС

$$U_{мвс} = K[Vt_m - V'_φ(t_m - t_1)], \quad (3.21)$$

где t_m - время, когда $u_{вс} = U_{мвс}$.

Так как сдвига во времени между U_m и $U_{мвс}$ нет, то $t_{мвх} = t_m$. Тогда АСХ ФВС

$$S'_m = \frac{U_{мвс}}{K U_m} = 1 - \frac{V'_φ}{V'} \left(1 - \frac{t_1}{t_{мвх}} \right). \quad (3.22)$$

Из временных графиков определяем:

$$t_{мвх} = \frac{V''}{V' + V''} \cdot \frac{T}{2}, \quad (3.23)$$

где T - период повторения входного напряжения;

$$t_1 = \frac{V' - V'_φ}{V'_φ} t_0, \quad (3.24)$$

где

$$t_0 = \frac{(V'_φ + V'') \frac{V''}{V'_φ + V''} T - V'' \frac{T}{2}}{V' + V''}. \quad (3.25)$$

С учетом (3.23), (3.24), (3.25) и после преобразований

$$S'_m = \frac{2V''_φ}{V'_φ + V''_φ} \left(1 + \frac{V'_φ}{V''} \right) \left(1 - \frac{V'_φ}{V'} \right), \quad (3.26)$$

а при отрицательном направлении скорости настройки фильтра $V_φ = V''_φ$

$$S''_m = \frac{2V'_φ}{V'_φ + V''_φ} \left(1 + \frac{V''_φ}{V'} \right) \left(1 - \frac{V''_φ}{V''} \right). \quad (3.27)$$

АСХ ФВС при $V_φ = V'_φ$, то есть при положительном направлении скорости настройки фильтра,

$$S'_{мвс} = \frac{U_{мвс}}{K_n U_m} = \frac{V'_φ}{V'} \cdot \frac{t_{мвх} - t_1}{t_{мвх}}, \quad (3.28)$$

где

$$t_{мк} = \frac{V' + V''}{V'_\phi + V''_\phi} t_{мвх} + \frac{V'_\phi}{V'_\phi + V''_\phi} t_1. \quad (3.29)$$

С учетом (3.23), (3.24), (3.25) и после преобразований

$$S'_{мис} = 1 - \frac{2V''_\phi}{V'_\phi + V''_\phi} \left(1 - \frac{V'_\phi}{V'}\right), \quad (3.30)$$

а при отрицательном направлении скорости настройки фильтра, когда $V_\phi = V''_\phi$,

$$S''_{мис} = 1 - \frac{2V'_\phi}{V'_\phi + V''_\phi} \left(1 - \frac{V''_\phi}{V''}\right). \quad (3.31)$$

В частном случае, когда $V' = V'' = V$, уравнения (3.26), (3.27), (3.30), (3.31) можно выразить в нормированных координатах:

$$S_m = \frac{2V_{\phi н}}{1 + V_{\phi н}} \left(1 - \frac{1}{V_n^2}\right), \quad (3.32)$$

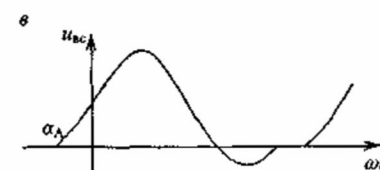
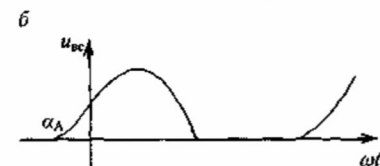
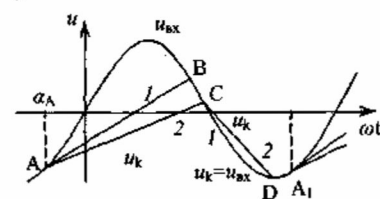


Рис. 3.5. Реакция несимметричного ФВС на синусоидальный сигнал:
а - 1. $V'_\phi \alpha < V_\alpha$, $V''_\phi \alpha \geq V_\alpha$, 2. $V'_\phi \alpha < V_\alpha$, $V''_\phi \alpha < V_\alpha$;
б - $u_{ис}$ для случая 1; в - $u_{ис}$ для случая 2.

и

$$S_{мис} = 1 - \frac{2V_{\phi н}}{1 + V_{\phi н}} \left(1 - \frac{1}{V_n}\right), \quad (3.33)$$

где $V_{\phi н} = \frac{V''_\phi}{V'_\phi}$ и $V_n = \frac{V}{V'_\phi}$ - при положительном направлении скорости настройки фильтра; $V_{\phi н} = \frac{V'_\phi}{V''_\phi}$ и $V_n = \frac{V}{V''_\phi}$

- при отрицательном направлении скорости настройки фильтра.

На рис. 3.4, б приведены графики изменения выходного напряжения $u_{ис}$ ФВС для двух сочетаний V'_ϕ и V''_ϕ .

Аналогичные рассуждения можно провести и для других стандартных периодических сигналов. На рис. 3.5 приведены графики реакции несимметричного скоростного фильтра на синусоидальный входной сигнал.

3.2. Фильтры с регулируемой крутизной скоростной характеристики

Рассмотренные ранее скоростные фильтры имеют постоянную скорость V_ϕ настройки фильтра и невысокую и нерегулируемую крутизну скоростной характеристики. В ряде случаев применения скоростных фильтров такая крутизна СХ бывает достаточной. Однако нередко требуется более высокая крутизна СХ и тогда вышеуказанные фильтры оказываются малоэффективными. Для регулирования крутизны СХ в переходной области будем воздействовать на величину скорости V_ϕ

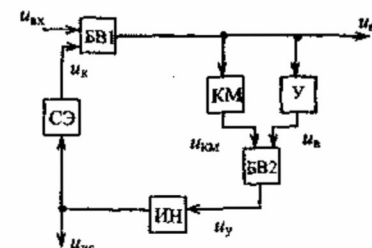


Рис. 3.6. Блок-схема фильтра с регулируемой крутизной СХ

настройки фильтра в процессе фильтрации полезного сигнала (во время существования полезного сигнала). Например, если по мере увеличения напряжения $u_{ис}$ на выходе ФВС уменьшать величину скорости V_ϕ , то крутизна скоростной характеристики будет возрастать. Эта идея реализуется в фильтре, блок-схема которого приведена на рис. 3.6, а два варианта принципиальной электрической схемы такого фильтра показаны на рис. 3.7.

В фильтре с регулируемой крутизной СХ, по сравнению с базовой схемой, дополнительно установлены усилитель У и блок вычитания BB2. В схеме на рис. 3.7, а BB2 построен на микросхеме DA5, а в схеме на рис. 3.7, б - функция вычитания, то есть функция BB2 выполняется непосредственно в интеграторе.

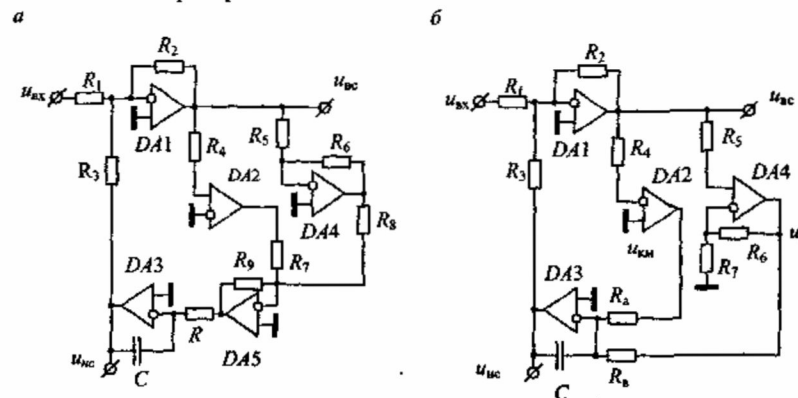


Рис. 3.7. Варианты электрических схем фильтра с регулируемой крутизной СХ

При отсутствии полезного сигнала, то есть когда входное напряжение $u_{вх}$ фильтра образовано только напряжением помехи, фильтр работает как базовая схема, так как благодаря выбранной скорости $V_{\phi 0}$ начальной настройки фильтра по уравнению

$$V_{\phi 0} = \alpha V_{н макс} \quad (3.34)$$

напряжение $u_{к}$ компенсации успевает полностью компенсировать $u_{вх}$ и поэтому $u_{вс} = 0$ и, следовательно, выходное напряжение усилителя $U_{в} = 0$. Значит и скорость $V_{\phi 0}$ формируется, как и в базовом фильтре, при помощи только компаратора КМ и интегратора Ин. Так как величина напряжения $|U_{км}|$ на выходе компаратора неизменна и равна напряжению $|U_{нас}|$ насыщения микросхемы DA2 (см. рис. 3.7), то величина $|V_{\phi 0}|$ также будет постоянной. Может изменяться только направление (знак) $V_{\phi 0}$.

Следовательно, можно записать через параметры схемы:

$$V_{\phi 0} = K_1 u_{км}, \quad (3.35)$$

где $K_1 = \frac{q}{\tau} K_2$, $K_2 = \frac{u_y}{u_{км}}$ – коэффициент передачи БВ2 по первому входу.

Для схемы на рис. 3.7, а $K_2 = \frac{R_0}{R_7}$, $\tau = RC$, $q = \frac{R_1}{R_3}$, а для схемы на

рис. 3.7, б $K_2 = 1$, $\tau_0 = R_0 C$, $q = \frac{R_1}{R_3}$.

При появлении полезного сигнала скорость изменения входного напряжения V оказывается больше величины $V_{\phi 0}$, напряжение $u_{к}$ компенсации не успевает компенсировать входное напряжение и поэтому $|u_{вс}| > 0$ и, следовательно, $|u_{в}| > 0$. В связи с этим, крутизна скоростной характеристики увеличивается за счет уменьшения величины скорости V_{ϕ} настройки фильтра

$$V_{\phi} = K_1 u_{км} - K_3 u_{в} = V_{\phi 0} - K_3 K_y u_{вс}, \quad (3.36)$$

где $K_y = \frac{u_{в}}{u_{вс}}$ – коэффициент усиления усилителя U при работе его на линейной части амплитудной характеристики, то есть до его насыщения.

$K_3 = \frac{q}{\tau} K_4$, где $K_4 = \frac{u_y}{u_{а}}$ – коэффициент передачи БВ2 по второму входу.

Для схемы на рис. 3.7, а $K_4 = \frac{R_2}{R_6}$, $\tau = RC$, $K_y = \frac{R_6}{R_5}$, а для схемы на

рис. 3.7, б – $K_4 = 1$, $\tau_{в} = R_{в} C$, $K_y = \frac{R_6}{R_5} + 1$.

Как видим из уравнения (3.36), скорость $|V_{\phi}|$ настройки фильтра при работе усилителя в режиме линейного элемента (до насыщения усилителя) будет уменьшаться с увеличением $|u_{вс}|$. При насыщении усилителя величина $|V_{\phi}|$ достигает своего минимального значения $V_{\phi \min} = V_{\phi 0} - K_3 U_{в макс}$, где $U_{в макс}$ – выходное напряжение насыщения усилителя U . И пока усилитель будет находиться в насыщении, то есть пока будет выполняться условие $u_{вс} \geq \frac{U_{в макс}}{K_y}$, величина скорости $|V_{\phi}|$ настройки фильтра будет минимальной

и неизменной. В дальнейшем, по мере уменьшения $u_{вс} < \frac{U_{в макс}}{K_y}$, величина

$|V_{\phi}|$ начинает возрастать и при $u_{вс} = 0$ достигает прежнего значения $V_{\phi} = V_{\phi 0}$. Таким образом, изменяя величину V_{ϕ} при появлении полезного сигнала, можно регулировать крутизну скоростной характеристики фильтра. При этом

$$u_{к} = \int_0^t V_{\phi} dt = V_{\phi 0} t - K_3 K_y \int_0^t u_{вс} dt. \quad (3.37)$$

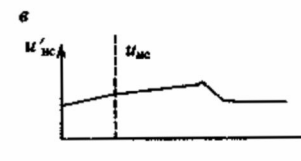
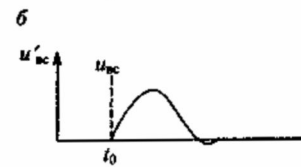
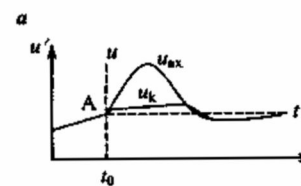


Рис. 3.8. Реакция фильтра на произвольный сигнал: а – $u_{вх}$ и $u_{к}$; б – на выходе ФВС; в – на выходе ФНС.

Для решения интеграла в уравнении (3.37) можно воспользоваться методами численного интегрирования. Так, например, используя метод трапеций, запишем уравнение (3.37) следующим образом:

$$u_{к i+1} = V_{\phi 0} t_{i+1} - K_3 K_y \cdot \Delta t \left(\sum_{j=1}^i u_{вс j} + \frac{u_{вс i+1}}{2} \right), \quad (3.38)$$

где Δt – шаг квантования временной координаты, $i = \frac{t}{\Delta t}$ – число шагов квантования

с момента появления полезного сигнала, выделяемого ФВС.

Пусть на вход фильтра подано произвольное напряжение, показанное на рис. 3.8. Перенесем начало координат в точку А, где во время t_0 появился полезный сигнал. В этом случае на выходе ФВС

$$u_{вс i+1} = K[u_{вх}(t_{i+1}) - u_{к i+1}], \quad (3.39)$$

а на выходе ФНС

$$u_{\text{вс } i+1} = U_{\text{вс } 0} + K_n u_{\text{к } i+1}, \quad (3.40)$$

где $U_{\text{вс } 0} = K_n u_{\text{вх}}(t_0)$ – напряжение на выходе ФНС в момент появления полезного сигнала.

С учетом уравнения (3.38),

$$u_{\text{вс } i+1} = K \left[u_{\text{вх}}(t_{i+1}) - V_{\phi 0} t_{i+1} + K_3 K_y \Delta t \left(\sum_{j=1}^i u_{\text{вс } j} + \frac{u_{\text{вс } i+1}}{2} \right) \right], \quad (3.41)$$

$$u_{\text{вс } i+1} = K_n \left[u_{\text{вх}}(t_0) + \frac{V_{\phi 0}}{V_{i+1}} u_{\text{вх}}(t_{i+1}) - K_3 K_y \Delta t \left(\sum_{j=1}^i u_{\text{вс } j} + \frac{u_{\text{вс } i+1}}{2} \right) \right], \quad (3.42)$$

где $V_{i+1} = \frac{u_{\text{вх } i+1}}{t_{i+1}}$ – тангенсальная скорость изменения полезного сигнала.

Уравнение (3.41) решаем по методу итераций. При этом следует учитывать, что в насыщенном состоянии усилителя U скорость V_{ϕ} становится неизменной.

Как видно из рис. 3.7, а и рис. 3.7, б, компаратор включен в цепь отрицательной обратной связи фильтра, а усилитель включен в цепь положительной обратной связи фильтра. Поэтому при определенных условиях фильтр может оказаться неустойчивым и работа его нарушается. Для обеспечения устойчивой работы фильтра необходимо выполнить условие

$$K_1 U_{\text{км нас}} > K_3 U_{\text{в нас}}, \quad (3.43)$$

где $U_{\text{км нас}}$ – выходное напряжение насыщения компаратора.

Если значения K_1 и K_3 выразить через параметры конкретной схемы, то условие (3.43) будет определяться в схеме рис. 3.7, а:

$$\frac{R_8}{R_7} > \frac{U_{\text{в нас}}}{U_{\text{км нас}}}, \quad (3.44)$$

а в схеме на рис. 3.7, б

$$\frac{R_9}{R_0} > \frac{U_{\text{в нас}}}{U_{\text{км нас}}}. \quad (3.45)$$

При выбранных параметрах схемы фильтра крутизна скоростной характеристики будет определяться коэффициентом усиления K_y усилителя. Устанавливая различные значения K_y , можно регулировать крутизну СХ.

В общем случае, независимо от конкретной электрической схемы фильтра, степень изменения крутизны скоростной характеристики будем оценивать коэффициентом регулирования крутизны:

$$\xi = \frac{K_3 K_y}{V_{\phi 0}}. \quad (3.46)$$

Большим значениям ξ соответствует большая крутизна.

Для оценки степени устойчивости работы фильтра введем понятие коэффициента запаса устойчивости:

$$\sigma = \frac{V_{\phi 0}}{V_{\phi 0} - V_{\phi \text{ мин}}}, \quad (3.47)$$

где $V_{\phi \text{ мин}}$ – минимальная скорость настройки фильтра при $u_{\text{в}} = U_{\text{в нас}}$ (при насыщении усилителя).

Чем ближе коэффициент σ к единице, тем меньше запас устойчивости фильтра, однако, тем выше крутизна скоростной характеристики. Поэтому в каждом конкретном случае применения скоростного фильтра целесообразно выбирать оптимальную крутизну СХ и, следовательно, оптимальную скорость настройки фильтра по уравнению:

$$V_{\phi \text{ мин}} = \frac{\sigma - 1}{\sigma} V_{\phi 0}. \quad (3.48)$$

С учетом коэффициента σ запаса устойчивости фильтра, неравенства (3.44) и (3.45) можно записать как равенства:

$$\frac{R_8}{R_7} = \sigma \frac{U_{\text{в нас}}}{U_{\text{км нас}}}, \quad (3.49)$$

$$\frac{R_9}{R_0} = \sigma \frac{U_{\text{в нас}}}{U_{\text{км нас}}}. \quad (3.50)$$

Согласно (3.36), минимальное значение скорости $V_{\phi \text{ мин}}$ настройки фильтра можно записать как

$$V_{\phi \text{ мин}} = V_{\phi 0} - K_3 K_y U_{\text{в нас}}, \quad (3.51)$$

где $U_{\text{в нас}}$ – такое напряжение на входе усилителя U , при котором наступает насыщение усилителя.

Из уравнения (3.46) определим $K_3 K_y = \xi V_{\phi 0}$. Тогда уравнения (3.36), (3.41), (3.42) и (3.51) будут иметь вид

$$V_{\phi} = V_{\phi 0}(1 - \xi u_{\text{вс}}), \quad (3.36, a)$$

$$u_{\text{вс}i+1} = K \left\{ u_{\text{вх}}(i+1) - V_{\phi 0} \left[t_{i+1} - \xi \Delta t \left(\sum_{j=1}^i u_{\text{вс}j} + \frac{u_{\text{вс}i+1}}{2} \right) \right] \right\}, \quad (3.41, a)$$

$$u_{\text{вс}i+1} = K_{\text{н}} \left\{ u_{\text{вх}}(t_0) + V_{\phi 0} \left[t_{i+1} - \xi \Delta t \left(\sum_{j=1}^i u_{\text{вс}j} + \frac{u_{\text{вс}i+1}}{2} \right) \right] \right\}, \quad (3.42, a)$$

$$V_{\phi \text{ min}} = V_{\phi 0}(1 - \xi u_{\text{вс нас}}). \quad (3.51, a)$$

С учетом уравнения (3.48), после несложных преобразований получим:

$$U_{\text{вс нас}} = \frac{1}{\xi \cdot \sigma}. \quad (3.52)$$

При расчетах $u_{\text{к}i+1}$ по формуле (3.38) и, следовательно, $u_{\text{вс}i+1}$ и $u_{\text{нс}i+1}$ по формулам (3.41) и (3.42) в случае насыщения усилителя У необходимо в этих формулах в правой части вместо $u_{\text{вс}i+1}$ подставить

$$\frac{1}{\xi \cdot \sigma}.$$

По выбранным значениям ξ , σ , $V_{\phi 0}$ можно рассчитать параметры элементов конкретных скоростных фильтров из приведенных выше соотношений.

Для примера произведем расчеты $u_{\text{к}}$, $u_{\text{вс}}$, $u_{\text{нс}}$ при входном напряжении $u_{\text{вх}}(t)$ для различных значений коэффициента ξ регулирования крутизны. Блок-схема алгоритма расчета приведена на рис. 3.9. В качестве входного напряжения полезного сигнала выбрана положительная полусинусоида $u_{\text{вх}} = 10 \sin \omega t$ на фоне медленно изменяющегося напряжения помех.

Рис. 3.9. Блок-схема алгоритма расчета напряжения скоростного фильтра на выходе ФНС и ФВС

Скорость настройки выбрана из условия (3.34) $V'_{\phi 0} = 2,63 \text{ В/рад}$. Для исключения отрицательных выбросов $u_{\text{вс}}$ на выходе ФВС скорость настройки фильтра другого направления выбрана из условия $V''_{\phi 0} = U_m \cos \theta = U_m = 10 \text{ В/рад}$.

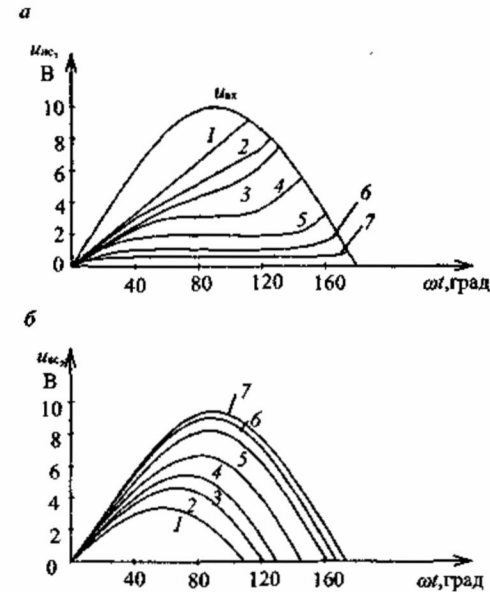


Рис. 3.10. Временные диаграммы напряжений:
а – ФНС; б – ФВС.
1 – $\xi=0,2$; 2 – $\xi=0,068$; 3 – $\xi=0,1$; 4 – $\xi=0,138$; 5 – $\xi=0,2$;
6 – $\xi=0,34$; 7 – $\xi=0,68$.

Расчеты произведены для значений $K = 1$, $\xi_1 = 0$, $\xi_2 = 0,07$, $\xi_3 = 0,14$, $\xi_5 = 0,2$, $\xi_6 = 0,34$.

На рис. 3.10 приведены временные графики напряжений $u_{\text{вх}}$, $u_{\text{к}}$, $u_{\text{вс}}$, построенные по результатам расчетов. Как видно из диаграмм на рис. 3.10, путем увеличения значения коэффициента регулирования ξ можно существенно снизить величину $u_{\text{к}}$ во время существования полезного сигнала и, тем самым, уменьшить искажение формы выделяемого полезного сигнала.

По данным расчетов определены и построены на рис. 3.11 скоростные характеристики ФНС и ФВС для указанных значений ξ . Следует заметить, что, поскольку скорость V_{ϕ} настройки фильтра во время существования напряжения $u_{\text{вс}}$ уменьшается по сравнению с $V_{\phi 0}$, то скоростные характеристики ФНС и ФВС имеют гистерезис. Прямая ветвь СХ получается при нарастании скорости V изменения входного напряжения, а обратная ветвь СХ получается при уменьшении скорости V от $V = V_{\text{max}}$ до $V = V_{\text{min}} < V_{\phi 0}$.

Для каждого значения коэффициента регулирования ξ имеется своя гистерезисная скоростная характеристика. Из рис. 3.11 видно, что скоростные характеристики для любых значений ξ начинаются со скоростной характе-

ристики для $\xi = 0$, так как всегда процесс фильтрации полезного сигнала начинается при $V_{\phi} = V_{\phi 0}$. И только при появлении $|\mu_{\text{вс}}| > 0$ начинается регулирование крутизны СХ. Начало перехода со скоростной характеристики для $\xi = 0$ на скоростные характеристики с другими значениями ξ определяется максимальной скоростью изменения полезного сигнала в момент его появления $V_{\text{н0 max}} = \frac{V_{0 \text{ max}}}{V_{\phi 0}}$.

Только при $V \rightarrow \infty$ все СХ, соответствующие различным значениям коэффициента регулирования ξ , стремятся к значению $S_{\text{нв}} = 1$ для ФВС и $S_{\text{нв}} = 0$ для ФНС.

По характеристикам на рис. 3.11 определены приближенные значения крутизны γ СХ. В табл. 3.1 приведены сравнительные данные по крутизне СХ для различных значений коэффициента регулирования ξ .

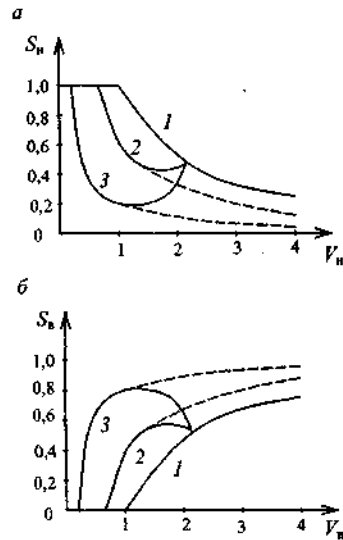


Рис. 3.11. Нормированные СХ:
а – ФНС; б – ФВС.
1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,1$; 3 – $\xi=0,2$.

Табл. 3.1

ξ	0	0,1	0,2
γ	0,32	0,64	1,77
γ	0,28	0,57	1,75

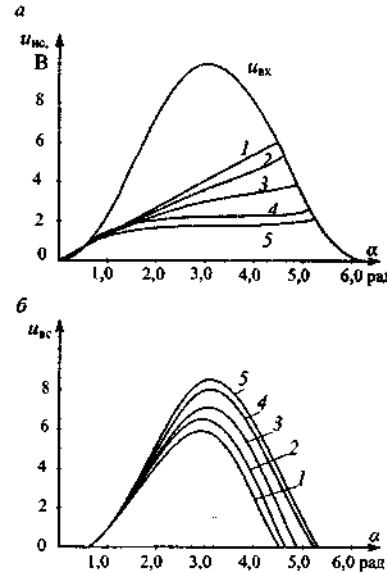


Рис. 3.12. Временные диаграммы напряжений: а – ФНС; б – ФВС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,05$; 3 – $\xi=0,1$; 4 – $\xi=0,2$; 5 – $\xi=0,5$.

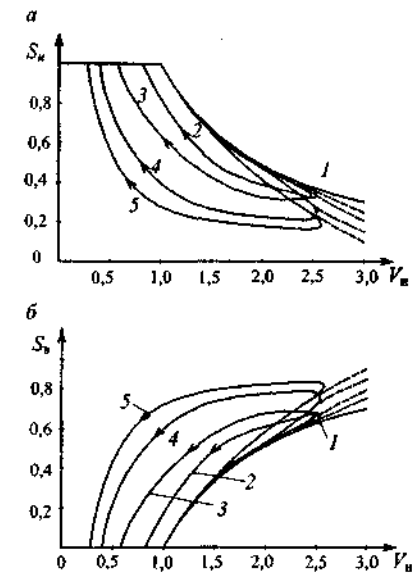


Рис. 3.13. Скоростные характеристики: а – ФНС; б – ФВС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,05$; 3 – $\xi=0,1$; 4 – $\xi=0,2$; 5 – $\xi=0,5$.

С целью получения и прямых, и обратных ветвей гистерезисной скоростной характеристики фильтра были рассчитаны $u_{\text{вс}}$ и $u_{\text{вс}}$ для входного напряжения $u_{\text{вх}} = 5 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) + 5$.

По результатам расчетов построены временные диаграммы напряжений $u_{\text{вс}}$ и $u_{\text{вс}}$ на рис. 3.12 и скоростные характеристики ФНС и ФВС на рис. 3.13. Действительно, СХ фильтра имеют гистерезис. Причем, его форма определяется формой входного сигнала. Однако при $V_c > (2-3)V_{\phi 0}$ гистерезис на работу фильтра никак не влияет, что подтверждают и временные диаграммы напряжений, и применение фильтров в различных измерительных устройствах.

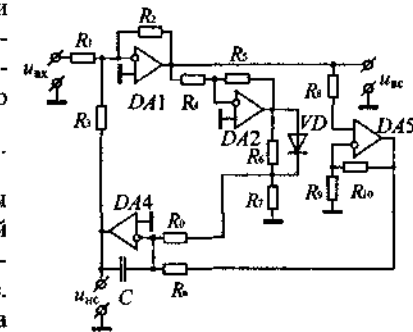


Рис. 3.14. Электрическая принципиальная схема фильтра с переменной скоростью настройки (опытный образец).
 $R_1=R_2=R_3=10\text{к}$, $R_4=R_5=3\text{к}$, $R_5=200\text{к}$, $R_6=2\text{к}$, $R_7=1\text{к}$, $R_8=\text{varia}$, $R_{10}=30\text{к}$, $R_9=7,5\text{к}$, $R_0=29,6\text{к}$, $C=0,033\text{мкФ}$.

Для исследования фильтра на физической модели был собран конкретный фильтр с переменной скоростью настройки, электрическая схема которого приведена на рис. 3.14. В качестве входного сигнала использовалась полусинусоида напряжения $u_{вх} = 10 \sin \omega t$ при $V'_{\phi 0} = 4,8 \text{ В/рад}$ ($V''_{\phi 0} = 15000 \text{ В/с}$), а в другом направлении при $V'_{\phi 0} \geq 10 \text{ В/рад}$ ($V''_{\phi 0} \geq 31400 \text{ В/с}$).

Исследования проводились для тех же значений коэффициента регулирования крутизны ξ , что и расчеты. Измерения проводились при помощи двухлучевого осциллографа С1–93. Напряжения $u_{нс}$ и $u_{вс}$ одновременно для каждого $\alpha = \omega t$.

По результатам экспериментальных исследований построены временные диаграммы напряжений $u_{нс}$ и $u_{вс}$ на рис. 3.15, а также рассчитаны и построены скоростные характеристики на рис. 3.16.

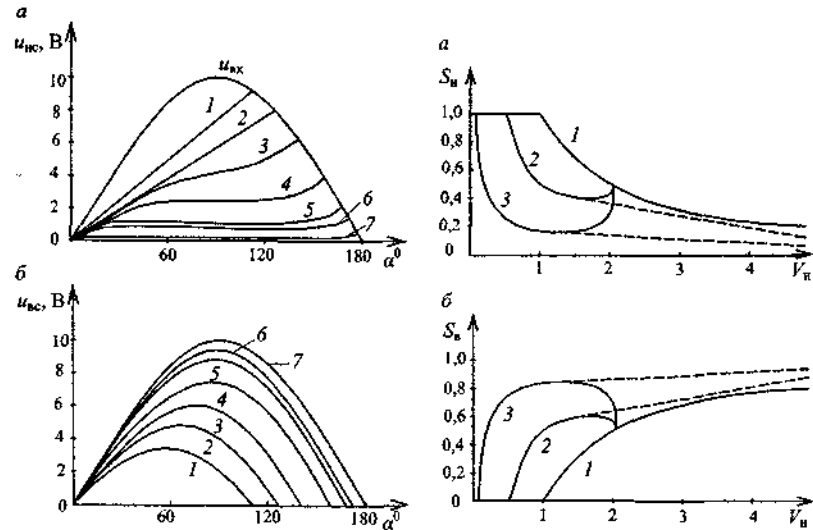


Рис. 3.15. Временные диаграммы напряжений $u_{нс}$ и $u_{вс}$: а – ФНС; б – ФВС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,068$; 3 – $\xi=0,1$; 4 – $\xi=0,138$; 5 – $\xi=0,2$; 6 – $\xi=0,34$; 7 – $\xi=0,68$.

Рис. 3.16. Нормированные СХ: а – ФНС; б – ФВС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,1$; 3 – $\xi=0,2$.

Результаты экспериментальных исследований подтверждают временные диаграммы, скоростные характеристики и выводы, полученные расчетным путем по теоретическим уравнениям. Небольшие расхождения между расчетными и экспериментальными данными в переходной области СХ связаны с неточностью измерений мгновенных значений напряжений при помощи осциллографа и, по-видимому, недостаточно точной установкой входного напряжения.

При измерениях амплитуды импульсов полезного сигнала для анализа и расчета скоростного фильтра целесообразно использовать амплитудно-скоростную характеристику (АСХ) фильтра. Для расчета и экспериментального определения АСХ удобно пользоваться входным напряжением треугольной формы. В этом случае АСХ будет совпадать с прямой ветвью скоростной характеристики.

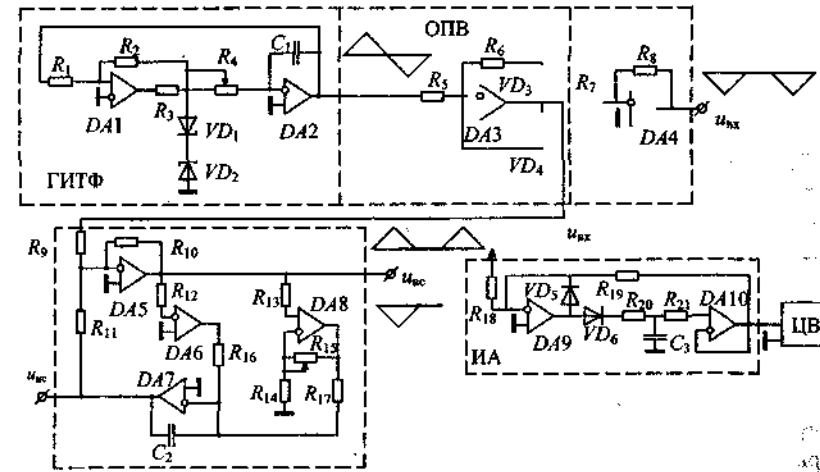


Рис. 3.17. Электрическая схема определения АСХ

На рис. 3.17 приведена электрическая схема, использованная для экспериментального определения АСХ фильтра при различных значениях коэффициента ξ регулирования крутизны СХ. Генератор импульсов треугольной формы ГИТФ собран на микросхемах DA1 и DA2. При помощи стабилитронов VD1 и VD2 стабилизировано напряжение заряда конденсатора C1. Путем изменения сопротивления переменного резистора R4 можно изменять частоту следования импульсов и, следовательно, скорость V изменения входного напряжения $u_{вх}$. В табл. 3.2 приведены параметры ГИТФ для различных значений сопротивления R4. Длительность импульса t_n измеряли при помощи осциллографа типа С1–73, амплитуду входного напряжения U_m измеряли при помощи измерителя амплитуд и цифрового вольтметра ЦВ типа В7–22А. Скорость V нарастания входного напряжения определяли из уравнения

$$V' = \frac{U_m}{t'}, \quad (3.53)$$

а скорость V'' убывания входного напряжения – из уравнения

$$V'' = \frac{U_m}{t''}, \quad (3.54)$$

где t' и t'' – время нарастания и время убывания входного напряжения, соответственно.

Значения t' и t'' также определяли при помощи осциллографа. Длительность импульса

$$t_{\Sigma} = t' + t''. \quad (3.55)$$

Табл. 3.2

R_{ϕ} , кОм	13,4	11,0	9,3	8,7	7,5	6,7	5,9	5,2	4,6	4,2
t' , мс	11,6	9,6	8,4	7,7	6,8	6,0	5,3	4,6	4,3	3,8
t'' , мс	10,6	8,6	7,2	6,6	5,8	5,0	4,5	3,9	3,3	3,0
t_{Σ} , мс	22,2	18,2	15,6	14,3	12,6	11,0	9,8	8,5	7,6	6,8
$U_{\text{н}}$, В	10,5	10,5	10,4	10,4	10,3	10,3	10,1	10,0	9,9	9,7
V' , В/с	900	1090	1240	1350	1520	1710	1910	2180	2290	2560
V'' , В/с	980	1210	1440	1574	1780	2050	2250	2570	2990	3240

Генератор формирует импульсы, которые подаются на вход однополупериодного выпрямителя ОПВ, собранного на микросхеме DA3, который выделяет на своем выходе только импульсы положительной полярности. Для измерения амплитуды U_m импульсов при помощи измерителя амплитуды и цифрового вольтметра, импульсы инвертируются инвертором ИНВ, собранным на микросхеме DA4. Измеритель амплитуды ИА собран на микросхемах DA9 и DA10 и представляет собой устройство запоминания максимального напряжения на конденсаторе C_3 на время измерения цифровым вольтметром ЦВ. Для уменьшения инерционности ИА при разряде конденсатора можно подключить резистор сопротивлением несколько МОм параллельно конденсатору C_3 . Для измерений амплитудного значения $U_{\text{нв}}$, $U_{\text{нвс}}$ и $U_{\text{нвс}}$ шуп ИА подключают к соответствующим клеммам.

Скоростной фильтр с регулируемой крутизной СХ собран на микросхемах DA5, DA6, DA7, DA8. При помощи переменного резистора R_{15} устанавливается заданное значение коэффициента усиления K_y усилителя.

Для указанных параметров схемы $K_1 = \frac{q}{\tau_0} K_2 = \frac{1}{36 \cdot 10^3 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6}} = 56$,

$K_3 = \frac{q}{\tau_b} = \frac{1}{4,3 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{0,5 \cdot 10^{-6}} = 47$. Напряжение насыщения компаратора

$U_{\text{нвс}}^+ = +14,3$ В; напряжение насыщения усилителя $U_{\text{внвс}} = -13,5$ В. Коэф-

фициент усиления усилителя $K_y = \frac{R_{15}}{R_{14}} + 1$. Тогда на основании (3.35)

$$V_{\phi 0} = K_1 U_{\text{нвс}} = 56 \cdot 14,3 = 800 \text{ В/с.}$$

Согласно (3.46), коэффициент регулирования крутизны $\xi = \frac{K_3 K_y}{V_{\phi 0}} =$

$$= \frac{47}{800} K_y = 0,059 K_y.$$

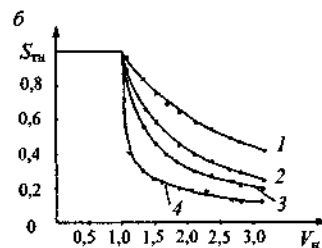
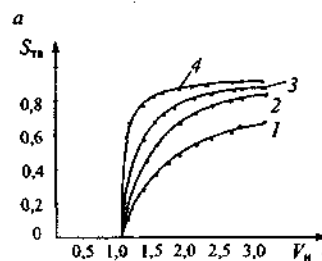


Рис. 3.18. Нормированная АСХ: а – ФВС; б – ФНС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,12$; 3 – $\xi=0,19$; 4 – $\xi=0,65$.

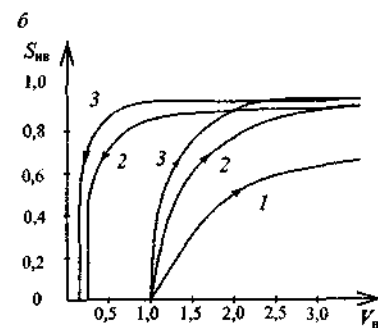
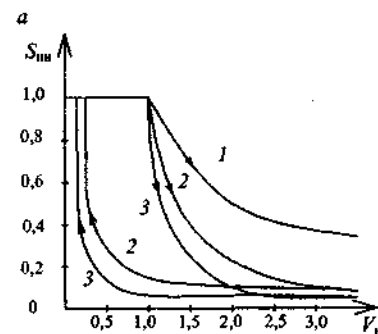


Рис. 3.19. Нормированные скоростные характеристики: а – ФНС; б – ФВС. 1 – $\xi=0$; 2 – $\xi=0,2$; 3 – $\xi=0,4$.

Были определены нормированные амплитудно-скоростные характеристики НАСХ скоростного фильтра на рис. 3.17 для различных значений коэффициента ξ расчетным путем и экспериментальным путем для входного сигнала треугольной формы. На рис. 3.18 приведены рассчитанные прямые ветви НАСХ ФВС и ФНС, на которые для сравнения нанесены экспериментальные точки. Некоторые расхождения между расчетными и экспериментальными данными связаны с погрешностями измерений при

помощи осциллографа, а также с использованием резисторов и конденсаторов общего назначения с разбросом параметров $5 \div 10\%$.

На рис. 3.19 показаны прямые и обратные ветви нормированных скоростных характеристик НСХ ФНС и ФВС, рассчитанные для значений $\xi=0$, $\xi=0,2$, $\xi=0,4$. Как видно из рис. 3.19, НСХ имеют гистерезис.

3.3. Фильтры с отсечкой

Как было ранее показано, дополнительная погрешность измерения амплитуды импульсов полезного сигнала при выделении его из аддитивных помех при помощи скоростных фильтров включает в себя две составляющие. Одна составляющая возникает в результате изменения напряжения помехи за время измерения, другая – в результате изменения напряжения компенсации за время измерения. Максимальная погрешность, как было установлено, равна

$$\Delta U_{\max} = -KV_{\Pi \max} t_{c \max} - KV'_{\phi} t_{c \max}, \quad (3.56)$$

где K – коэффициент передачи БВ.

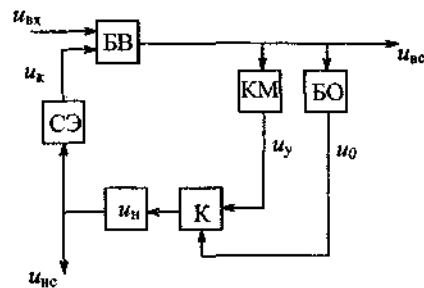


Рис. 3.20. Блок-схема фильтра с несимметричной отсечкой

Погрешность измерения можно существенно уменьшить, если на время существования полезного сигнала уменьшать скорость V'_{ϕ} настройки фильтра. Как показано в предыдущем параграфе, скоростные фильтры с регулируемой крутизной скоростной характеристики позволяют уменьшать V'_{ϕ} на время существования полезного сигнала. Еще более эффективны для этих целей фильтры с отсечкой, у которых на время существования полезного сигнала полностью прекращается изменение напряжения компенсации, тем самым уменьшая V'_{ϕ} до нуля. Следовательно, на основании (3.56), максимальная дополнительная погрешность измерения уменьшится до величины

$$\Delta U_{\max} = -KV_{\Pi \max} t_{c \max}. \quad (3.57)$$

На рис. 3.20 приведена блок-схема скоростного фильтра с несимметричной отсечкой для выделения униполярных импульсов полезного сигнала на фоне аддитивных помех. В этом фильтре к базовой схеме добавлены ключ K и блок отсечки БО.

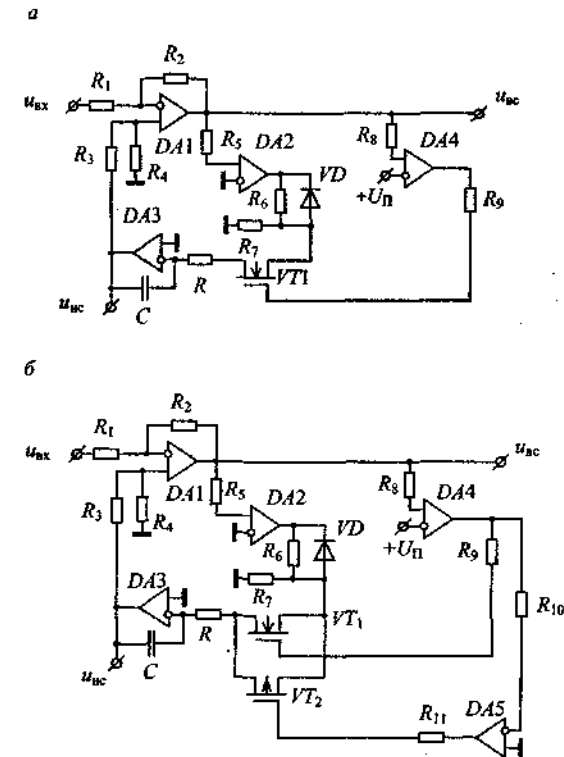


Рис. 3.21. Электрические схемы фильтра с несимметричной отсечкой

Принципиальные электрические схемы фильтра с несимметричной отсечкой показаны на рис. 3.21. Здесь ключ выполнен на основе полевого транзистора с изолированным затвором. В качестве блока отсечки БО использован компаратор на микросхеме DA4 с установленным порогом срабатывания. На рис. 3.21, б использован более качественный ключ на complementary паре транзисторов.

Для того, чтобы за время самой короткой паузы между импульсами полезного сигнала в фильтре осуществлялась полная компенсация накопленного в интеграторе напряжения под воздействием $V_{\Pi \max}$ при максимальной длительности $t_{c \max}$ импульса полезного сигнала и текущего изменения напряжения помехи под воздействием $V_{\Pi \max}$, необходимо выбирать скорость V'_{ϕ} настройки фильтра из условия

$$V'_{\phi} t_{\min} \geq V_{\Pi \max} (t_{c \max} + t_{\Pi \min}), \quad (3.58)$$

где V'_ϕ – скорость настройки фильтра, при которой u'_k компенсирует напряжение противоположной полярности по сравнению с полярностью полезного сигнала. Скорость V'_ϕ настройки фильтра, противоположная по знаку скорости V''_ϕ , выбирается из условия (3.7). Тогда из (3.58) с учетом (3.7) соотношение между V''_ϕ и V'_ϕ будет

$$V''_\phi \geq V'_\phi \frac{t_{c \max} + t_{n \min}}{\alpha t_{n \min}}. \quad (3.59)$$

Итак, при выбранных значениях V'_ϕ и V''_ϕ скоростной фильтр с несимметричной отсечкой работает следующим образом (см. рис. 3.20 и рис. 3.21). При отсутствии положительного импульса полезного сигнала напряжение $u_{вс}$ на выходе фильтра верхних скоростей будет близко к нулю, то есть $u_{вс}$ меньше напряжения U_n порога срабатывания блока отсечки БО, и поэтому $u_0 = -U_{0 \text{нас}}$, где $U_{0 \text{нас}}$ – напряжение насыщения на выходе БО. При этом ключ К открыт и фильтр работает в режиме обычного несимметричного базового фильтра. Когда полярность помехи совпадает с полярностью полезного сигнала, помеха компенсируется напряжением u'_k , изменяющимся со скоростью V'_ϕ . Когда полярность помехи противоположна полярности полезного сигнала, помеха компенсируется напряжением u''_k , изменяющимся со значительно большей скоростью V''_ϕ .

При появлении полезного сигнала, скорость которого значительно больше скорости V'_ϕ , напряжение u'_k не успевает компенсировать входное напряжение $u_{вх}$, в результате чего на выходе ФВС возрастает напряжение $u_{вс} = K(u_{вх} - u'_k)$. При достижении соотношения $u_{вс} > U_n$ блок отсечки БО скачком изменяет напряжение u_0 управления ключом К от отрицательного значения $-U_{0 \text{нас}}$ до положительного $+U_{0 \text{нас}}$. В результате воздействия $u_0 = +U_{0 \text{нас}}$ ключ К закрывается и дальнейшие изменения u'_k прекращаются, так как напряжение u_y , формирующее напряжение $u_{вс}$ на выходе ФНС, и, следовательно, напряжение u'_k , «отсекаются» от входа интегратора ИН на все время, пока выполняется неравенство $u_{вс} > +U_n$. В это время поддерживаются неизменными значения $u_{вс} = U_{вс0}$, $u_k = U_{k0}$, где $U_{вс0}$ и U_{k0} – значения $u_{вс}$ и u'_k в момент выполнения равенства $u_{вс} = +U_n$.

По мере уменьшения полезного сигнала происходит уменьшение $u_{вс}$ и в момент наступления неравенства $u_{вс} < +U_n$ блок отсечки БО меняет знак своего выходного напряжения $u_0 = -U_{0 \text{нас}}$ и ключ К вновь открывается. Далее фильтр вновь начинает работать в режиме обычного несиммет-

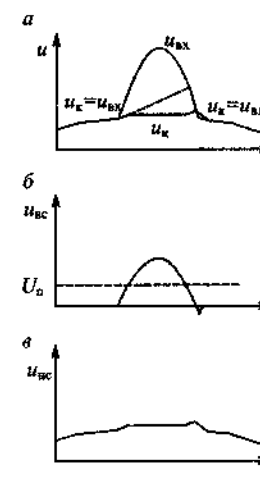


Рис. 3.22. Напряжения на входе и выходах фильтра с отсечкой

ричного базового фильтра (если же $V'_\phi = V''_\phi$ – то в режиме симметричного фильтра). На рис. 3.22 показаны временные графики напряжений на выходах и входе фильтра. Как видно из графиков, для уменьшения дополнительной погрешности от влияния u'_k целесообразно порог срабатывания U_n блока отсечки БО выбирать как можно меньше. С другой стороны, порог срабатывания БО должен быть

$$U_n > +V_{n \max} t_{c \max} K. \quad (3.60)$$

В противном случае, после исчезновения импульса полезного сигнала БО не изменит полярность своего выходного напряжения u_0 и ключ К останется закрытым, в результате чего может нарушиться нормальная работа фильтра на некоторое время. Поэтому порог срабатывания БО целесообразно выбирать с некоторым запасом из равенства

$$U_n = K \rho V_{n \max} t_{c \max}, \quad (3.61)$$

где $\rho > 1$ – коэффициент запаса, учитывающий неточное знание величин $V_{n \max}$ и $t_{c \max}$.

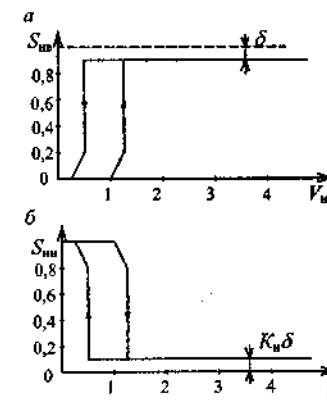


Рис. 3.23. Нормированные СХ фильтра с отсечкой: а – ФВС; б – ФНС.

На рис. 3.23 приведены нормированные скоростные характеристики ФНС и ФВС. Как видно из рис. 3.23, нормированные скоростные характеристики (НСХ) ФВС и ФНС имеют гистерезис и прямоугольную форму, за исключением участков в начале переходной области прямой ветви НСХ до достижения равенства $u_{вс} = U_n$ и в конце обратной ветви НСХ после равенства $u_{вс} = U_n$. На указанных участках НСХ изменяется также, как и в базовом фильтре $S_{нв} = 1 - \frac{1}{V_n}$ для ФВС и

$S_{нв} = \frac{1}{V_n}$ для ФНС. Однако в скоростных фильтрах с отсечкой НСХ ФВС будет стремиться не к единице, а к пределу, меньшему единицы на величину

$\delta = \frac{U_n}{K u_{вх}(t_{пр})}$, где $t_{пр} = \frac{U_n}{K V_\phi}$ — время достижения равенства $u_{вс} = U_n$, а

НСХ ФНС будет стремиться не к нулю, а к величине $K_n \delta$. Действительно, если записать уравнение (2.27) с учетом того, что при достижении $u_{вс} = U_n$ происходит отсечка (отключение ключа К на рис. 3.20) и V_ϕ становится равным нулю, то получим

$$S_b = \frac{u_{вс}}{u_{вх}(t')} = K \left[1 - \frac{V_\phi t_{пр}}{u_{вх}(t_{пр})} \frac{0 \cdot t'}{u_{вх}(t')} \right] = K \left[1 - \frac{V_\phi t_{пр}}{u_{вх}(t_{пр})} \right].$$

Тогда $S_{нн} = \frac{S_b}{K} = 1 - \frac{V_\phi t_{пр}}{u_{вх}(t_{пр})}$. Подставив значение $t_{пр}$, получим

$$S_{нн} = 1 - \frac{V_\phi}{u_{вх}(t_{пр})} \cdot \frac{U_n}{K \cdot V_\phi} = 1 - \delta.$$

Аналогично можно показать и для НСХ ФНС.

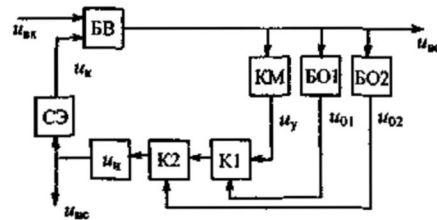


Рис. 3.24. Блок-схема фильтра с симметричной отсечкой

Следует отметить, что при отрицательной полярности $u_{вс}$, то есть, для положительной полярности $u_{вх}$ в схеме на рис. 3.21, скоростной фильтр с несимметричной отсечкой работает в режиме базовой схемы со скоростью V_ϕ^* настройки фильтра.

При необходимости измерений амплитуды биполярных импульсов полезного сигнала на фоне медленно меняющихся аддитивных помех можно использовать скоростные фильтры с симметричной отсечкой. Блок-схема такого фильтра приведена на рис. 3.24, а принципиальная электрическая схема — на рис. 3.25. Схемы скоростного фильтра с симметричной отсечкой отличаются от схем фильтра с несимметричной отсечкой тем, что в них дополнительно включены еще по одному блоку отсечки БО2 и ключу К2.

Пока выполняется неравенство $-U_n < u_{вс} < +U_n$, оба ключа К1 и К2 замкнуты и фильтр работает в режиме базовой схемы. При выходе $u_{вс}$ за указанные пределы срабатывает БО1 (или БО2), ключ К1 (или К2) размыкается и происходит отсечка, то есть, отключение компаратора КМ от интегратора ИН. При этом прекращаются дальнейшие изменения u_x .

Нормированная скоростная характеристика фильтра с симметричной отсечкой при $V_\phi^* = V_\phi' = V_\phi$ такая же, как и у фильтра с несимметричной отсечкой, показанной на рис. 3.23.

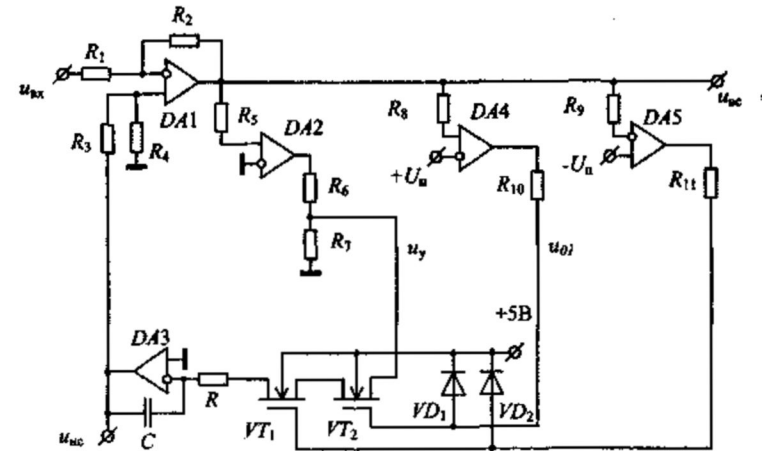


Рис. 3.25. Электрическая схема фильтра с симметричной отсечкой

3.4. Фильтры с управлением по входу

Возможны случаи, когда выгоднее управлять крутизной скоростной характеристики фильтра не в зависимости от $u_{вс}$, как это было показано в разделе 3.2, а в зависимости от величины входного напряжения $u_{вх}$.

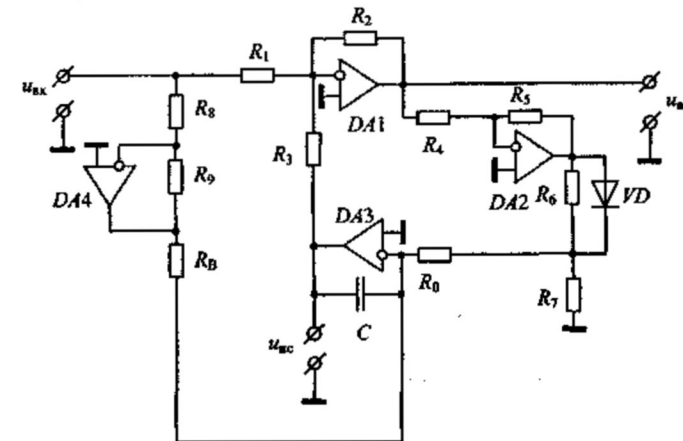


Рис. 3.26. Электрическая схема фильтра с управлением по входу

На рис. 3.26 приведена электрическая схема скоростного фильтра с управлением крутизной СХ по входу. В этом фильтре вход усилителя на

микросхеме DA4 подключен не к выходу БВ на микросхеме DA1, как это было на рис. 3.7 и на рис. 3.14, а ко входу БВ. Итак, на вход усилителя поступает входное напряжение $u_{вх}$. При этом все уравнения, рассмотренные в разделе 3.2, справедливы и для фильтров с управлением по входу при выполнении двух условий:

1. В уравнениях раздела 3.2, в правой части которых имеется $u_{вс}$, необходимо произвести замену $u_{вс}$ на $u_{вх}$.

2. Необходимо при расчете начальной скорости $V_{\phi 0}$ настройки фильтра учитывать влияние изменения величины помехи на величину $V_{\phi 0}$ через усилитель, подключенный ко входу фильтра. Для этого скорость $V_{\phi 0}$ необходимо рассчитывать по уравнению

$$V_{\phi 0} = K_1 u_{вх} - K_3 K_y U_{н \max}, \quad (3.62)$$

где K_1 — как и в уравнении (3.35), а K_3 — как и в уравнении (3.36), $K_y = \frac{u_{в}}{u_{вх}}$

— коэффициент усиления усилителя.

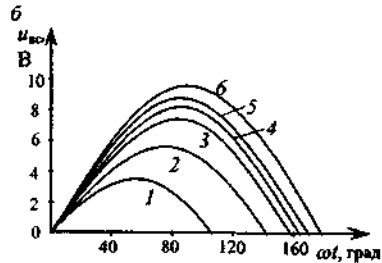
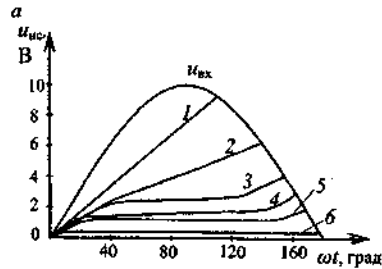


Рис. 3.27. Временные диаграммы напряжений: а — ФНС; б — ФВС. 1 — $\xi=0$; 2 — $\xi=0,068$; 3 — $\xi=0,1$; 4 — $\xi=0,138$; 5 — $\xi=0,2$; 6 — $\xi=0,68$.

Фильтр с усилением по входу был исследован на математической и на физической моделях. Был произведен расчет временных диаграмм напряжений $u_{вс}$ и $u_{вс}$ для $u_{вх} = 10 \sin \omega t$ (полусинусоиды) при $V_{\phi 0}' = 4,78$ В/рад и

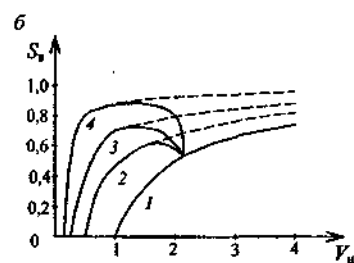
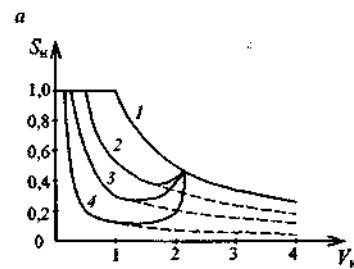


Рис. 3.28. Нормированные СХ: а — ФНС; б — ФВС. 1 — $\xi=0$; 2 — $\xi=0,068$; 3 — $\xi=0,1$; 4 — $\xi=0,2$.

$V_{\phi 0}' > 10$ В/рад подобно расчету в разделе 3.2. По результатам расчета построены временные диаграммы напряжений $u_{вс}$ и $u_{вс}$, показанные на рис. 3.27, а также нормированные скоростные характеристики на рис. 3.28 для различных значений коэффициента регулирования ξ .

Скоростной фильтр с управлением по входу (рис. 3.26) был собран в макетном исполнении с параметрами, аналогичными параметрам математической модели, использованной в расчетах. В качестве входного напряжения также использована полусинусоида $u_{вх} = 10 \sin \omega t$. Наблюдения и измерения осуществлялись при помощи двухканального осциллографа С1-93. По результатам экспериментальных исследований построены временные диаграммы напряжений $u_{вс}$ и $u_{вс}$ на рис. 3.29 и скоростные характеристики ФНС и ФВС на рис. 3.30. Так как способ регулирования крутизны СХ такой же, как и в фильтрах раздела 3.2, то СХ фильтра с управлением по входу также имеет гистерезис. На рис. 3.30 показаны только обратные ветви гистерезиса, полученные в эксперименте, как и в расчете на рис. 3.28.

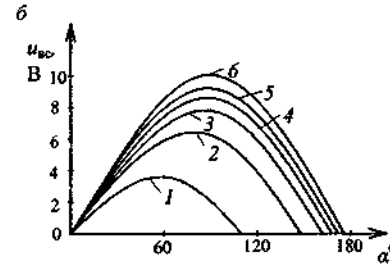
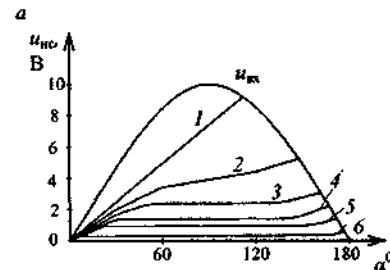


Рис. 3.29. Временные диаграммы напряжений: а — ФНС; б — ФВС. 1 — $\xi=0$; 2 — $\xi=0,068$; 3 — $\xi=0,1$; 4 — $\xi=0,138$; 5 — $\xi=0,2$; 6 — $\xi=0,68$.

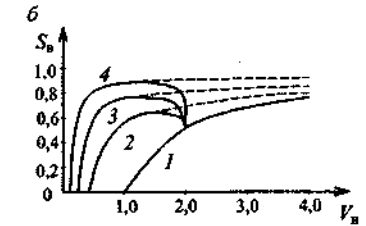
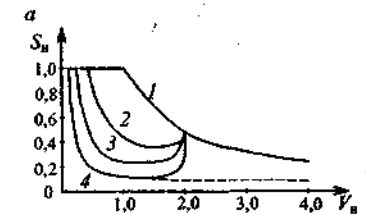


Рис. 3.30. Нормированные СХ при управлении по входу: а — ФНС; б — ФВС. 1 — $\xi=0$; 2 — $\xi=0,068$; 3 — $\xi=0,1$; 4 — $\xi=0,2$.

Для получения и прямых, и обратных ветвей гистерезиса произведены расчеты для входного напряжения $u_{вх} = 5 \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 5$, для которого скорость сигнала сначала нарастает до максимального значения, а потом

уменьшается до нуля. По результатам расчета построены временные диаграммы напряжений $u_{вс}$ и $u_{вх}$ на рис. 3.31, а также нормированные скоростные характеристики ФНС и ФВС на рис. 3.32. Как и ожидалось, НСХ имеют гистерезис. Однако этот гистерезис на качество фильтрации существенного влияния не оказывает, о чем свидетельствуют временные диаграммы.

Как показывают исследования, фильтры с управлением по $u_{вс}$ (раздел 3.2) и с управлением по $u_{вх}$ в определенной мере идентичны. Тем не менее, во многих случаях применения фильтры с управлением по $u_{вс}$ предпочтительны. Но в ряде случаев, например, при использовании скоростных фильтров в устройствах обнаружения одиночных сигналов на фоне больших помех различных смесей частот преимущество может оказаться у фильтров с управлением по входу.

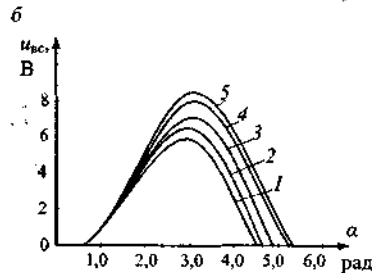
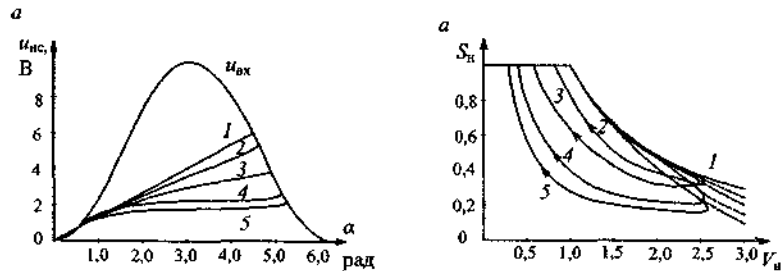


Рис. 3.31. Временные диаграммы напряжений: а - ФНС; б - ФВС. 1 - $\xi=0$; 2 - $\xi=0,05$; 3 - $\xi=0,1$; 4 - $\xi=0,2$; 5 - $\xi=0,5$.

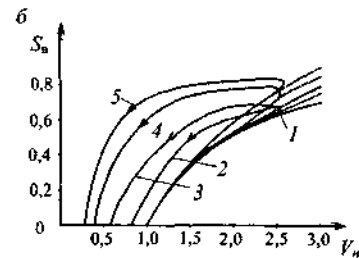
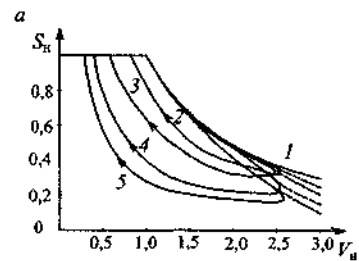


Рис. 3.32. Скоростные характеристики: а - ФНС; б - ФВС. 1 - $\xi=0$; 2 - $\xi=0,05$; 3 - $\xi=0,1$; 4 - $\xi=0,2$; 5 - $\xi=0,5$.

3.5. Фильтры с коррекцией

Как показано в разделе 3.3, дополнительная погрешность выделения импульсов полезного сигнала скоростными фильтрами с отсечкой определяется скоростью помехи (см. уравнение 3.56). Эту погрешность можно существенно уменьшить, если и во время существования полезного сигнала продолжать компенсировать входное напряжение с такой же скоро-

стью, с какой компенсировалась помеха перед появлением полезного сигнала. (Считаем, что помеха не зависит от полезного сигнала). Тогда погрешность будет

$$\Delta u = K(V_{\phi} - V_{п}) \cdot t_c. \quad (3.63)$$

В идеальном случае, когда во время существования полезного сигнала $V_{\phi} = V_{п}$, то $\Delta u = 0$.

Такую компенсацию помехи и во время существования полезного сигнала можно обеспечивать при помощи скоростного фильтра с коррекцией, блок-схема которого приведена на рис. 3.33. В этом фильтре добавлен блок памяти БП, который совместно с компаратором КМ формирует управляющее напряжение u_y , обеспечивающее во время отсутствия полезного сигнала практическое равенство скорости V_{ϕ} фильтра текущему значению скорости $V_{п}$ помехи. При появлении полезного сигнала блок отсечки БО отключает вход блока памяти БП от выхода компаратора КМ. При этом u_y , обеспечивавшее $V_{\phi} = V_{п}$ перед появлением полезного сигнала, запоминается. Оно продолжает формировать V_{ϕ} и во время существования полезного сигнала. И если медленно меняющаяся гладкая помеха за время существования полезного сигнала не изменит значительно свою скорость $V_{п}$, то получим существенное уменьшение погрешности.

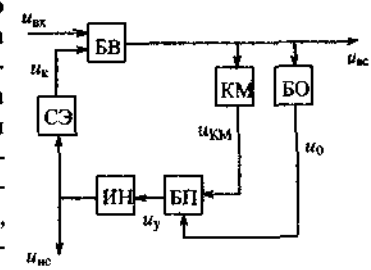


Рис. 3.33. Блок-схема фильтра с коррекцией

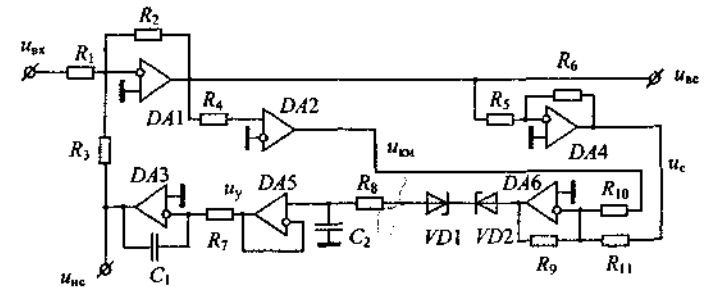


Рис. 3.34. Скоростной фильтр с коррекцией (вариант 1)

Для устойчивости работы фильтра с коррекцией необходимо, чтобы постоянная времени интегратора ИН была в несколько раз больше, чем постоянная времени блока памяти БП во время отсутствия полезного сигнала.

На рис. 3.34 приведена электрическая схема одного из вариантов реализации скоростного фильтра с коррекцией. Это, по сути своей, скоростной фильтр с регулируемой крутизной характеристики, описанный в разделе 3.2, у которого между выходом второго блока вычитания БВ2 и входом интегратора ИН установлен блок памяти БП на микросхеме DA5, конденсаторе C_2 , резисторе R_8 и двух стабилитронах VD1 и VD2, включенных встречно-последовательно. Коэффициент усиления K_y на микросхеме DA4 выбран из таких условий, чтобы уже при небольшом значении $u_{вс}$ усилитель доходил до насыщения.

При отсутствии полезного сигнала, когда $V_{\phi 0} > V_{н. макс}$, фильтр успевает компенсировать напряжение помехи и поэтому $u_{вс} = 0$. Напряжение $U_{км ввс}$ с выхода компаратора через блок вычитания БВ2 на микросхеме DA6 пробивает стабилитроны VD1, VD2 и через резистор R_8 поступает на конденсатор C_2 блока памяти, который формирует напряжение u_y . Под воздействием этого напряжения u_y интегратор формирует напряжение компенсации u_c , изменяющееся со скоростью $V_{\phi} \approx V_{н.}$. За счет большего или меньшего накопления зарядов в конденсаторе C_2 напряжение u_y изменяется таким образом, что V_{ϕ} «следит» за всеми изменениями $V_{н.}$.

При появлении импульса полезного сигнала $u_{вс}$ резко возрастает, усилитель на микросхеме DA4 доходит до насыщения и на вход БВ2 на микросхеме DA6 поступают два почти одинаковых напряжения различной полярности. На выходе БВ2 напряжение будет пропорционально разности этих напряжений $\frac{R_9}{R_{10}} U_{км ввс} - \frac{R_9}{R_{11}} U_{0 ввс}$ и оказывается меньше напряжения пробоя стабилитронов. Поэтому напряжение на обкладках конденсатора C_2 остается неизменным в течение времени t_c существования полезного сигнала и, следовательно, будет поддерживать скорость $V_{\phi} = V_{н.}$.

После исчезновения полезного сигнала $u_{вс}$ становится малым и дальше напряжение u_y опять будет формироваться напряжением $U_{км ввс}$ компаратора.

На рис. 3.35 приведена электрическая схема другого варианта реализации фильтра с коррекцией. Здесь блок отсеки БО собран на двух компараторах с инверторами на микросхемах DA4, DA6, DA7, DA8, а блок памяти БП – на микросхеме DA5 и двух ключах на комплементарных парах полевых транзисторов, управляемых блоком отсеки.

При отсутствии импульсов полезного сигнала напряжение u_c компенсации успевает компенсировать напряжение u_n помехи и поэтому $u_{вс} = 0$. При этом транзистор VT1 открыт отрицательным напряжением с выхода DA4, а VT2 открыт положительным напряжением с выхода DA6, VT3 открыт отрицательным напряжением с выхода DA7, VT4 открыт положительным напряжением с выхода DA8. Через оба открытых ключа напряже-

ние с выхода компаратора КМ на DA2 поступает на конденсатор C_2 и формирует напряжение u_y , которое поддерживает $V_{\phi} = V_{н.}$

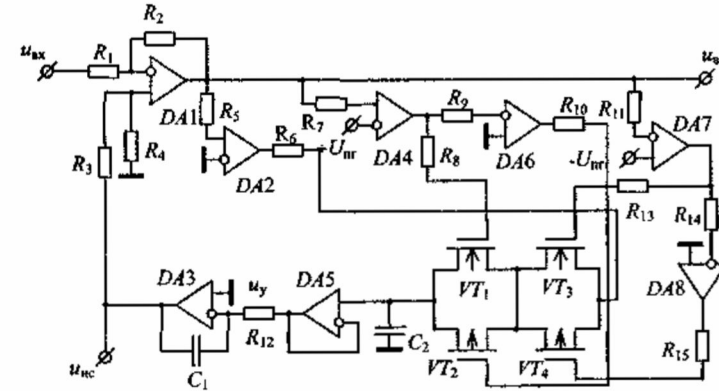


Рис. 3.35. Скоростной фильтр с коррекцией (вариант 2)

При появлении импульса полезного сигнала напряжение $u_{вс}$ по модулю увеличивается и как только достигает значения $|u_{вс}| \geq |U_{нр}|$, то закрывается один из двух последовательно соединенных ключей и происходит отсечка напряжения $U_{км}$ от входа блока памяти. При этом запоминается напряжение u_y , которое продолжает формировать скорость V_{ϕ} .

При исчезновении импульса полезного сигнала $|u_{вс}| < |U_{нр}|$, при этом оба ключа находятся в открытом состоянии и фильтр возвращается в режим компенсации напряжения помехи.

3.6. Фильтры со следящей скоростью настройки

В технике существуют такие проблемы контроля и измерений, когда необходимо выделить полезные сигналы на фоне достаточно быстро изменяющихся с переменной скоростью помех. К таким проблемам, например, относится задача защиты электрических цепей от токов короткого замыкания или каких-либо других быстрых перегрузок. Для исключения аварии защита должна срабатывать быстро и надежно в момент появления короткого замыкания. А это значит, что устройство защиты должно мгновенно зафиксировать факт появления короткого замыкания и быстро осуществить защиту. В этом случае входное напряжение фильтра при отсутствии полезного сигнала, при отсутствии короткого замыкания или других перегрузок в электрической цепи представляет собой номинальное по величине рабочее напряжение синусоидальной формы, пропорциональное номинальному току в электрической цепи. Вот это напряжение и будет для фильтра представлять собой помеху. И скоростной фильтр должен компенсировать эту помеху таким образом, чтобы на выходе ФВС напряжение

$u_{ac} = 0$. При резком повышении тока в электрической цепи напряжение на входе фильтра резко возрастает, что и является полезным сигналом, который необходимо выделить при помощи скоростного фильтра.

Аналогичная задача возникает и при выявлении провалов напряжений в электрических сетях для защиты от аварий на производстве с непрерывным циклом работы путем переключения объекта на резервный источник в момент появления провала напряжения.

Итак, на синусоидальную помеху u_n накладывается некоторый сигнал u_c , отражающий достаточно резкое повышение тока в цепи при коротком замыкании или резких больших перегрузках. Это значит, что в этом случае $u_{вх} = u_n + u_c$.

Как уже указывалось выше, при отсутствии полезного сигнала, то есть, при нормальной работе электрической цепи, необходимо выбрать такую начальную скорость $V_{\phi 0}$ настройки, чтобы фильтр полностью компенсировал помеху $u_n = U_m \sin \omega t$. Только в этом случае u_{ac} будет равна нулю. Если начальную скорость $V_{\phi 0}$ выбирать из условия, указанного в разделе 3.2 или в разделе 3.4, то $V_{\phi 0}$ должно быть равно или больше максимальной скорости помехи. Это значит, что $V_{\phi 0} \geq V_{n \max} = \frac{du_{вх}}{dt}$ при $\omega t = 0$, то есть

$V_{\phi 0} \geq U_m \cos 0 = U_m$ В/рад. Но тогда при $\omega t = \frac{\pi}{2}$, когда $V_n = 0$, фильтр будет успевать компенсировать сигнал, скорость которого $V_c \leq V_{\phi 0}$. Таким образом, может произойти потеря полезного сигнала при перегрузках электрической цепи и фильтр это не зафиксирует, что может привести к аварии. Этот факт свидетельствует о том, что описанные в предыдущих разделах фильтры будут работать ненадежно в указанных в этом разделе случаях, в том числе, и в устройствах защиты от короткого замыкания в электрических цепях. Поэтому в указанных случаях необходимо использовать скоростные фильтры, у которых скорость настройки изменяется пропорционально скорости изменения помехи, то есть скорость настройки фильтра «следит» за всеми изменениями скорости помехи. В таких фильтрах при $V_{\phi} \approx V_n$ полезные сигналы на фоне указанных помех будут выделяться одинаково четко и надежно при любых значениях ωt , в том числе и при $\omega t = \frac{\pi}{2}$.

На рис. 3.36 приведена принципиальная электрическая схема фильтра со следящей скоростью настройки. Базовая схема на $DA1$, $DA2$ и $DA3$ компенсирует только около 10–20% всей помехи. Основная часть помехи компенсируется дополнительной цепью на микросхемах $DA4$, $DA5$, $DA6$. Инвертор на $DA4$ меняет фазу напряжения u_n на 180° . Далее u_n подается на интегратор $DA5$, который вносит определенную инерционность. При помощи фазовращателя на $DA6$ напряжение компенсации u'_k сдвигается по фазе таким образом, чтобы оно было в противофазе с напряжением помехи, поданной на вход БВ на микросхеме $DA1$.

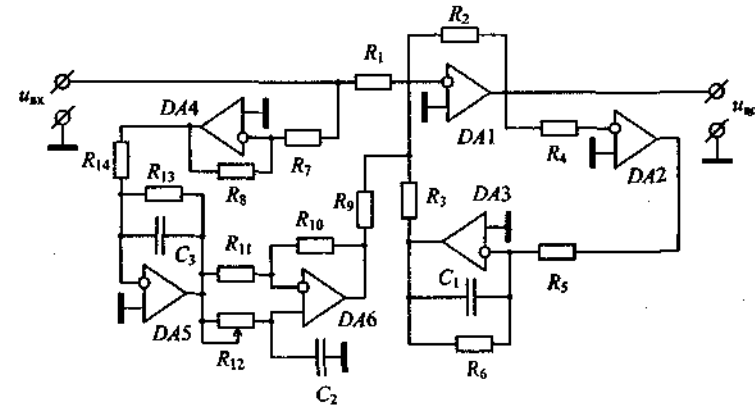


Рис. 3.36. Электрическая схема фильтра со следящей скоростью

Скоростной фильтр со следящей скоростью настройки работает следующим образом. При отсутствии полезного сигнала u_c фильтр полностью компенсирует помеху u_n . Основную часть u_n компенсирует выходное напряжение фазовращателя u'_k , которое изменяется пропорционально напряжению помехи, то есть скорость V'_ϕ изменения u'_k пропорциональна скорости V_n изменения помехи. Остаточную часть u_n компенсирует u''_k , скорость и величину которой формирует базовая схема фильтра на компараторе $DA3$ и интеграторе $DA2$. Это как бы «шпионский» контур отрицательной обратной связи, поддерживающий $u_{ac} = 0$.

При появлении полезного сигнала u_c — резкого увеличения входного напряжения фильтра — скорость изменения u_c сигнала оказывается значительно больше скорости V_ϕ настройки и на выходе фильтра появляется импульс напряжения u_{ac} , сигнализирующий о резком увеличении тока в контролируемой электрической цепи.

При необходимости, для увеличения чувствительности фильтра можно установить положительную обратную связь через усилитель между выходом фильтра и входом интегратора на $DA5$, как это описано в разделе 3.2.

Фильтр со следящей скоростью настройки, схема которого показана на рис. 3.36, был собран и исследован в макетном исполнении.

На рис. 3.37 приведена нормированная амплитудно-скоростная характеристика, полученная экспериментальным путем.

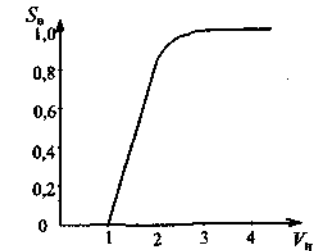


Рис. 3.37. Нормированная АСХ фильтра со следящей скоростью настройки

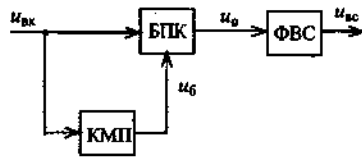


Рис. 3.38. Блок-схема скоростного фильтра с предварительной компенсацией

Для выделения небольших, сравнительно быстро меняющихся сигналов на фоне большого синусоидального напряжения помехи, разработан скоростной фильтр с предварительной компенсацией, блок-схема которого приведена на рис. 3.38. Блок предварительной компенсации БПК с компаратором КМП производит компенсацию входного синусоидального напряжения $u_{вк}$ помехи. И только небольшая часть – пять – десять процентов от $u_{вк}$ – напряжения u_n компенсируется фильтром верхних скоростей ФВС с регулируемой крутизной скоростной характеристики. При нормальном напряжении $u_{вк}$ на выходе фильтра напряжение $u_{вс}$ равно нулю. В момент изменения напряжения $u_{вк}$ скорость его изменения больше скорости настройки фильтра и на выходе появляется напряжение $u_{вс}$, сигнализирующее об изменении $u_{вк}$ под воздействием полезного сигнала.

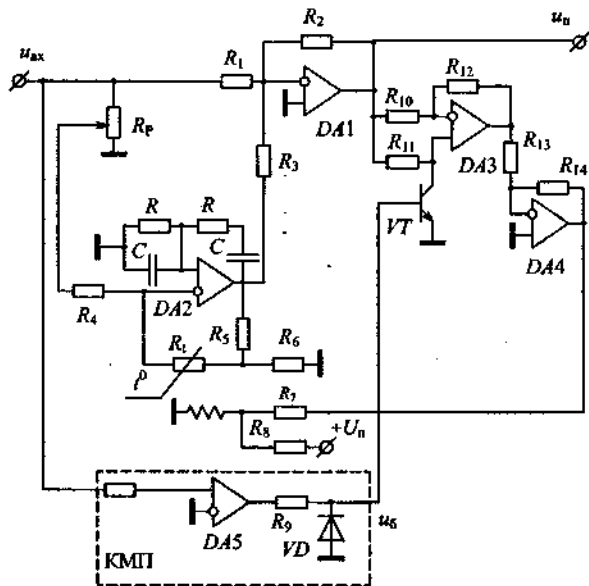


Рис. 3.39. Электрическая схема блока предварительной компенсации

На рис. 3.39 приведена электрическая схема БПК и КМП. На микросхеме $DA1$ собран вычитающий усилитель, а на микросхеме $DA2$ – формирователь компенсирующего синусоидального напряжения, включенного встречно с $u_{вк}$. Блок предварительной компенсации работает в режиме

слежения за медленными изменениями входного напряжения. С этой целью в нем установлена цепь отрицательной обратной связи по u_n , регулирующая коэффициент передачи формирователя компенсирующего напряжения. Для этого на микросхеме $DA3$, ключе на транзисторе VT и компараторе на $DA5$ собран фазочувствительный выпрямитель, который через усилитель на $DA4$ управляет подогревом термистора R , таким образом, чтобы свести к минимуму напряжение u_n . Благодаря этому БПК «отслеживает» все медленные изменения входного напряжения, поддерживая напряжение u_n на минимальном уровне.

При появлении на входе полезного сигнала, скорость изменения которого больше скорости изменения $u_{вк}$, формирователь компенсирующего напряжения не успевает компенсировать сигнал и на выходе БПК появляется усиленный полезный сигнал на фоне u_n .

4.1. Полосовые фильтры

Полосовые скоростные фильтры ПСФ используют для выделения сигналов определенной полосы скоростей. Простейший ПСФ можно получить путем последовательного включения базовых ФВС со скоростью $V_{\phi 1}$ настройки фильтра и ФНС со скоростью $V_{\phi 2}$ настройки фильтра. При этом должно быть выполнено условие $V_{\phi 2} > V_{\phi 1}$. Скорость $V_{\phi 1}$ выбирают из условия

$$V_{\phi 1} = \alpha V_{п \max}, \quad (4.1)$$

где $V_{п \max}$ – максимальная скорость изменения медленно меняющейся помехи; $\alpha > 1$ – коэффициент запаса, учитывающий неточности в определении $V_{п \max}$.

Скорость $V_{\phi 2}$ выбирают из условия

$$V_{\phi 2} = V_{с \max}, \quad (4.2)$$

где $V_{с \max}$ – максимальная скорость изменения полезного сигнала.

Скоростная характеристика ПСФ состоит из СХ ФВС, формирующей возрастающую ветвь СХ ПСФ, и из СХ ФНС, формирующей ниспадающую ветвь СХ ПСФ, построенных по уравнениям, описанным в главе 2 для базовой схемы скоростных фильтров. Для построения нормированной скоростной характеристики ПСФ целесообразно нормированную скорость выбрать согласно уравнения

$$V_n = \frac{V}{V_{\phi 1}}. \quad (4.3)$$

При выделении униполярных сигналов в определенной полосе скоростей для синтеза ПСФ можно использовать несимметричные ФВС и ФНС, описанные в разделе 3.1.

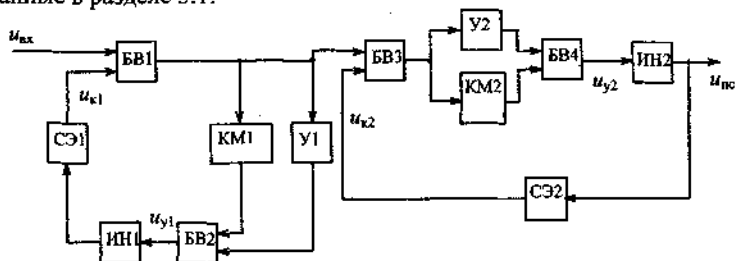


Рис. 4.1. Блок-схема полосового скоростного фильтра

В тех случаях, когда требуется высокая крутизна скоростной характеристики для построения ПСФ необходимо использовать ФВС и ФНС с регулируемой крутизной СХ, описанные в разделе 3.2. Блок-схема такого ПСФ приведена на рис. 4.1. Напряжение на выходе ПСФ $u_{nc} = K_{nc2} \cdot u_{к2}$. Когда $V_{с} < V_{\phi 2}$, то ФНС успевает компенсировать $u_{с1}$ и, следовательно, $u_{к2} = u_{с1}$. Поэтому при $V_{с1} < V_{\phi 2}$ $u_{nc} = K_{nc2} \cdot u_{с1}$. С другой стороны,

$$u_{с1} = K_1(u_{вх} - V_{\phi 1}t) = K_1 \left[u_{вх} - \left(V_{\phi 1}t - K_p \int_0^t u_{с1} dt \right) \right], \quad (4.4)$$

где $K_p = K_3 K_y$.

Когда $V < V_{\phi 10}$, то $u_{с1} = 0$, и, следовательно, $u_{nc} = 0$. При $V > V_{\phi 10}$ и достаточно большом K_p разность $V_{\phi 10}t - K_p \int_0^t u_{с1} dt \approx 0$ и тогда $u_{с1} = K_1 u_{вх}$. Таким образом, в полосе скоростей $V_{\phi 10} < V < V_{\phi 2}$

$$u_{nc} = K_1 K_{nc2} u_{вх}. \quad (4.5)$$

Если выбрать $K_1 K_{nc2} = 1$, то $u_{nc} = u_{вх}$. В переходных областях скоростной характеристики напряжение u_{nc} определяется уравнениями (3.37), (3.41) и (3.42).

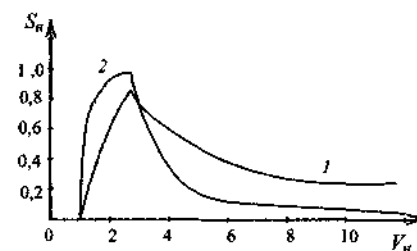


Рис. 4.2. Нормированные АСХ ПСФ

На рис. 4.2 показана нормированная амплитудно-скоростная характеристика НАСХ ПСФ на фильтре с регулируемой крутизной СХ. Скоростная характеристика 2 построена для треугольных сигналов и отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 3$. Крутизна на характеристики $\gamma_1 = 2,02$ и $\gamma_2 = 0,64$, а ширина полосы пропускания $\Delta V_n = \sqrt{1,96 \cdot 3,6} = 2,65$. Здесь же на рис. 4.2 для ПСФ, построенного на основе базовых схем фильтров, приведена НАСХ (кривая 1) для синусоидальных сигналов, рассчитанная по уравнениям (2.101), (2.104), (2.105), (2.106), и отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 1,5$. Несмотря на то, что отношение заданных скоростей в ПСФ на основе базовых схем в 2 раза меньше, ширина полосы пропускания у него больше, чем у ПСФ на основе фильтров с регулируемой крутизной, $\Delta V_n = \sqrt{1,5 \cdot 10,7} = 3,51$, а крутизна характеристики меньше – $\gamma_1 = 0,61$, $\gamma_2 = 0,25$.

Несмотря на то, что отношение заданных скоростей в ПСФ на основе базовых схем в 2 раза меньше, ширина полосы пропускания у него больше, чем у ПСФ на основе фильтров с регулируемой крутизной, $\Delta V_n = \sqrt{1,5 \cdot 10,7} = 3,51$, а крутизна характеристики меньше – $\gamma_1 = 0,61$, $\gamma_2 = 0,25$.

Выбором соответствующего значения K_p можно получить требуемую крутизну скоростной характеристики, а соответствующим выбором отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}}$ обеспечить требуемую ширину полосы пропускания.

4.2. Заграждающие фильтры

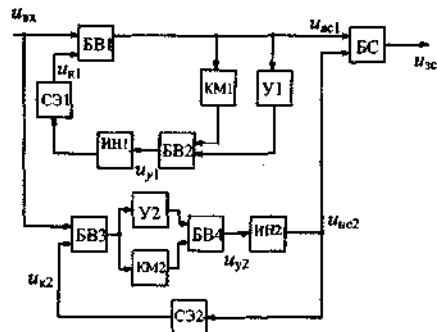


Рис. 4.3. Блок-схема заграждающего скоростного фильтра

Заграждающие фильтры можно получить путем параллельного соединения ФВС и ФНС, выходные напряжения $u_{вс}$ и $u_{нс}$ которых суммируются при помощи блока суммирования БС. Как и в полосовом фильтре, здесь также можно использовать базовые схемы фильтров, фильтры с регулируемой крутизной СХ, фильтры с отсечкой.

На рис. 4.3 приведена блок-схема заграждающего скоростного фильтра, построенного на базе ФВС и ФНС, с регулируемой крутизной СХ. В ФВС скорость $V_{\phi 2}$ настройки фильтра выбирают из условия

$$V_{\phi 2} = V_{3 \max}, \tag{4.6}$$

где $V_{3 \max}$ — максимальная скорость задерживаемого фильтром сигнала.

В ФНС скорость $V_{\phi 1}$ выбирают из условия

$$V_{\phi 1} = V_{3 \min}, \tag{4.7}$$

где $V_{3 \min}$ — минимальная скорость задерживаемого фильтром сигнала.

Напряжение на выходе ЗСФ

$$u_{зс} = K_4(u_{вс1} + u_{нс2}), \tag{4.8}$$

где K_4 — коэффициент передачи блока суммирования БС.

Когда выполняется неравенство $V > V_{\phi 2}$, напряжение $u_{вс1}$ определяется выражением (4.4). При достаточно большом K_p и достаточно глубоком неравенстве $V > V_{\phi 1}$ $u_{вс1} = K_1 u_{вх}$. Когда выполняется неравенство $V < V_{\phi 1}$ и при достаточно большом K_p напряжение $u_{нс2} = K_{нс2} u_{вх}$. Следовательно, для скоростей $V_{\phi 1} > V > V_{\phi 2}$

$$u_{зс} = K_4(K_1 u_{вх} + K_{нс2} u_{вх}). \tag{4.9}$$

Чтобы сигналы не искажались по величине, необходимо выбирать $K_1 = K_{нс2}$. В полосе скоростей $V_{31} < V < V_{32}$ $u_{зс} = 0$. В переходной области $u_{зс}$ определяется уравнениями (3.37), (3.41) и (3.42).

На рис. 4.4 приведена НАСХ ЗСФ, построенного на основе ФВС и ФНС с регулируемой крутизной СХ для отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}} = 3$. Крутизна СХ $\gamma_1 = 2,02$,

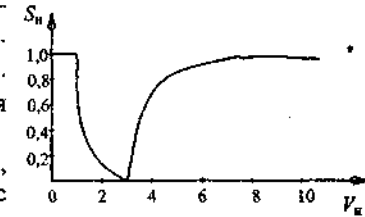


Рис. 4.4. Нормированная АСХ ЗСФ

$\gamma_2 = 0,74$, а полоса заграждения $\Delta V_n = \sqrt{3 \cdot 1,6} = 2,19$.

Выбором соответствующего значения K_p можно получить требуемую крутизну скоростной характеристики, а соответствующим выбором отношения $\frac{V_{\phi 2}}{V_{\phi 1}}$ обеспечить требуемую ширину полосы заграждения.

4.3. Универсальный скоростной фильтр

Электронное устройство, позволяющее путем несложной перенастройки (изменение некоторых параметров схемы) получить характеристики ФВС, ФНС, ПСФ или ЗСФ, будем называть универсальным скоростным фильтром. Такой фильтр можно изготовить в виде отдельной микросхемы, а перенастройку осуществлять путем подключения внешних резисторов и конденсаторов. Это позволит резко повысить надежность и снизить стоимость скоростных фильтров.

В общем случае блок-схему универсального скоростного фильтра можно изобразить в виде, показанном на рис. 4.5. Универсальный фильтр состоит из двух последовательно соединенных БС, на входы которого подаются напряжения $u_{вс1}$ первого фильтра Ф1 и напряжение $u_{нс2}$ второго фильтра Ф2. При одном входе универсальный фильтр имеет четыре выхода.

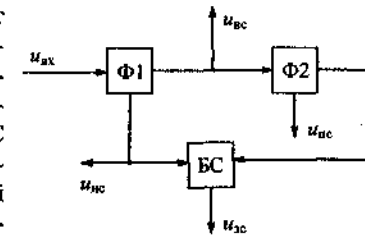


Рис. 4.5. Обобщенная блок-схема универсального фильтра

В зависимости от настройки фильтра и от того, с какого выхода будет сниматься напряжение, устройство будет выполнять функции ФНС (выход $u_{нс}$), ФВС (выход $u_{вс}$), ПСФ (выход $u_{нс}$), ЗСФ (выход $u_{зс}$). Простейший универсальный скоростной фильтр можно построить на основе двух базовых схем скоростного фильтра. В этом случае

расчет параметров схемы универсального фильтра и расчет скоростей настройки ФВС и ФНС осуществляется на основе уравнений, приведенных в главе 2, а расчет скоростей настройки ПСФ и ЗСФ еще и с учетом уравнений параграфов 4.1 и 4.2.

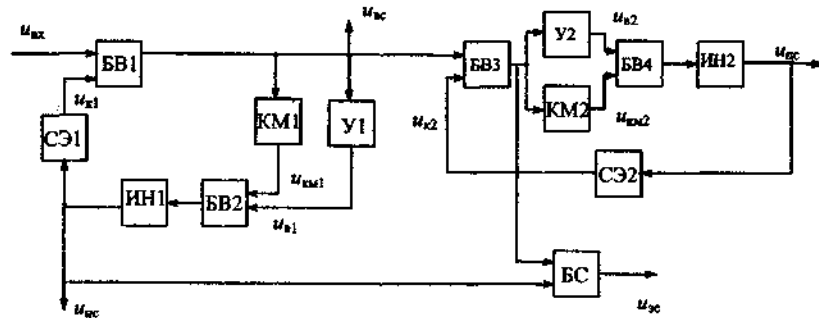


Рис. 4.6. Блок-схема универсального фильтра

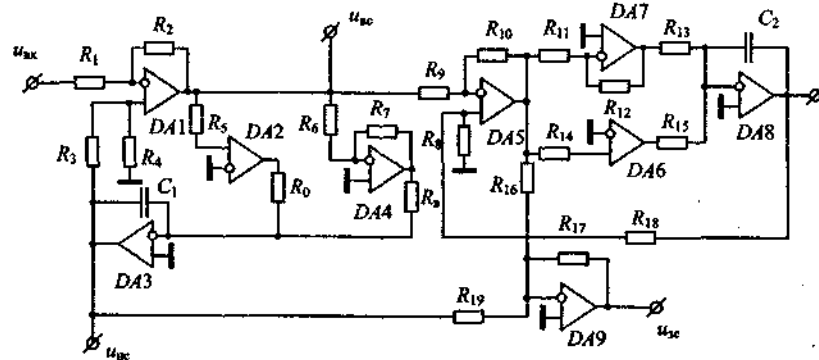


Рис. 4.7. Электрическая схема универсального фильтра

Большими возможностями обладает универсальный скоростной фильтр, построенный на основе скоростных фильтров с регулируемой крутизной характеристики, описанных в разделе 3.2. Блок-схема такого универсального фильтра приведена на рис. 4.6, а принципиальная электрическая схема одного из вариантов – на рис. 4.7. Блок БВ1 собран на микросхеме DA1, компаратор КМ1 – на микросхеме DA2, интегратор ИИ1 – на микросхеме DA3, усилитель У1 – на микросхеме DA4, а согласующий элемент СЭ1 выполнен на резисторах R_3 и R_4 . Блок вычитания БВ2 выполнен на микросхеме DA5, компаратор КМ2 – на микросхеме DA6, усилитель У2 – на микросхеме DA7, интегратор ИИ2 – на микросхеме DA8, согласо-

ующий элемент СЭ2 – на резисторах R_8 и R_{18} , а суммирующий блок БС собран на микросхеме DA9.

Если универсальный скоростной фильтр УСФ должен работать как ФНС, то напряжение $u_{нс}$ снимается с выхода первого интегратора ИИ1. Начальную скорость настройки фильтра $V_{\phi 0}$ определяют из уравнения

(3.34), а из уравнения (3.35) находят коэффициент $K_1 = \frac{q_1}{\tau_0}$, где для рис. 4.7

$\tau_0 = R_0 C_1$, а

$$q_1 = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}. \quad (4.10)$$

В частном случае, когда $\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$, $q_1 = 1$. Тогда, определив значение

R_0 из уравнения

$$R_0 = \frac{U_{км\ нс}}{C_1 V_{\phi 0}}, \quad (4.11)$$

обеспечивают необходимую, рассчитанную по уравнению (3.34), начальную скорость настройки фильтра.

Задаваясь значением коэффициента ξ регулирования крутизны СХ, из уравнения (3.46) определяют значение $K_p = K_3 K_y$, где для рис. 4.7:

$K_3 = \frac{q_1}{\tau_b}$, $\tau_b = R_b C_1$. Задаваясь коэффициентом σ запаса устойчивости и

зная $U_{в\ нс}$ и $U_{км\ нс}$, определяют $R_b = R_0 \sigma \frac{U_{в\ нс}}{U_{км\ нс}}$ из уравнения (3.49).

Тогда коэффициент усиления K_y усилителя У1 определяют из уравнения

$$K_{y1} = \frac{\xi C_1 V_{\phi 0} R_0 \sigma}{q_1} \frac{U_{в\ нс}}{U_{км\ нс}}. \quad (4.12)$$

Если УСФ должен работать как ФВС, то напряжение $u_{нс}$ необходимо снимать с выхода блока вычитания БВ1. Выбор начальной скорости настройки фильтра $V_{\phi 0}$ и расчет параметров фильтра в этом случае осуществляют так же, как и для случая, когда УСФ работает в режиме ФНС.

Если УСФ должен работать в режиме ПСФ, то выходное напряжение $u_{нс}$ необходимо снимать с выхода интегратора ИИ2. В этом случае выбор начальных скоростей настройки фильтра $V_{\phi 01}$ и $V_{\phi 02}$ осуществляют по уравнениям (4.1) и (4.2), соответственно. Расчет параметров фильтра Ф1

(рис. 4.5) осуществляют так же, как и для случая, когда УСФ работает в режиме ФНС, считая $V_{\phi 0} = V_{\phi 01}$. Расчет параметров фильтра Ф2, выполненного по схеме на рис. 4.7 (микросхемы DA5 ÷ DA8), производится аналогично. При известных значениях $V_{\phi 02}$ и $U_{\text{км нас2}}$ определяют $K_1 =$

$$= \frac{V_{\phi 02}}{U_{\text{км нас2}}} = \frac{q_2}{\tau_{02}}, \text{ где } q_2 = \frac{1 + \frac{R_9}{R_{10}}}{1 + \frac{R_{18}}{R_8}}, \tau_{02} = R_{15}C_2. \text{ В частном случае, когда}$$

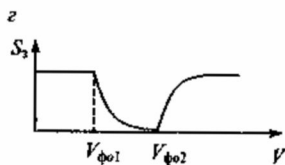
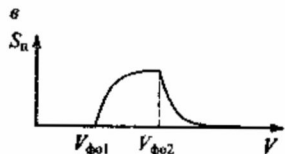
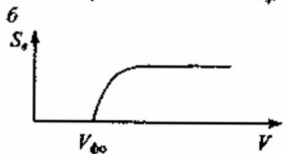
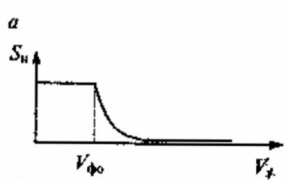


Рис. 4.8. АСХ универсального фильтра

На рис. 4.8 приведены амплитудно-скоростные характеристики УСФ, работающего в режиме ФНС (рис. 4.8, а), в режиме ФВС (рис. 4.8, б), в режиме ПСФ (рис. 4.8, в), в режиме ЗСФ (рис. 4.8, г).

$\frac{R_9}{R_{10}} = \frac{R_{18}}{R_8}, q = 1$. Определив $R_{15} = \frac{U_{\text{км нас2}}}{C_2 V_{\phi 02}}$, обеспечивают рассчитанную по уравнению (4.2) начальную скорость $V_{\phi 02}$ настройки фильтра. Задаваясь значением ξ_2 , из уравнения (3.46) определяют $K_p = K_3 K_y = \xi_2 V_{\phi 02}$,

где $K_3 = \frac{q_2}{\tau_{в2}}, \tau_{в2} = R_{13}C_2$. Задаваясь значением σ_2 , определяют $R_{13} = R_{15}\sigma_2 \frac{U_{\text{в нас2}}}{U_{\text{км нас2}}}$. Тогда, на основании уравнения (4.12),

$$K_{y2} = \frac{\xi_2 C_2}{q_2} \times V_{\phi 02} \cdot R_{15} \sigma_2 \frac{U_{\text{в нас2}}}{U_{\text{км нас2}}}.$$

Если УСФ должен работать в режиме ЗСФ, то напряжение $u_{\text{вс}}$ необходимо снимать с выхода блока суммирования БС. Выбор начальных скоростей настройки фильтра $V_{\phi 01}$ и $V_{\phi 02}$ осуществляют по уравнениям (4.7) и (4.6), соответственно. Далее расчет осуществляют аналогично вышеописанному в этом параграфе.

4.4. Интегральный ФВС

В тех случаях, когда появляется необходимость в измерении вольт-секундной площади импульса полезного сигнала, например, при измерении удельного давления при прокатке листов, целесообразно использовать ФВС с интегратором на выходе. Как ФВС, так и интегратор, могут быть выполнены в виде аналогового устройства, или в виде аналого-цифрового устройства. На рис. 4.9 приведена электрическая схема интегрального ФВС, собранного на аналоговых микросхемах. Выходной интегратор собран на микросхеме DA5 и полевым транзисторе VT1, работающем в режиме ключа. Устройство работает следующим образом. Пока скорость V изменения входного напряжения помехи $u_{\text{вх}}$ меньше начальной скорости $V_{\phi 0}$ настройки фильтра, напряжение компенсации $u_{\text{к}}$ успевает компенсировать входное напряжение. При этом практически $u_{\text{вс}} = 0$, а компаратор КМ работает в режиме автоколебаний и один раз за цикл он замыкает ключ на VT1. Ключ, периодически замыкаясь, разряжает конденсатор C_2 и таким образом поддерживает напряжение $u_{\text{вх}}$ на выходе интегратора равным нулю.

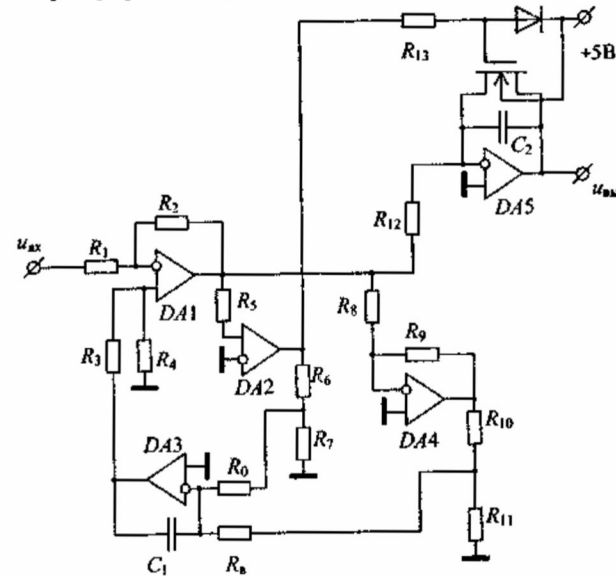


Рис. 4.9. Интегральный ФВС

При появлении импульса полезного сигнала на выходе ФВС появляется напряжение $u_{\text{вс}}$, которое переключит компаратор в такое положение, при котором ключ на VT1 разомкнется и выходной интегратор начнет интегрировать напряжение $u_{\text{вс}}$, то есть его выходное напряжение будет $u_{\text{вых}} = \int_0^t u_{\text{вс}} dt$. Максимальное выходное напряжение $u_{\text{вых макс}}$ будет пропорционально вольт-

секундной площади импульса полезного сигнала. После исчезновения импульса полезного сигнала компаратор опять начинает периодически замыкать ключ, тем самым постоянно поддерживая равенство $u_{\text{вых}} = 0$.

При необходимости запоминания результата интегрирования на время паузы между импульсами полезного сигнала на выходе интегратора можно установить аналоговое или цифровое устройство памяти.

Расчет интегрального ФВС для конкретных условий работы производится на основе рассмотренных ранее уравнений.

4.5. Фильтр среднего значения

В ряде случаев контроля и измерений параметров технологических процессов необходимо выделение сигнала по скорости изменения среднего значения входного напряжения. Такая задача, например, встречается при контроле за потоком газо-жидкостной смеси в трубе, проложенной от нефтяной скважины к групповой замерной установке ГЗУ типа «Спутник». При этом с выхода датчика на вход фильтра поступает напряжение в виде хаотически чередующихся импульсов произвольной формы, произвольной амплитуды и произвольной длительности, а также произвольной длительности пауз между импульсами. Однако среднее значение напряжения датчика отражает реальное состояние контролируемого параметра. При этом медленные изменения среднего значения напряжения датчика связаны с изменениями параметров внешней среды и других внешних воздействий. Изменения состояния контролируемого параметра выявляют по повышенной скорости изменения среднего значения напряжения. Например, прекращение потока газо-жидкостной смеси в трубе приводит к повышенной скорости уменьшения среднего значения напряжения датчика, что должно быть воспринято устройством контроля как сигнал о прекращении потока.

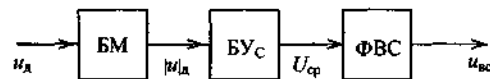


Рис. 4.10. Блок-схема аналогового устройства выделения сигнала по скорости изменения среднего значения

При сравнительно высоких скоростях изменения напряжения датчика задача выделения сигнала по скорости может быть выполнена при помощи аналоговых устройств усреднения и аналогового скоростного фильтра. На рис. 4.10 приведена блок-схема аналогового устройства выделения сигнала по скорости среднего значения напряжения датчика. Напряжение u_d датчика подано на вход блока модуля БМ, который формирует напряжение $|u_d|$, пропорциональное модулю напряжения u_d датчика. Напряжение $|u_d|$ подано на вход блока усреднения БУс, на выходе которого формируется напряжение $U_{\text{ср}}$, пропорциональное среднему значению напряжения $|u_d|$. Далее при помощи фильтра верхних скоростей ФВС осуществляется выделение полезного сигнала по скорости изменения $U_{\text{ср}}$.

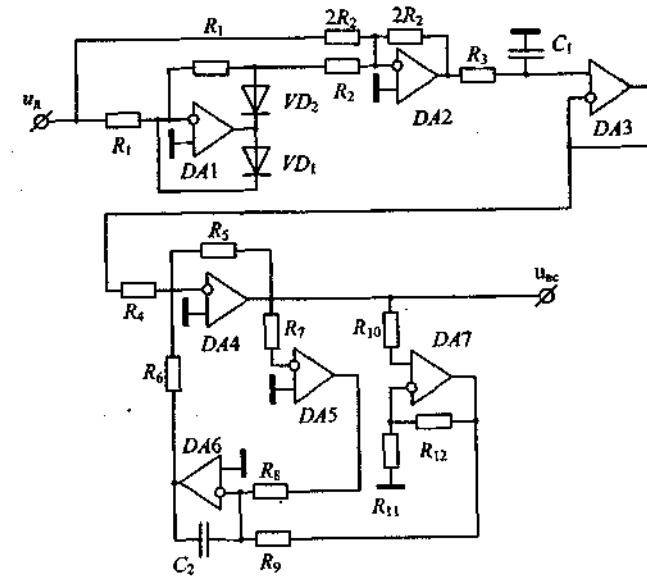


Рис. 4.11. Вариант реализации блок-схемы показанной на рис. 4.10

На рис. 4.11 приведена электрическая схема одного из вариантов реализации блок-схемы на рис. 4.10. Блок модуля БМ выполнен на микросхемах DA1, DA2. Выходное напряжение БМ $|u_d|$ подано на вход БУс, выполненного на микросхеме DA3. Фильтр верхних скоростей с регулируемой крутизной СХ собран на микросхемах DA4, DA5, DA6, DA7.

5.1. Симметричные фильтры

Ранее рассмотренные аналоговые скоростные фильтры могут работать при скоростях настройки фильтров от 10^{-2} В/с и выше. Путем использования специальных схем и элементов, то есть путем существенных усложнений аналоговых фильтров, видимо, возможно еще на порядок снизить минимальную величину скорости настройки. При этом в какой-то мере может пострадать надежность работы фильтра.

Но в реальных технологических процессах при измерении или контроле их параметров скорость изменения гладких помех может быть в десятки и сотни раз меньше указанного предела. Так, например, при контроле наличия потока жидкости в трубе на «теплых» нефтяных скважинах, когда контроль осуществляется по изменению температуры трубы, нагретой теплой жидкостью, изменения температуры окружающей среды выступают как помеха. В этом случае скорость изменения помехи имеет величину около 10^{-5} В/с, а скорость изменения полезного сигнала, то есть охлаждения трубы при прекращении потока жидкости, может составлять $5 \cdot 10^{-5} - 8 \cdot 10^{-5}$ В/с. В этих случаях применение аналоговых фильтров не имеет смысла, целесообразно применять аналого-цифровые фильтры, в которых можно получить сколь угодно малую скорость настройки фильтра.

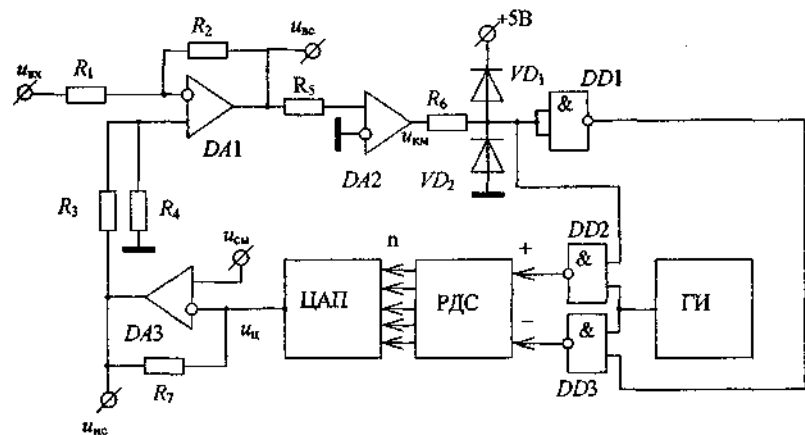


Рис. 5.1. Аналого-цифровой симметричный фильтр

На рис. 5.1 приведена схема аналого-цифрового скоростного фильтра. Это, по сути дела, схема базового скоростного фильтра, в которой вместо интегратора на аналоговой микросхеме установлен цифровой интегратор с цифро-аналоговым преобразователем. Схема содержит: блок вычитания ВВ на микросхеме DA1, компаратор КМ на микросхеме DA2, цифровой

интегратор, включающий в себя генератор импульсов ГИ, реверсивный двоичный счетчик РДС, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП с усилителем У на микросхеме DA3, логический элемент НЕ на микросхеме DD1 и два логических элемента И-НЕ на микросхемах DD2 и DD3. Здесь скорость настройки фильтра определяется выражением

$$V_{\phi} = q \cdot F \cdot \delta u, \quad (5.1)$$

где F – частота следования импульсов, получаемых от ГИ; δu – шаг квантования – напряжение на выходе усилителя У, соответствующее одному

$$\text{импульсу в РДС, } q = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}}.$$

Скоростной фильтр на рис. 5.1 работает следующим образом. При скорости изменения входного напряжения V , меньшей скорости настройки фильтра V_{ϕ} , напряжение компенсации $u_{\kappa} = V_{\phi} t$ успевает компенсировать входное напряжение и поэтому $u_{\text{вс}} = 0$, а $u_{\text{ис}} = K_{\text{н}} u_{\text{вх}}$. При этом компаратор КМ все время меняет полярность своего выходного напряжения, поочередно подавая положительные импульсы на входы логических элементов И-НЕ, через которые поочередно проходят импульсы на суммирующий вход (+) РДС и импульсы на вычитающий (-) вход РДС, накапливая в РДС число n_0 , пропорциональное напряжению компенсации u_{κ} .

При появлении полезного сигнала скорость изменения входного напряжения V становится больше скорости настройки фильтра V_{ϕ} и напряжение компенсации u_{κ} не успевает компенсировать входное напряжение $u_{\text{вх}}$. При этом на выходе ФВС появляется $|u_{\text{вс}}| > 0$, а на выходе ФНС – напряжение $u_{\text{ис}} = U_{\text{ис}} + K_{\text{н}} V_{\phi} t$. Если на втором входе усилителя напряжение $U_{\text{см}} = 0$, то фильтр обрабатывает униполярные (отрицательные) входные напряжения $-u_{\text{вх}}$, если $U_{\text{см}} = 0,5 U_{\text{ц max}}$, то фильтр может обрабатывать и биполярные входные напряжения, например, синусоидальные и др. Здесь $U_{\text{ц max}}$ – максимальное напряжение на выходе ЦАП.

Так как скоростной фильтр на рис. 5.1 является аналогом базового скоростного фильтра, то вся теория базовых скоростных фильтров, изложенная в главе 2, с учетом уравнения (5.1), относится и к фильтру на рис. 5.1.

5.2. Несимметричные фильтры

В тех случаях, когда скоростные фильтры используют в устройствах измерения параметров прерывистых процессов, в которых напряжения датчиков представляют собой однополярные импульсы с длительностью пауз иногда меньше длительности импульсов, необходимо применять несимметричные импульсы.

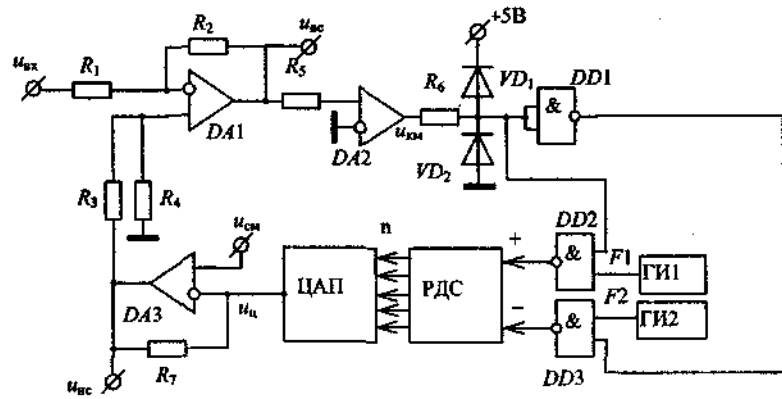


Рис. 5.2. Аналого-цифровой несимметричный фильтр

На рис. 5.2 приведена схема несимметричного аналого-цифрового скоростного фильтра, отличающегося от предыдущего фильтра на рис. 5.1 тем, что у него имеется две скорости настройки фильтра $V_{\phi 1} = q \cdot F_1 \cdot \delta u$ и $V_{\phi 2} = q \cdot F_2 \cdot \delta u$, формируемые отдельными генераторами импульсов ГИ1 и ГИ2. Анализ работы несимметричных скоростных фильтров, базирующихся на теории, изложенной в главе 2, дан в параграфе 3.1. Этот анализ справедлив и для несимметричных аналого-цифровых фильтров, с учетом уравнения (5.1).

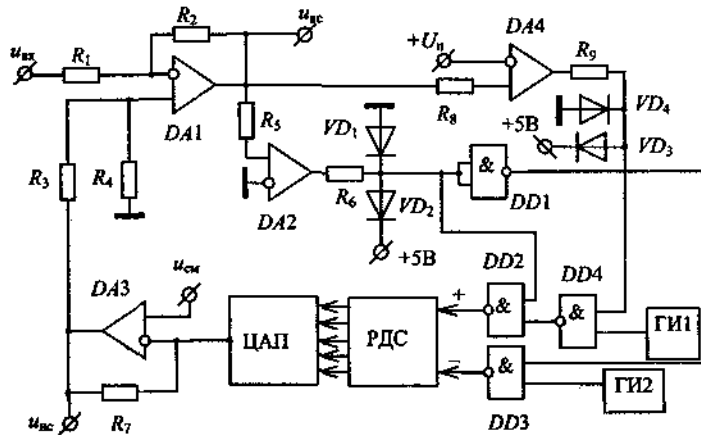


Рис. 5.3. Аналого-цифровой фильтр с несимметричной отсечкой

На рис. 5.3 приведена схема аналого-цифрового фильтра с несимметричной отсечкой. В момент появления полезного сигнала на входе фильтра при помощи логического элемента И-НЕ на микросхеме DD4 импульсы час-

тотой F_1 отключаются от входа РДС. Таким образом происходит отсечка. Фильтр на рис. 5.3 является аналогом фильтра, показанного на рис. 3.16, и поэтому анализ работы фильтров с отсечкой, данный в параграфе 3.3, справедлив и для аналого-цифрового скоростного фильтра с отсечкой на рис. 5.3.

5.3. Фильтры с регулируемой крутизной характеристики

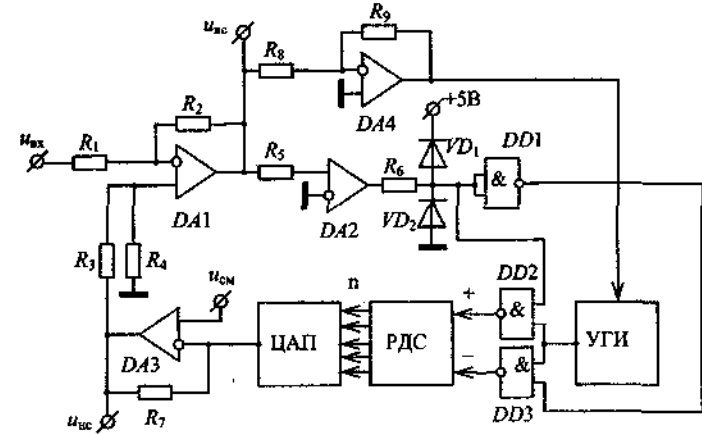


Рис. 5.4. Аналого-цифровой фильтр с регулируемой крутизной CX

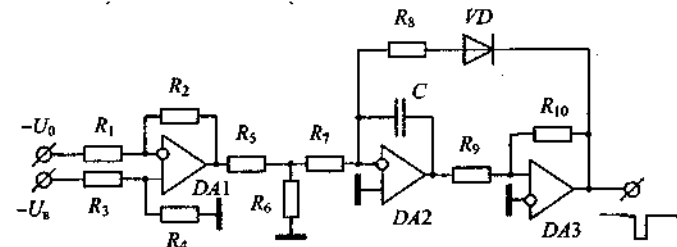


Рис. 5.5. Вариант электрической схемы УГИ

На рис. 5.4 приведена схема аналого-цифрового скоростного фильтра с регулируемой крутизной характеристики, аналогичного фильтру, описанному в разделе 3.2. Частота F управляемого генератора импульсов УГИ пропорциональна разности напряжений $F = K_f (U_0 - u_в)$. Вариант схемы такого генератора приведен на рис. 5.5. При отсутствии полезного сигнала на входе фильтра действует напряжение помехи $u_в$. Частота F_0 УГИ выбрана таким образом, чтобы удовлетворялось равенство

$$V_{\phi 0} = q \cdot F_0 \cdot \delta u = \approx V_{n \max}, \tag{5.2}$$

где $F_0 = K_f \cdot U_0$ (см. рис. 5.5).

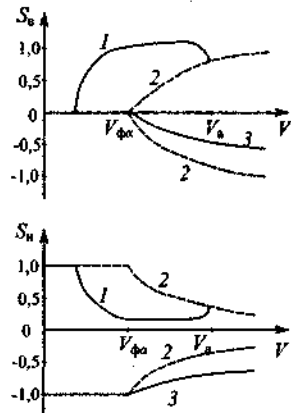


Рис. 5.6. СХ аналого-цифрового фильтра с регулируемой крутизной СХ для синусоидального сигнала: 1 – при $u_{вс} < 0$; 2 – СХ базового скоростного фильтра; 3 – при $u_{вс} > 0$.

Тогда напряжение компенсации u_k будет успевать компенсировать напряжение помехи u_n и, следовательно, $u_{вс} = 0$ и, значит, $u_n = 0$. При появлении полезного сигнала по мере возрастания напряжения $u_{вс}$ увеличивается напряжение u_k на выходе усилителя на микросхеме ДА4 и, следовательно, уменьшается частота УГИ $F = K_f(U_0 - u_n)$, а это значит, что V_ϕ уменьшается. В результате уменьшения V_ϕ во время появления полезного сигнала крутизна СХ возрастает. Анализ работы таких фильтров дан в разделе 3.2. Скоростной фильтр на рис. 5.4 с УГИ, схема которого приведена на рис. 5.5, является несимметричным скоростным фильтром с регулируемой крутизной СХ, работающим на отрицательное входное напряжение полезного сигнала. Именно при появлении отрицательного полезного сигнала уменьшается V_ϕ , увеличивая тем самым крутизну СХ. При положительном входном напряжении частота УГИ увеличивается по сравнению с F_0 и, следовательно, увеличивается V_ϕ по сравнению с $V_{\phi 0}$. В этом случае крутизна СХ уменьшается по сравнению с базовым фильтром. Скоростные характеристики такого фильтра для синусоидального сигнала приведены на рис. 5.6. Для сравнения на рис. 5.6 показаны скоростные характеристики базового фильтра (пунктиром).

5.4. Фильтры среднего значения

Как уже указывалось ранее, в практике измерений и контроля параметров технологических процессов иногда появляется необходимость выделения сигнала по скорости изменения среднего значения входного напряжения. При достаточно высоких скоростях изменения среднего значения входного напряжения (напряжения датчика) можно применять довольно простые аналоговые скоростные фильтры среднего значения, описанные в разделе 4.5.

При низких скоростях изменения среднего значения напряжения датчика аналоговый блок усреднения БУс оказывается непригодным, так как требуется большое время усреднения, которое аналоговый БУс не может обеспечить. По аналогичной причине не может быть использован и аналоговый ФВС. Поэтому при низких скоростях изменения среднего значения напряжения датчика необходимо использовать цифро-аналоговый блок усреднения и цифро-аналоговый ФВС. На рис. 5.7 приведена блок-схема устройства анало-

гово-цифровой скоростной фильтрации среднего значения напряжения. Как и в аналоговом устройстве скоростной фильтрации на рис. 4.10 и рис. 4.11, здесь блок модуля БМ преобразует u_n в напряжение $|u_d|$, пропорциональное модулю напряжения датчика. Напряжение $|u_d|$ при помощи преобразователя напряжения в частоту ПНЧ1 преобразуется в частоту F_x следования импульсов, которые поступают на суммирующий вход реверсивного счетчика РС, играющего роль инерционного элемента (роль емкости). Импульсы с выходов реверсивного счетчика РС поступают на соответствующие входы реверсивного накопительного счетчика РНС, к информационным выходам которого подключены входы цифро-аналогового преобразователя ЦАП, напряжение U_u на выходе которого пропорционально накопленному числу n в РНС. Это напряжение U_u при помощи преобразователя напряжения в частоту ПНЧ2, аналогичного ПНЧ1, преобразуется в частоту F_k следования импульсов, которые поступают на вычитающий вход РС. Получается замкнутая следящая система за средним значением напряжения $|u_d|$. Действительно, при достижении динамического равновесия, когда $F_{x\text{ ср}} = F_k$, то $U_u = U_{д\text{ ср}}$, так как $F_{x\text{ ср}} = K_n U_{д\text{ ср}}$, а $F_k = K_n U_u$. Напряжение U_u с выхода ЦАП подается на вход какого-либо варианта аналого-цифровых ФВС, описанных ранее в этой главе. Вариант электрической схемы блока модуля БМ приведен на рис. 4.11. Электрическая схема аналого-цифрового блока усреднения БУс приведена на рис. 5.8.

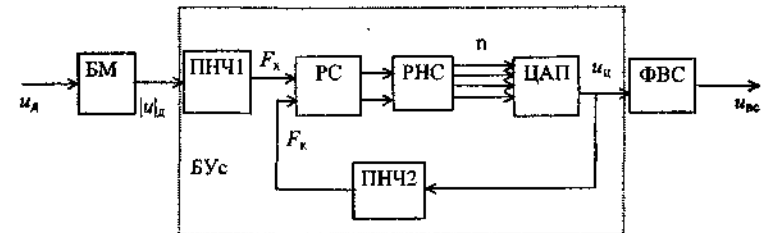


Рис. 5.7. Блок-схема устройства аналого-цифровой скоростной фильтрации среднего значения напряжения

Преобразователь напряжения в частоту ПНЧ1 собран на микросхемах ДА1, ДА2 и преобразователе уровня ДД5.1, а преобразователь ПНЧ2 собран на микросхемах ДА3, ДА4 и преобразователе уровня ДД5.2. Реверсивный счетчик РС собран на микросхемах ДД1 и ДД2. Емкость РС определяет время усреднения. При необходимости можно увеличить время усреднения путем включения в РС дополнительных микросхем.

Реверсивный накопительный счетчик РНС собран на микросхемах ДД3, ДД4 и с цифро-аналоговым преобразователем ЦАП определяет напряжение обратной связи u_u . Оно же является выходным напряжением, являющимся средним значением $U_{д\text{ ср}}$ входного напряжения.

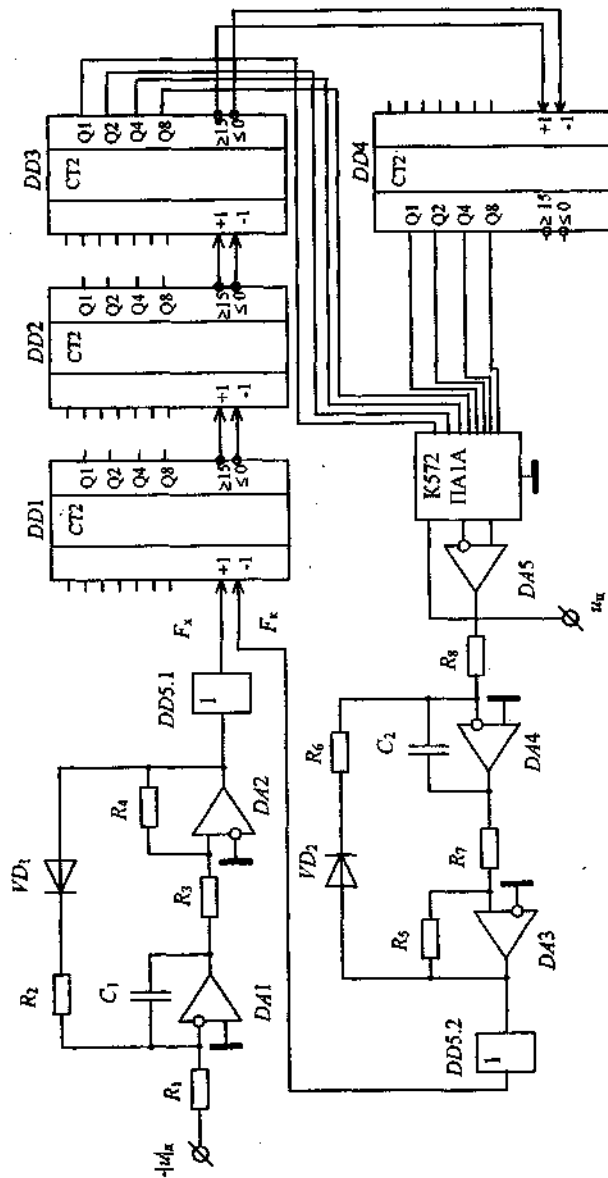


Рис. 5.8. Электрическая схема БУС

5.5. Фильтры среднего значения с динамической компенсацией

Во всех случаях, рассмотренных в разделах 4.5 и 5.4, когда на вход скоростного фильтра поступает напряжение вида, указанного на рис. 5.9, могут быть использованы фильтры с динамической компенсацией, работающие в широком диапазоне скоростей и имеющие и аналоговые и цифровые выходы. Блок-схема такого фильтра приведена на рис. 5.10. Скоростной фильтр с динамической компенсацией содержит преобразователи напряжения в частоту ПНЧ1 и ПНЧ2, предварительный реверсивный счетчик ПРС, реверсивный счетчик РС, накопительный реверсивный счетчик РНС, генератор импульсов ГИ задающей частоты $F_{зм}$, ключи К1, К2, К3, компенсационный реверсивный счетчик КРС, цифро-аналоговые преобразователи ЦАП1 и ЦАП2, триггер Т, компаратор КМ, имеющий порог срабатывания U_{cr} . В качестве ПНЧ1 и ПНЧ2 используются одинаковые преобразователи, содержащие интегрирующие усилители.

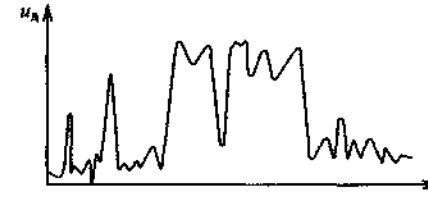


Рис. 5.9. Временная диаграмма напряжения датчика

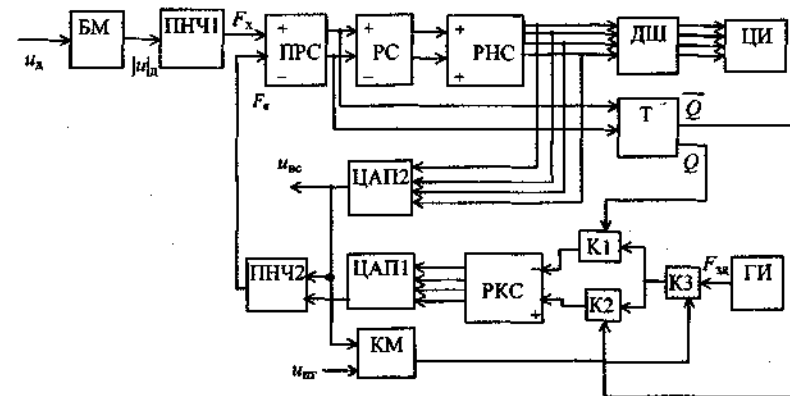


Рис. 5.10. Блок-схема скоростного фильтра среднего значения с динамической компенсацией

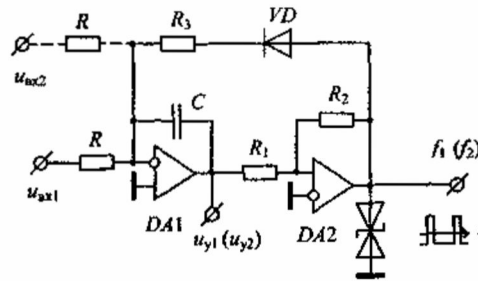


Рис. 5.11. Преобразователь напряжения в частоту

На рис. 5.11 приведена электрическая схема такого простейшего преобразователя.

В ПНЧ1 $U_{вх1} = U_d$, в ПНЧ2 $U_{вх1} = U_{нс}$, а $U_{вх2} = U_{вс}$. При идентичных параметрах схем ПНЧ1 и ПНЧ2 напряжения на выходах интегрирующих усилителей, при которых происходит скачкообразное изменение состояния триггера Шмитта на DA2, будут по модулю равны $|U_{y1}| = |U_{y2}|$.

В ПНЧ1

$$U_{y1} = \frac{1}{RC} \int_0^{T_1} U_d(t) dt, \quad (5.3)$$

а в ПНЧ2

$$U_{y2} = \frac{1}{RC} (U_{нс} + U_{вс}) \cdot T_2. \quad (5.4)$$

При равенстве $F_1 = F_2$, когда наступает динамическая компенсация, $T_1 = T_2 = T$. Тогда

$$U_{сп} = \frac{1}{T} \int_0^T U_d(t) dt = U_{нс} + U_{вс}, \quad (5.5)$$

то есть, сумма выходных напряжений ЦАП1 и ЦАП2 равна среднему значению напряжения $U_d(t)$ датчика.

Скоростной фильтр работает следующим образом. При отсутствии полезного сигнала, за который мы примем быстро изменяющееся среднее значение напряжения $U_{спс}$ датчика, входное напряжение U_d будет представлять такое напряжение, среднее значение которого изменяется медленно во времени со скоростью, меньшей скорости V_ϕ настройки фильтра. Если условно мы примем это напряжение за помеху $U_{спп}$, то скорость изменения помехи $V_{спп} < V_\phi$. Скорость настройки фильтра

$$V_\phi = K_\phi F_{зд}, \quad (5.6)$$

где K_ϕ — коэффициент преобразования ЦАП1.

При этом напряжение $U_{нс}$ успевает «следить» за всеми изменениями $U_{спп}$. Если $U_{спп}$ увеличится и станет больше $U_{нс}$, то на суммирующем выходе ПРС появятся импульсы переполнения, которые переведут триггер Т в состояние, при котором открывается ключ К2, и импульсы частотой $F_{зд}$ поступают на суммирующий вход КРС, увеличивая при этом напряжение $U_{нс}$ на выходе фильтра нижних скоростей и, следовательно, увеличивая F_2 . Если $U_{спп}$ уменьшается, то уменьшается F_1 и на вычитающем выходе ПРС появятся импульсы «заема», которые переведут триггер Т в состояние, при котором открывается ключ К1 и импульсы от ГИ поступают на вычитающий вход КРС, уменьшая таким образом $U_{нс}$, и, следовательно, уменьшая F_2 . Так как фильтр при этом работает в режиме динамической компенсации $F_{1сп} \approx F_2$, то на выходе РС импульсов нет и поэтому число n , накопленное в НРС, равно нулю, и, следовательно, напряжение на выходе фильтра верхних скоростей $U_{вс} = 0$. Поэтому компаратор КМ поддерживается в положении, обеспечивающем открытое состояние ключа К3.

При появлении полезного сигнала среднее напряжение $U_{сп}$ будет содержать две составляющих $U_{сп} = U_{спп} + U_{спс}$, из которых $U_{спп}$ скомпенсировано $U_{нс} = U_{спп}$. Скорость $V_{спп}$ изменения $U_{спп}$ оказывается больше скорости V_ϕ настройки фильтра. Следовательно, $F_1 > F_2$, и на суммирующем выходе РС появятся импульсы переполнения, которые суммируются в НРС, в результате чего появляется $U_{вс}$. В начале нарастания $U_{вс}$ выполняется неравенство $U_{вс} > U_{пт}$ и компаратор КМ переходит в положение, при котором ключ К3 размыкается и поступление импульсов от ГИ в КРС прекращается, в результате чего $U_{вс}$ запоминается. По мере увеличения $U_{вс}$ увеличивается F_2 . При динамическом равновесии $F_{1сп} \approx F_2$, $U_{вс} = U_{спс}$ и происходит дальнейшее «слежение» напряжения $U_{вс}$ за всеми изменениями $U_{спс}$.

При исчезновении полезного сигнала $U_{спс}$ выполняется неравенство $F_1 < F_2$ и из НРС будет вычитаться накопленное в нем число n . При этом уменьшается $U_{вс}$. Как только $U_{вс}$ станет меньше порогового напряжения $U_{пт}$, компаратор КМ замыкает ключ К3 и в процесс «слежения» за изменениями $U_{сп} = U_{спп}$ включается КРС и ЦАП1, как было описано ранее.

Скоростные фильтры среднего значения с динамической компенсацией могут быть использованы при контроле и измерениях газожидкостных смесей в трубе, при взвешивании шихты при помощи вагон-весов в доменных цехах и в других случаях.

6.1. Сигнализатор с непрерывной компенсацией помехи

Во многих устройствах контроля напряжения u_n датчиков представляют собой непрерывные временные функции вида, указанного на рис. 2.5. К ним можно отнести устройства контроля за наличием потока тепловой жидкости в трубе, за нагревом подшипников двигателей, за нагревом электродвигателей, за изменениями температуры в различных технологических агрегатах, а также другие устройства. В этих случаях в качестве полезного сигнала выступает повышение скорости V_c изменения напряжения u_n датчика выше скорости V_ϕ настройки фильтра. Благодаря такому выбору полезного сигнала имеется возможность выявлять тенденцию изменения контролируемого параметра и осуществлять воздействие на контролируемый процесс с определенным предварением. Это очень важно, например, при контроле за нагревом подшипника двигателя, за нагревом электродвигателей.

Блок-схема сигнализатора приведена на рис. 6.1. Источник сигнала ИС (датчик) генерирует напряжение $u_{вх}$, пропорциональное величине контролируемого параметра φ . Пока скорость V изменения $u_{вх}$ меньше скорости V_ϕ настройки фильтра верхних скоростей ФВС, напряжение $u_{вс}$ на выходе ФВС меньше напряжения $u_{пг}$ порога срабатывания блока формирования сигнала БФС и напряжение $u_{вых}$ на его выходе равно нулю. При $V > V_\phi$ напряжение $u_{вс}$ становится больше $u_{пг}$ и на выходе БФС появляется $u_{вых}$, включающее звуковой, световой или какой-либо другой сигнал.

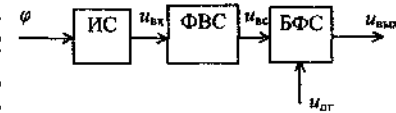


Рис. 6.1. Блок-схема сигнализатора

При достаточно быстрых изменениях $u_{вх}$ в сигнализаторе можно использовать аналоговый ФВС. Если же скорость V изменения $u_{вх}$ мала, то лучше воспользоваться аналого-цифровым ФВС. Кстати, аналого-цифровой ФВС может надежно работать и при быстрых изменениях $u_{вх}$. Поэтому применение аналого-цифровых ФВС в сигнализаторах можно считать предпочтительным. На рис. 6.2 приведена блок-схема аналого-цифрового сигнализатора прекращения потока тепловой жидкости в трубе. Сигнализатор прекращения потока содержит источник сигнала ИС, скоростной фильтр, включающий блок вычитания БВ, компаратор КМ, реверсивный двоичный счетчик РДС с цифро-аналоговым преобразователем ЦАП, ключи К1 и К2, инвертор ИНВ, управляемый генератор импульсов УГИ, блок управления скоростью компенсации БУ, блок задержки БЗ и блок формирования сигнала БФС.

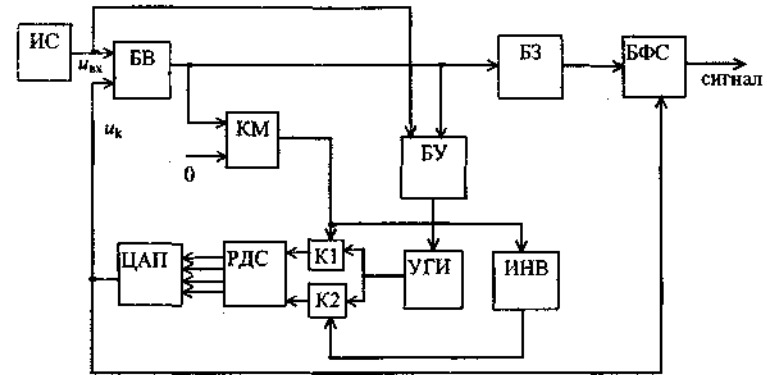


Рис. 6.2. Блок-схема сигнализатора с непрерывной компенсацией помехи

При наличии потока тепловой жидкости в трубе изменение напряжения $u_{вх}$ соответствует изменению помехи u_n от медленных изменений температуры окружающей среды. Напряжение $u_{вх}$ и напряжение компенсации u_k вычитаются и усиливаются в блоке вычитания БВ, на выходе которого, согласно уравнению (2.2),

$$u_{вс} = K(u_{вх} - u_k).$$

Напряжение $u_{вс}$ воздействует на компаратор КМ, который устанавливает направление компенсации, то есть устанавливает операцию сложения или вычитания импульсов реверсивным двоичным счетчиком РДС путем открывания ключа К1 или К2. При этом скорость компенсации, то есть частота поступления импульсов от управляемого генератора импульсов УГИ на вход РДС устанавливается блоком управления БУ в зависимости от входного напряжения $u_{вх}$ и полярности, и величины напряжения $u_{вс}$. При уменьшении $u_{вх}$ скорость компенсации несколько увеличивается, чтобы скомпенсировать увеличивающуюся при этом помеху. Наоборот, при увеличении $u_{вх}$ скорость компенсации несколько снижается. При этом, если $u_{вс}$ положительно (то есть, когда после появления потока труба нагревается), то скорость компенсации увеличивается с целью ускорения выхода сигнализатора на установившийся режим работы при нормальном потоке. Если же $u_{вс}$ отрицательно (труба остывает после прекращения потока), то скорость компенсации уменьшается (вплоть до нуля) с целью повышения надежности и повышения быстродействия сигнализатора.

Так как сигнализатор успевает компенсировать напряжение помехи при нормальном режиме, то $u_{вс}$ не превышает порога $U_{пг}$ срабатывания блока задержки БЗ и на выходе блока формирования сигнала БФС будет сигнал «наличие потока».

При прекращении потока жидкости в трубе скорость остывания трубы оказывается больше скорости изменения температуры окружающей среды. При этом скорость уменьшения $u_{вх}$ оказывается больше скорости V_{ϕ} компенсации помехи и на выходе ФВС начинает увеличиваться по величине отрицательное напряжение $u_{вс}$, в результате чего скорость компенсации, то есть частота следования импульсов на выходе УГИ уменьшается, что вызывает дальнейший рост величины $u_{вс}$. Когда значение $u_{вс}$ достигнет порога срабатывания БЗ, последний срабатывает и по истечении определенного времени задержки, необходимого для повышения надежности работы сигнализатора, включает БФС, который формирует сигнал прекращения потока. Для того, чтобы при длительном отсутствии потока в трубе сигнализатор случайно не возбудился, то есть, не перешел в состояние наличия потока, выход ЦАП соединен со вторым входом БФС. При длительном отсутствии потока $u_{к} \approx 0$ и поэтому на выходе БФС все время будет поддерживаться сигнал отсутствия потока.

Этот сигнализатор может быть использован во всех случаях, когда напряжение источника сигнала $u_{вх}$ будет иметь вид, показанный на рис. 2.5.

6.2. Сигнализатор с периодической компенсацией помехи

В этом сигнализаторе [1, 2] компенсация осуществляется через определенное заданное время t_k , которое выбирают из условия, что за это время при нормальном потоке жидкости в трубе изменения напряжения $u_{вх}$ под воздействием изменения температуры окружающей среды не вызовут срабатывания сигнализатора. С другой стороны, при прекращении потока жидкости в трубе за время t_k должно появиться на выходе напряжение, достаточное для срабатывания сигнализатора в положении отсутствия потока.

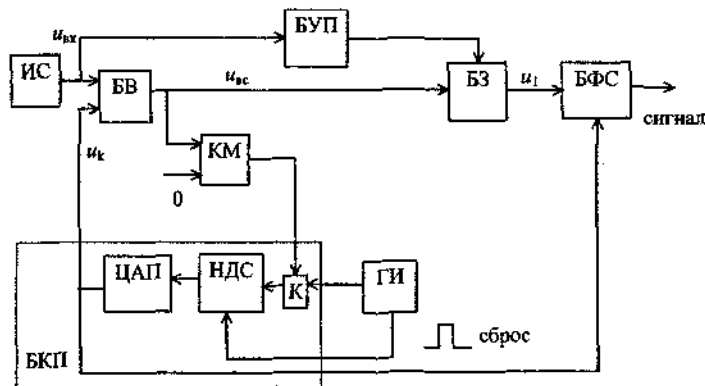


Рис. 6.3. Блок-схема сигнализатора с периодической компенсацией помехи

Блок-схема сигнализатора с периодической компенсацией помехи приведена на рис. 6.3. Сигнализатор содержит источник сигнала ИС, блок вычитания БВ, компаратор КМ, ключ К, нереверсивный двоичный счетчик НДС, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП, блок задержки БЗ, блок формирования сигнала БФС, блок управления порогом срабатывания БУП, генератор импульсов ГИ (один на целую группу сигнализаторов). Напряжение порога срабатывания $u_{пр}$ должно устанавливаться таким, чтобы за время t_k между импульсами сброса величина напряжения $u_{вс}$, изменяющаяся под воздействием окружающей среды, не должна превышать порога $u_{пр}$.

Сигнализатор работает следующим образом. При поступлении на второй вход НДС импульса сброса от ГИ накопленное ранее число в НДС сбрасывается и $u_{к}$ становится равным нулю. Следовательно, на второй вход БВ поступает $u_{к} = 0$. Тогда на выходе БВ напряжение $u_{вс} = K(u_{вх} - u_{к})$ будет положительным и компаратор КМ открывает ключ К, в результате чего на первый вход НДС поступают накопительные импульсы. На выходе ЦАП формируется $u_{к}$, пропорциональное накопленному числу n . Происходит быстрая компенсация входного напряжения. В момент выполнения условия $u_{вх} \leq u_{к}$, то есть при $u_{вс} \leq 0$, компаратор КМ закрывает ключ К и прекращает подачу импульсов на вход НДС. Компенсация $u_{вх}$ окончена. Если за время t_k не произойдет прекращения потока жидкости, то БЗ и БФС не срабатывают и сигнал на его выходе будет показывать наличие потока. Через время t_k поступает на НДС новый импульс сброса и процесс компенсации повторяется. Работа сигнализатора иллюстрируется временными графиками на рис. 6.4.

При прекращении потока жидкости в трубе во время $t_{пр}$ (см. рис. 6.4) температура трубы уменьшается (труба остывает) и сигнал $u_{вх}$ также уменьшается. При этом $u_{вс} = K(u_{вх} - u_{к}) > 0$ и в момент достижения условия $u_{вс} \geq u_{пр}$ срабатывает БЗ, в результате чего БФС формирует сигнал о прекращении потока. Для автоматической коррекции порога срабатывания в зависимости от величины $u_{вх}$, к постоянной величине порога срабатывания $U_{пр}$ добавляется переменная часть порога срабатывания $\Delta u_{пр}$, зависящая от величины $u_{вх}$. В результате этого

$$u_{пр} = U_{пр} + \Delta u_{пр} = U_{пр} + \xi' u_{вх}, \quad (6.1)$$

где: ξ' – коэффициент пропорциональности, определяемый настройкой БУП.

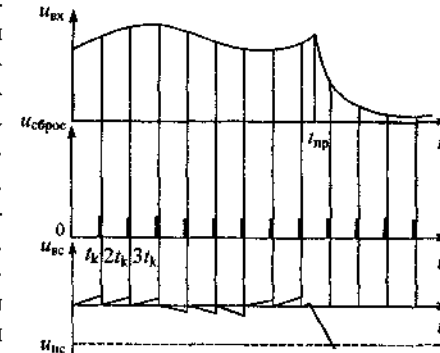


Рис. 6.4. Временные диаграммы работы сигнализатора

При дальнейшем остывании трубы u_x становится отрицательным и БФС будет продолжать формировать сигнал о прекращении потока и после сброса НДС через $t = t_x$. Такой режим работы достигается путем соответствующей настройки ИС (моста датчика, например).

Анализируя сигнализаторы с непрерывной и периодической компенсацией помехи, можно высказать следующие соображения:

1. С точки зрения чувствительности и надежности работы оба сигнализатора приблизительно одинаковы при условии правильной их первоначальной настройки.

2. Быстродействие при работе на одной и той же скважине будет больше у сигнализатора с периодической компенсацией, так как в нем отсутствует дополнительная компенсация полезного сигнала во время прекращения потока.

3. Сигнализатор с периодической компенсацией помехи более прост в аппаратном исполнении, так как в нем требуется один неуправляемый генератор импульсов на целую группу сигнализаторов, в то время как в сигнализаторах с непрерывной компенсацией помехи требуется управляемый генератор импульсов для каждого сигнализатора в отдельности. Следовательно, и стоимость группы сигнализаторов с периодической компенсацией будет меньше.

6.3. Интегральный сигнализатор

В ряде случаев при контроле технологических процессов напряжение датчика представляет собой хаотически чередующиеся импульсы произвольной формы, произвольной амплитуды, произвольной длительности импульсов и пауз между ними, показанное на рис. 5.9. В таких случаях целесообразно использовать интегральный сигнализатор, который осуществляет контроль по изменению среднего значения напряжения датчика. В таком сигнализаторе используется скоростной фильтр среднего значения. Для примера рассмотрим интегральный сигнализатор потока газожидкостной смеси в трубе на нефтепромыслах, работающий в комплексе с термодатчиком с подогревом, установленном в трубе перед коллектором.

На рис. 6.5 приведена блок-схема интегрального сигнализатора. Сигнализатор содержит: подогреваемый термодатчик Д, блок вычитания БВ, преобразователь напряжения в частоту ПНЧ, реверсивный накопительный счетчик РНС, реверсивный компенсационный счетчик РКС, цифроаналоговый преобразователь ЦАП, задающий генератор ЗГ, формирователь сигнала ФС, логический элемент «И», инвертор «НЕ».

Сигнализатор работает следующим образом. При наличии потока жидкости в трубе термодатчик интенсивно охлаждается. Термистор, находящийся внутри датчика, имеет повышенное сопротивление и, следовательно, на выходе датчика будет повышенное напряжение u_x . Появление

газовой пробки снижает интенсивность охлаждения, датчик нагревается, сопротивление термистора уменьшается, в результате чего напряжение уменьшается. После окончания газовой пробки напряжение u_x вновь увеличивается. Таким образом, при нормально работающей скважине и при наличии газожидкостной смеси в трубопроводе напряжение датчика u_x не остается постоянным, а все время изменяется в широких пределах. Это напряжение u_x поступает на первый вход блока вычитания БВ, где сравнивается с напряжением u_x компенсации, поданным на второй вход БВ. Выходное напряжение БВ $\Delta u = K_1(u_x - u_x)$ подано на вход ПНЧ, на выходе которого формируются короткие импульсы частотой $F_x = K_2 \Delta u$, где K_1 и K_2 – коэффициенты преобразования.

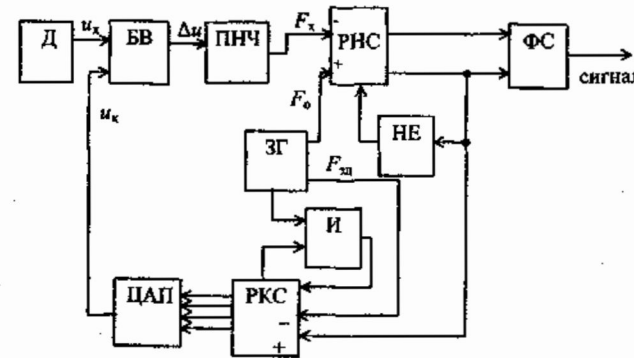


Рис. 6.5. Блок-схема интегрального сигнализатора

Импульсы частотой F_x поступают на вычитающий вход РНС. Одновременно на суммирующий вход РНС поступают с выхода ЗГ короткие импульсы с опорной частотой $F_0 = K_2 U_0$. Здесь U_0 – некоторое постоянное напряжение, определяющее среднее значение напряжения за время усреднения $t_0 = \frac{N}{F_0}$, где N – емкость РНС,

$$U_0 = \frac{F_0}{N} \int_0^{\frac{N}{F_0}} (u_x - u_x) dt. \quad (6.2)$$

В РНС таким образом одновременно осуществляется суммирование импульсов частотой F_0 и вычитание импульсов частотой F_x . Когда $F_x > F_0$, то содержимое РНС уменьшается, когда $F_x < F_0$, то содержимое РНС увеличивается. При $F_{x \text{ ср}} = F_0$ в РНС наступает динамическое равновесие (динамическая компенсация), где $F_{x \text{ ср}} = K_2 \Delta U_{\text{ср}}$. Если в процессе нормального функционирования скважины появится увеличение среднего

значения напряжения датчика $U_{x\text{ ср}}$, то появится неравенство $F_{x\text{ ср}} > F_0$. После полного вычитания содержимого РНС импульс «заема» с выхода « ≤ 0 » РНС поступает на суммирующий вход РКС, в результате чего напряжение u_k увеличивается на величину δU_k – «цену» одного импульса РКС. При этом частота уменьшится на величину $\delta F_x = K_2 \delta U_k$ и наступит новое состояние динамического равновесия $F_{x\text{ ср}} \approx F_0$. Сигнализатор продолжает показывать нормальный режим работы скважины.

Если под воздействием изменения внешних условий напряжение $U_{x\text{ ср}}$ начнет медленно уменьшаться, то нарушится динамическое равновесие $F_{x\text{ ср}} < F_0$ и в РНС будут накапливаться импульсы. Однако при медленном уменьшении $U_{x\text{ ср}}$ содержимое РНС

$$n = \int_0^{t_n} (F_0 - F_{x\text{ ср}}) dt < N, \quad (6.3)$$

где $t_n = \frac{1}{F_{зд}}$ – время паузы между задающими импульсами, $F_{зд}$ – задающая частота, с которой задающие импульсы с выхода ЗГ поступают на вычитающий вход РКС.

Поэтому импульсы частотой $F_{зд}$, определяющей скорость V_Φ настройки фильтра, уменьшая u_k на величину δU_k после каждого импульса, успевают компенсировать снижение $U_{x\text{ ср}}$ и на выходе РНС импульс переполнения появиться не может. Сигнализатор продолжает показывать нормальный режим работы скважины. При продолжительном прекращении потока жидкости в трубе напряжение $U_{x\text{ ср}}$ уменьшается со скоростью $V_{ср}$, больше допустимой, то есть при неравенстве

$$\frac{F_{x\text{ ср}}}{N} > F_{зд} \quad (6.4)$$

РНС переполняется за время t_c срабатывания сигнализатора

$$t_c = \frac{N - n}{F_0 - F_{x\text{ ср}}}, \quad (6.5)$$

где n – содержимое РНС перед прекращением потока жидкости в трубе.

Импульсом переполнения с выхода « ≥ 15 » РНС формирователь ФС переводится в другое устойчивое состояние, в котором он формирует сигнал о прекращении потока жидкости в трубе.

После продолжительной остановки, например, после ремонта, при запуске скважины появляется поток газожидкостной смеси в трубе. Терми-

стор охлаждается, его сопротивление возрастает, в результате чего возрастает u_k и появляется $F_x > F_0$. Происходит вычитание накопленного числа в РНС. Первым же импульсом «заема» ФС переводится в возбужденное состояние. Формирователь ФС формирует сигнал о наличии потока в трубе. Одновременно импульсы «заема» поступают на суммирующий вход РКС, увеличивая u_k до тех пор, пока не наступит динамическое равновесие $F_{x\text{ ср}} = F_0$. Таким образом, сигнализатор выходит на рабочий режим после длительного простоя скважины. В сигнализаторе установлены местные обратные связи. Одна, связывающая через элемент НЕ выход РНС со входом сброса РНС, установлена для уменьшения времени выхода на динамическое равновесие при возрастании $U_{x\text{ ср}}$. Вторая, связывающая через элемент И вход сброса РКС с выходом РКС, предназначена для поддержания $u_k = 0$ при длительной остановке скважины.

На рис. 6.6 приведена электрическая схема интегрального сигнализатора. Термистор R_2 датчика с подогревом включен в схему делителя напряжения с резистором R_1 . Преобразователь напряжения в частоту (ПНЧ) собран на микросхемах $DA1$, $DA2$, $DD1.1$ и $DD2$. Одновременно микросхема $DA1$ вместе с резисторами R_3 и R_8 выполняет функции блока вычитания (БВ). На выходе микросхемы $DA2$ получают короткие положительные импульсы, частота которых пропорциональна разности напряжений $\Delta u = u_x - u_k$. Отрицательные импульсы большой длительности срезают при помощи цепочки $R_7 - VD2$. Короткие положительные импульсы после инвертирования инвертором $DD1$ поступают на вход микросхемы $DD2$, на выходе которой снимают короткие отрицательные импульсы частотой, уменьшенной в 16 раз. Эта частота F_x поступает на вход -1 РНС, собранного на микросхемах $DD3$, $DD4$. На вход $+1$ микросхемы $DD3$ поступают от ЗГ короткие отрицательные импульсы с опорной частотой F_0 . С выхода « ≥ 15 » $DD4$ снимают короткие отрицательные импульсы переполнения при $F_0 > F_x$, а с выхода « ≤ 0 » $DD4$ снимают короткие отрицательные импульсы «заема» при $F_x > F_0$. Первая местная обратная связь осуществлена при помощи инвертора на микросхеме $DD1.2$.

Реверсивный компенсационный счетчик (РКС) собран на микросхеме $DD5$, а цифро-аналоговый преобразователь – на резисторах $R_{10} \div R_{14}$. Вторая местная обратная связь осуществлена при помощи логического элемента «И-НЕ» на микросхеме $DD1.3$.

Формирователь сигнала (ФС) собран на триггере типа RS (микросхеме $DD7$) и инверторах на микросхемах $DD6.1$ и $DD6.2$, которые выполняют роль усилителей мощности (микросхемы типа 155JA8). Для сигнализации на месте установлен светодиод $VD3$. Для подачи сигнала на диспетчерский пункт выход микросхемы $DD6.1$ подключают к устройству телемеханики ТМ.

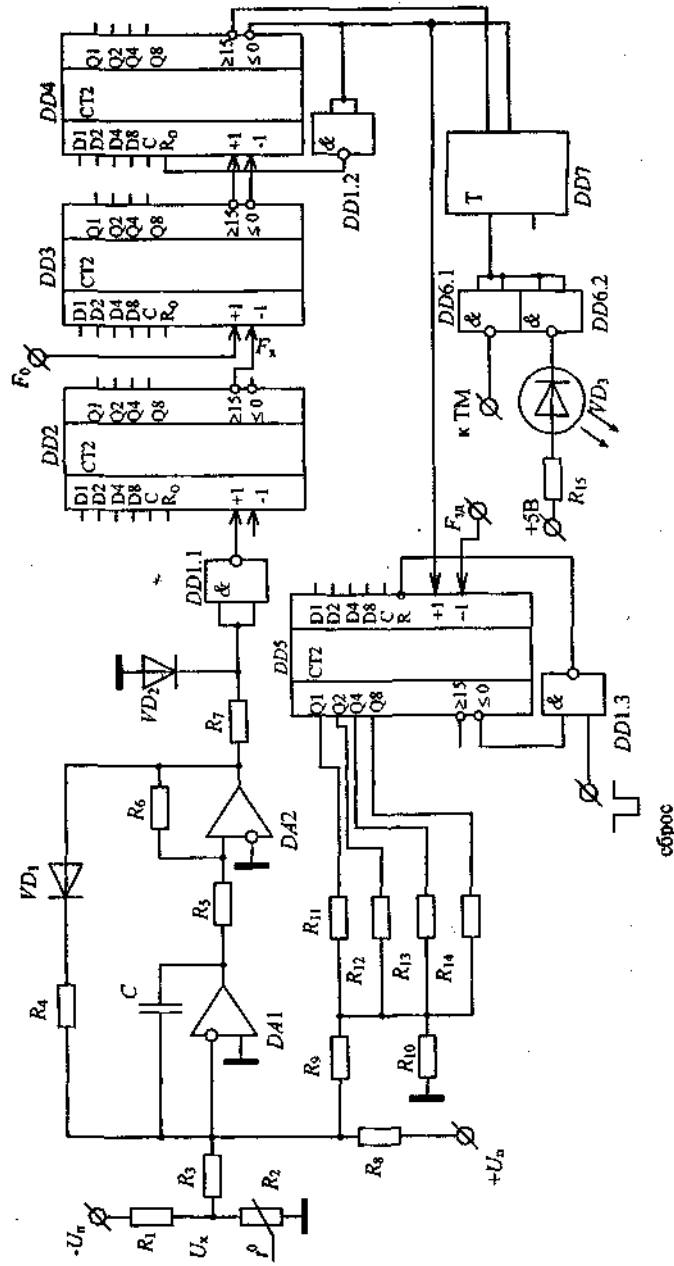


Рис. 6.6. Электрическая схема интегрального сигнализатора

В интегральный сигнализатор потока жидкости в трубе входит специальный задающий генератор импульсов. В тех случаях, когда несколько сигнализаторов устанавливаются в одном месте, например, на групповой замерной установке ГЗУ типа «Спутник», для них достаточно установить один задающий генератор, который будет управлять ритмом работы всех сигнализаторов. Генератор формирует импульсы опорной частоты F_0 , на которой происходит динамическая компенсация средних значений напряжений датчиков в сигнализаторах; импульсы задающей частоты $F_{за}$ определяют скорость компенсации медленных изменений средних значений напряжений датчиков, вызванных изменениями температуры окружающей среды; импульсы сброса во время подачи напряжения питания в устройство сигнализации при включении его в работу [3].

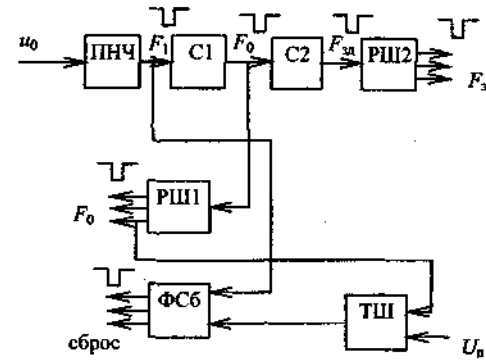


Рис. 6.7. Блок-схема задающего генератора

Блок-схема задающего генератора приведена на рис. 6.7. Генератор содержит преобразователь напряжения в частоту ПНЧ, который преобразует входное напряжение U_0 постоянное по величине, в короткие отрицательные импульсы частотой F_1 , большей опорной частоты F_0 . Счетчик C_1 производит пересчет поступающих на его вход импульсов частотой F_1 с выхода ПНЧ, уменьшая частоту в n_1 раз. На выходе C_1 снимают короткие отрицательные импульсы частотой $F_0 = \frac{F_1}{n_1}$. Импульсы опорной частоты F_0 поступают на

вход счетчика C_2 и на вход расширителя ПШ1, который предназначен для увеличения нагрузочной способности генератора. Расширитель имеет несколько одинаковых выходов коротких отрицательных импульсов опорной частоты F_0 . К каждому выходу подключается группа из 4-5 сигнализаторов.

Счетчик C_2 производит пересчет поступающих на его вход импульсов частотой F_0 , уменьшая частоту в n_2 раз. На выходе C_2 снимают короткие отрицательные импульсы частотой $F_{за} = \frac{F_0}{n_2}$, которые поступают на вход расширителя ПШ2, имеющего несколько выходов. К каждому выходу подключается группа из 4-5 сигнализаторов.

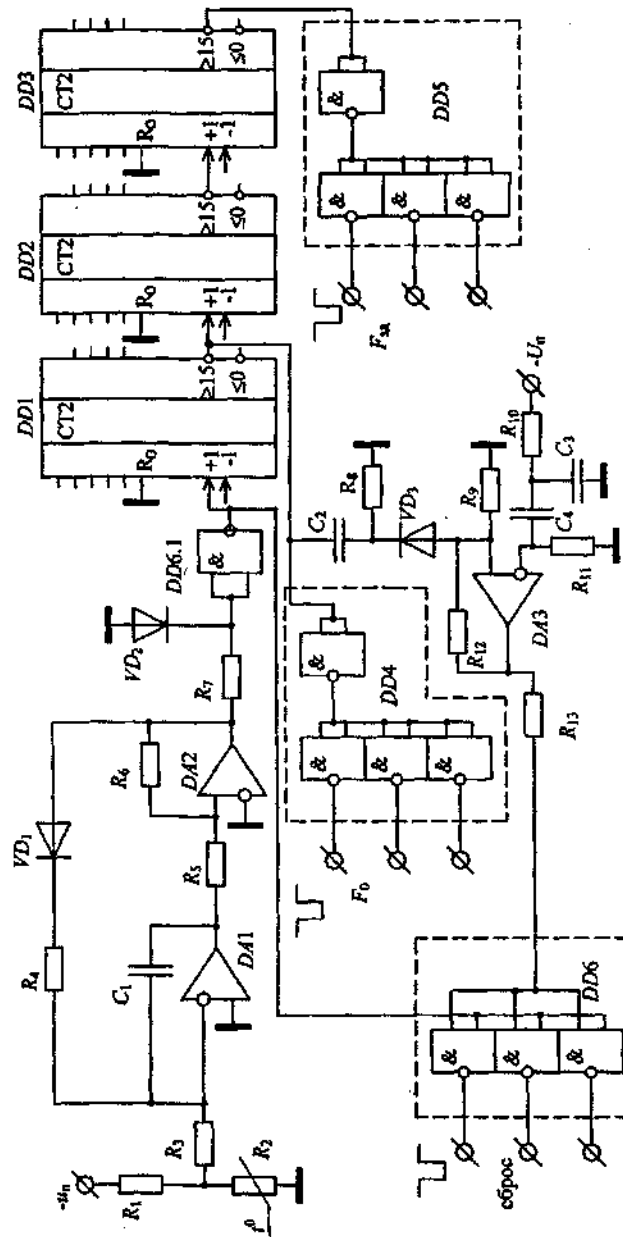


Рис. 6.8. Электрическая схема задающего генератора

Для сброса в нулевое состояние реверсивных компенсационных счетчиков РКС в сигнализаторах генератором формируются импульсы сброса в момент включения устройства сигнализации. С этой целью в генераторе установлены триггер Шмитта ТШ и формирователь импульсов сброса ФСБ, имеющий также несколько выходов, к каждому из которых подключается группа из 4–5 сигнализаторов. В момент подачи питания в задающий генератор триггер Шмитта ТШ переводится в возбужденное состояние. При этом ТШ разрешает пропуск через ФСБ коротких отрицательных импульсов частотой F_1 . Серия из n_1 импульсов частотой F_1 поступает на входы сброса РКС сигнализаторов и РКС переводятся в нулевое состояние. Первым импульсом с выхода РШ1 триггер Шмитта ТШ возвращается в невозбужденное состояние, прекращая тем самым проход импульсов частотой F_1 через ФСБ.

На рис. 6.8 приведена электрическая схема задающего генератора. Преобразователь напряжения в частоту ПНЧ собран на микросхемах DA1, DA2 и DD6.1. Частота следования импульсов F_1 зависит от параметров элементов схемы и определяется из уравнения

$$F_1 = \frac{U_0}{R_3 C_1} \cdot \frac{R_6}{R_5 (U_{\text{нас}+}^* + |U_{\text{нас}-}^*|)}, \quad (6.6)$$

где $U_{\text{нас}+}^*$ – положительное выходное напряжение насыщения компаратора на микросхеме DA2; $U_{\text{нас}-}^*$ – отрицательное выходное напряжение насыщения компаратора на микросхеме DA2.

Схема имеет ограничение по соотношению сопротивлений резисторов R_5 и R_6 . Схема ПНЧ работоспособна при условии, что максимальная величина тока через резистор R_5 должна быть больше величины тока через резистор R_6 . В противном случае компаратор на микросхеме DA2 не сможет перейти в другое состояние (не изменит полярность выходного напряжения) и работа ПНЧ нарушится. Учитывая, что максимальные токи через резисторы $I_5 = \frac{U_{\text{нас}+}^*}{R_5}$ и $I_6 = \frac{U_{\text{нас}-}^*}{R_6}$, условие работоспособности ПНЧ выразится в виде двух неравенств

$$\frac{R_6}{R_5} > \left| \frac{U_{\text{нас}+}^*}{U_{\text{нас}-}^*} \right| \quad \text{и} \quad \frac{R_6}{R_5} > \left| \frac{U_{\text{нас}-}^*}{U_{\text{нас}+}^*} \right|, \quad (6.7)$$

где $U_{\text{нас}+}^*$ и $U_{\text{нас}-}^*$ – выходные напряжения насыщения микросхемы DA1.

При помощи делителя напряжения на резисторах R_1 и R_2 устанавливается требуемое напряжение U_0 . Инвертор на микросхеме DD6.1 улучшает фронты импульсов, что повышает надежность работы счетчика C_1 , собранного на реверсивном двоичном счетчике (микросхема DD1). Счетчик

C_2 собран на двух микросхемах $DD2$ и $DD3$, также представляющих собой реверсивные двоичные счетчики. Расширители $P311$ и $P312$ собраны на микросхемах $DD4$ и $DD5$, соответственно. Триггер Шмитта $T31$ собран на микросхеме $DA3$, а формирователь сброса $ФСб$ – на микросхеме $DD6$.

Опытные экземпляры интегрального сигнализатора и блок генератора к ним были исследованы как на лабораторных стендах, так и в производственных условиях в течение двух лет. На рисунках 6.9, 6.10, 6.11, 6.12, 6.13 приведены временные диаграммы входных и выходных напряжений сигнализаторов, работавших на разных скважинах.

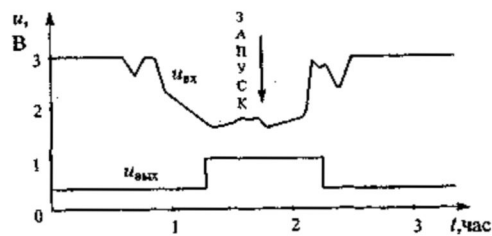


Рис. 6.9. Временные диаграммы напряжений сигнализатора на скв. № 19

Временные диаграммы получены при остановке и запуске насосов скважин. Двухлетние испытания показали, что интегральный сигнализатор надежно работает в производственных условиях при надежном формировании входных напряжений любыми датчиками.

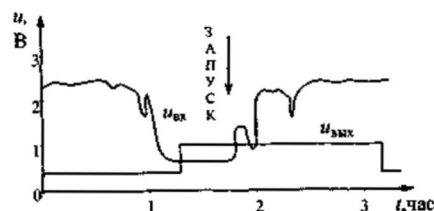


Рис. 6.10. Временные диаграммы напряжений сигнализатора на скв. № 19

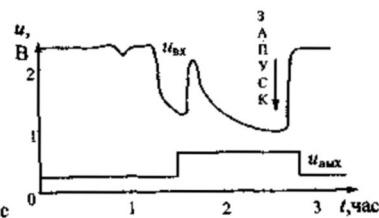


Рис. 6.12. Временные диаграммы напряжений сигнализатора на скв. № 408

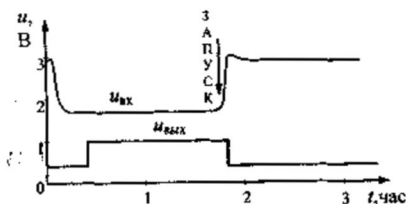


Рис. 6.11. Временные диаграммы напряжений сигнализатора на скв. № 48

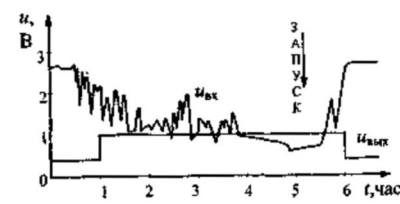


Рис. 6.13. Временные диаграммы напряжений сигнализатора на скв. № 407

6.4. Трехпозиционный интегральный сигнализатор потока

Интегральный сигнализатор потока жидкости в трубе [4] имеет две позиции выходного сигнала – есть поток в трубе и нет потока в трубе. А если же произошло уменьшение производительности потока, – тонн жидкости в единицу времени, – то такой двухпозиционный сигнализатор на это не реагирует. Уменьшение производительности потока может быть по разным причинам. Это и уменьшение производительности самой скважины, и снижение производительности насоса, и повреждение трубопровода, – выкидной линии, – когда часть жидкости вытекает в окружающее пространство, и отложение парафина на стенках трубы в устье скважины и т.д. В настоящее время снижение производительности потока контролируется при помощи ГЗУ «Спутник», измеряя дебит скважины не чаще одного раза в неделю. Поэтому в результате несвоевременного обнаружения уменьшения производительности потока снижается добыча нефти, а при повреждении трубопровода происходит еще и загрязнение окружающей среды.

Трехпозиционный сигнализатор контролирует не только прекращение потока жидкости в трубе, но и уменьшение производительности потока на некоторую заданную величину, например, на 30–40% от первоначального значения. При этом, естественно, высокая точность не гарантируется.

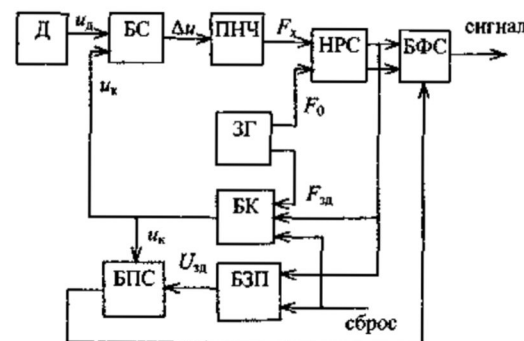


Рис. 6.14. Блок-схема трехпозиционного сигнализатора

На рис. 6.14 приведена блок-схема трехпозиционного интегрального сигнализатора потока газожидкостной смеси в трубе. Он содержит: датчик D , блок сравнения $БС$, преобразователь напряжения в частоту $ПНЧ$, накопительный реверсивный счетчик $НРС$, задающий генератор $ЗГ$, блок компенсации $БК$, блок формирования сигнала $БФС$, блок задания производительности $БЗП$ и блок прерывания сигнала $БПС$. Блок сравнения $БС$ осуществляет сравнение напряжения $u_д$ датчика и напряжения $u_к$ компенсации с выхода $БК$. Преобразователь напряжения в частоту $ПНЧ$ формирует импульсы, частота следования которых пропорциональна положительной разности напряжений $u_д - u_к$. В случае $u_д \leq u_к$ импульсы на выходе $ПНЧ$ отсутствуют.

Трехпозиционный интегральный сигнализатор работает следующим образом. При нормально работающем трубопроводе с протекающей в нем газожидкостной смесью с выхода датчика Д на вход блока сравнения БС поступает напряжение u_d , которое достигает своего максимального значения при наличии максимального потока жидкости, а минимального значения – при прекращении потока жидкости (в том числе и при газовых пробках). Таким образом, при правильно работающем трубопроводе с газожидкостной смесью напряжение u_d не остается постоянной величиной, а все время изменяется в широких пределах. При этом с уменьшением производительности, то есть с уменьшением количества жидкости в единицу времени, количество газовых пробок или продолжительность их увеличивается, в результате чего уменьшается среднее значение напряжения $u_{d\text{ ср}}$ датчика.

Напряжение u_d сравнивается в блоке сравнения БС с напряжением u_k компенсации, поступающим с выхода блока компенсации БК на второй вход БС, на выходе которого будет напряжение разности $\Delta u = u_d - u_k$. Это напряжение Δu поступает на вход преобразователя напряжения в частоту ПНЧ, на выходе которого формируются импульсы частотой $F_x = K_1 \Delta u$, где K_1 – постоянный коэффициент преобразования. Импульсы частотой F_x поступают на вычитающий вход НРС, на суммирующий вход которого поданы импульсы опорной частоты F_0 с первого выхода ЗГ. Частота F_0 является постоянной величиной и определяет время усреднения напряжения u_d . В НРС за время t_0 накапливается число импульсов

$$n = \int_0^{t_0} (F_0 - F_x) dt \approx (F_0 - F_{x\text{ ср}}) \cdot t_0, \quad (6.8)$$

где $t_0 = \frac{N}{F_0}$, N – емкость НРС, $F_{x\text{ ср}} = K_1 \Delta U_{d\text{ ср}}$ – средняя частота F_x за время t_0 .

Итак, пусть после продолжительной остановки скважину запускают и поток в трубе возобновляется. В исходном состоянии – перед возобновлением потока – блоки сигнализатора находятся в следующих состояниях: напряжение u_d мало (близко к нулю), блок задания производительности БЗП и блок компенсации БК находятся в нулевом состоянии, при котором $u_k = 0$ и $u_{зд} = 0$; блок прерывания сигнала БПС отключен и на выходе БФС имеется непрерывный сигнал о прекращении потока. При этом $F_x = 0$ и в НРС происходит суммирование импульсов частотой F_0 . При появлении потока появляется u_d , в результате чего на выходе ПНЧ появляются импульсы частотой $F_x > F_0$ и в НРС начинается вычитание импульсов с частотой $F_x - F_0$. Импульсами «заема» с первого выхода НРС блок формирования сигнала БФС переводится в состояние наличия нор-

мального потока. Одновременно импульсы «заема» накапливаются в блоках БК и БЗП, формируя пропорциональные накопленному числу n_k напряжения $u_k = \gamma_1 n_k$ и $u_{зд} = \gamma_2 n_k$, где γ_1 и γ_2 – коэффициенты пропорциональности, причем $\gamma_1 > \gamma_2$. Выбором соотношения γ_1 и γ_2 устанавливается задание сигнализатору на срабатывание при уменьшении производительности потока.

По мере увеличения u_k частота $F_{x\text{ ср}}$ уменьшается и скорость вычитания импульсов из НРС уменьшается. При $U_{до}$ среднее значение частоты $F_{x\text{ ср}} \approx F_0$ и наступает динамическое равновесие. При динамическом равновесии импульсы на выходах «переполнения» и «заема» НРС не появляются. В блоке задания производительности напряжение $u_{зд0}$ запоминается. Если в дальнейшем производительность потока существенно не изменяется, то за счет соответствующего изменения u_k будет поддерживаться динамическое равновесие $F_{x\text{ ср}} \approx F_0$.

Если производительность потока уменьшится на величину, большую заданной, например, более чем на 30–40%, то напряжение u_k становится меньше напряжения $u_{зд0}$ и БПС, воздействуя на БФС, формирует прерывистый сигнал (например, мигание сигнальной лампочки). Если производительность потока вновь увеличивается, то прерывистый сигнал прекращается. Если производительность потока не увеличивается, а остается на новом пониженном уровне или очень медленно уменьшается, то в режиме динамического равновесия $F_{x\text{ ср}} \approx F_0$ сигнализатор будет выдавать прерывистые сигналы. Если же произошло прекращение потока, то $F_x \rightarrow 0$ и импульсами переполнения от F_0 с выхода НРС блок формирования сигналов БФС переводится в состояние непрерывного сигнала, указывающего на прекращение потока в трубе.

В течение определенного времени импульсами частотой $F_{зд}$, поступающими от ЗГ на вход БК, напряжение u_k уменьшается до нуля, блок компенсации БК переводится в режим самосброса и импульсами самосброса возвращает БЗП в исходное состояние.

При новом запуске скважины вышеописанный процесс повторяется.

Испытания трехпозиционного сигнализатора в лабораторных и производственных условиях показали его надежную работоспособность даже при использовании примитивных ЦАП на резисторах.

6.5. Обнаружение одиночных сигналов

Задачи обнаружения сигналов возникают при контроле и автоматизации технологических процессов, в устройствах связи, при обнаружении движущихся предметов и т.д. Например, при контроле за работой мощных вентиляторных и других установок по вибрации или шуму. При достаточ-

но быстрых нарушениях нормальных вибраций или изменений шума в результате каких-то механических неполадок в качестве обнаруживаемого сигнала на фоне постоянных больших помех принимают сам факт изменений вибрации или шума (удары в подшипниках, в крыльчатке и т.д.). Другой пример – при контроле за попаданием посторонних предметов (металла, камней) в кормоуборочный комбайн. При попадании камня (металла) происходит резкое изменение обычного рабочего шума (вибраций). Это быстрое изменение и будет обнаруживаемым сигналом.

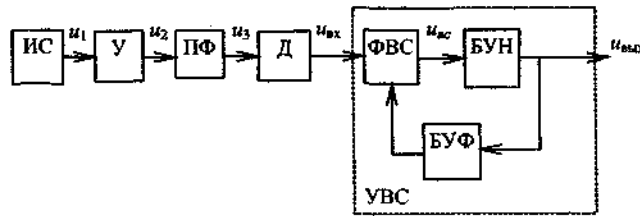


Рис. 6.15. Блок-схема обнаружения одиночных сигналов

При помощи скоростных фильтров можно создать достаточно простые устройства обнаружения сигналов. На рис. 6.15 приведена блок-схема одного из вариантов устройства обнаружения одиночных сигналов. Устройство содержит: источник сигнала (датчик) ИС, усилитель У, полосовой частотный фильтр ПФ, двухполупериодный детектор (выпрямитель) Д, фильтр верхних скоростей ФВС, блок усреднения напряжения БУН, блок управления фильтром БУФ. Блоки БУН, БУФ и ФВС входят в узел выделения сигналов УВС.

Устройство работает следующим образом. На выходе источника сигнала ИС напряжение u_1 при отсутствии сигнала содержит помеху, представляющую собой смесь напряжений различных частот и амплитуд. Это напряжение u_1 усиливается усилителем У. Напряжение u_2 с выхода усилителя У подается на вход полосового частотного фильтра ПФ, который на выходе выделяет напряжение u_3 в сравнительно узком частотном диапазоне, в котором ожидается появление обнаруживаемого сигнала. Напряжение u_3 при помощи двухполупериодного детектора (выпрямителя) Д выпрямляется. Выпрямленное напряжение $u_{вк}$ поступает на вход фильтра верхних скоростей ФВС. Реакция скоростного фильтра на выпрямленное входное напряжение описана в 2.5. Напряжение $u_{вс}$ на выходе ФВС описывается уравнениями (2.140) и (2.142) при выпрямленном синусоидальном напряжении. Временные диаграммы напряжения $u_{вс}$ показаны на рис. 2.22. Напряжение $u_{вс}$ подано на вход блока усреднения напряжения БУН, выходное напряжение $u_{вых}$ которого описывается уравнениями (2.144) и (2.146), а скоростная характеристика по усредненным значениям $S_{cp} = f(V_{н})$, построенная на основе уравнений (2.144) и (2.146), приведена на рис. 2.23. При помощи

блока управления фильтром БУФ скоростной фильтр ФВС непрерывно настраивается таким образом, чтобы при отсутствии сигнала напряжение $u_{вых}$ было близко к нулю. Такая настройка осуществляется путем изменения скорости $V_{\phi\alpha}$ настройки фильтра таким образом, чтобы отношение $\frac{V_{вк}}{V_{\phi\alpha}}$ стре-

милось к величине 2,53, при которой, согласно скоростной характеристике на рис. 2.23, $|u_{вых}| \rightarrow 0$. При увеличении отрицательного значения $-u_{вых}$ скорость $V_{\phi\alpha}$ увеличивается, а при увеличении положительного значения $+u_{вых}$ скорость $V_{\phi\alpha}$ уменьшается. При этом скорость изменения скорости $V_{\phi\alpha}$ настройки фильтра должна быть значительно меньше скорости возникновения обнаруживаемого сигнала, чтобы за время существования сигнала напряжение $u_{вк}$ компенсации существенно не изменилось бы под воздействием БУФ и, следовательно, не произошло бы быстрой компенсации $u_{вк}$ во время существования сигнала. Таким образом, при отсутствии обнаруживаемого сигнала выходное напряжение все время автоматически поддерживается приблизительно равным нулю.

При появлении обнаруживаемого сигнала происходит достаточно быстрое изменение $u_{вк}$ по величине или по форме, что приведет к изменению величины и формы напряжения $u_{вс}$, что, в свою очередь, приведет к быстрому увеличению отрицательного или положительного значения выходного напряжения $|u_{вых}|$. Это увеличение $|u_{вых}|$ и будет указывать на факт поступления обнаруживаемого сигнала на вход устройства.

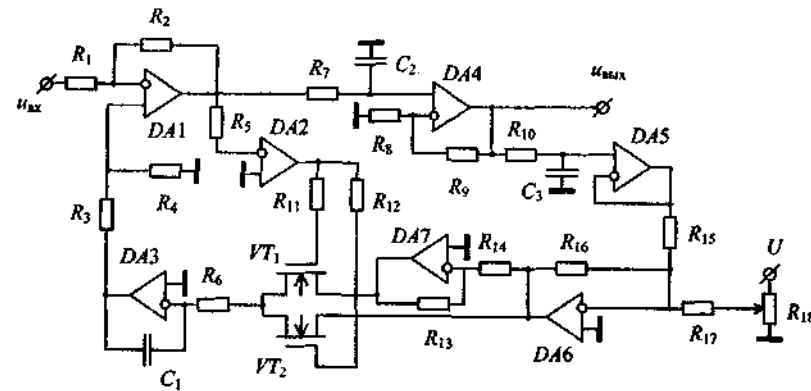


Рис. 6.16. Электрическая схема узла выделения сигнала

На рис. 6.16 приведена электрическая принципиальная схема одного из возможных вариантов узла выделения сигнала УВС. Фильтр верхних скоростей ФВС собран на микросхемах DA1, DA2, DA3, блок усреднения напряжения БУН собран на цепочке $R_7 - C_2$ и микросхеме DA4, а блок

управления фильтром БУФ собран на микросхемах $DA5$, $DA6$, $DA7$ и ключах на полевых транзисторах $VT1$ и $VT2$. При помощи потенциометра R_{18} осуществляется первоначальная настройка ФВС.

На рис. 6.15 приведена блок-схема одного канала устройства обнаружения одиночных сигналов. Для обнаружения сигнала в более широком частотном диапазоне помех целесообразно использовать многоканальное устройство, состоящее из n каналов, показанных на рис. 6.15.

6.6. Сигнализатор быстрого изменения напряжения

Современное производство характеризуется усложнением технологических процессов, связанным с использованием новых технологий, автоматизированных непрерывных технологических линий, непрерывных технологических процессов и с широкой компьютеризацией управления. При этом все более жесткие требования предъявляются к качеству электропитания, в частности, к провалам питающего напряжения. Как показали исследования [5], провалы питающего напряжения могут серьезно нарушать технологический процесс в условиях непрерывных производственных циклов. С целью снижения пагубного влияния кратковременных провалов напряжения на непрерывный технологический процесс в цехах устанавливаются резервные источники питания, которые могут обеспечивать непрерывный процесс на время существования провалов. После устранения причины провалов напряжения технологический процесс вновь подключают к основному источнику питания.

Для выявления провалов напряжения и своевременного формирования сигнала переключения контролируемого процесса на резервное питание необходимо специальное устройство – сигнализатор быстрого изменения напряжения. Согласно результатам исследований [6], сигнализатор должен выполнять следующие функции.

1. При провалах напряжения любой глубины, но длительностью менее 2 мс, сигнал не формируется.
2. При провалах напряжения глубиной до 10% любой длительности сигнал переключения не формируется.
3. При всех иных провалах напряжения сигнал переключения формируется.
4. При восстановлении в питающей сети нормального напряжения сигнализатор автоматически возвращается в исходное состояние и формирует сигнал возврата от резервного источника к питающей сети.

На рис. 6.17 приведена блок-схема сигнализатора быстрого изменения напряжения, построенного на базе фильтра верхних скоростей с предварительной компенсацией, блок-схема которого приведена на рис. 3.38. Сигнализатор содержит: блок предварительной компенсации БПК, электрическая схема которого приведена на рис. 3.39; фильтр верхних скоростей

ФВС с регулируемой крутизной характеристики; блок разделения полярностей БРП входного напряжения $u_{вх}$; компаратор КМ; формирователи сигналов ФС1 и ФС2, а также блок возврата БВ.

Сигнализатор работает следующим образом. Блок предварительной компенсации БПК компенсирует синусоидальное входное напряжение $u_{вх}$, пропорциональное сетевому напряжению, до напряжения u_n , составляющего 5 – 10% от $u_{вх}$. При этом сравнительно медленные изменения $u_{вх}$ не изменяют u_n , так как в БПК имеется автоматическое регулирование коэффициента передачи. Оставшуюся некомпенсированную часть $u_{вх}$, то есть напряжение u_p , компенсирует ФВС, начальная скорость настройки $V_{\phi 0}$ которого выбрана из условия, что $V_{\phi 0} = 0,1V_{\max}$, где V_{\max} – максимальная скорость изменения входного напряжения $u_{вх}$. Таким образом, при нормальном входном напряжении $u_{вх}$ на выходе ФВС напряжение $u_{вс} = 0$ и, следовательно, формирователи сигналов ФС не формируют сигналы переключения.

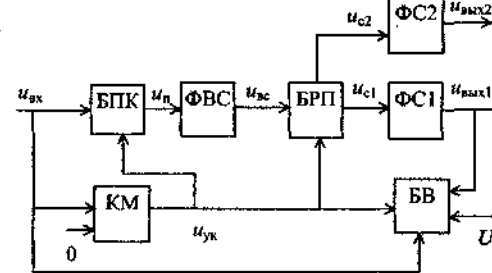


Рис. 6.17. Блок-схема сигнализатора быстрого изменения напряжения

При появлении скачкообразного изменения (провала) напряжения $u_{вх}$ БПК и ФВС не успевают скомпенсировать $\Delta u_{вх}$ – напряжение «скачка». В результате этого на выходе ФВС появляется напряжение $u_{вс}$, которое уменьшает скорость настройки ФВС до минимального значения $V_{\phi \min}$, в результате чего задерживается компенсация $\Delta u_{вх}$. Независимо от полярности $u_{вх}$ в момент провала напряжения БРП формирует запускающий положительный импульс u_c , как показано на электрической схеме БРП (рис. 6.18), который включает формирователь сигнала ФС1, электрическая схема которого приведена на рис. 6.19. Сигнал u_c усиливается усилителем на микросхеме $DA1$ и через резистор R_3 заряжает конденсатор емкостью C . Если длительность провала напряжения не превышает 2 мс, то конденсатор не успевает зарядиться до напряжения $u_{нт}$ порога срабатывания триггера Шмитта на микросхеме $DA2$ (см. рис. 6.19). Так как $u_n < u_{нт}$, то триггер Шмитта не срабатывает и, следовательно, сигнал переключения на выходе ФС не формируется. Если же длительность провала напряжения больше 2 мс, а глубина провала больше 10%, то конденсатор успевает зарядиться до $u_n > u_{нт}$ и триггер Шмитта срабатывает и на выходе ФС появляется сигнал переключения технологического процесса на резервное питание.

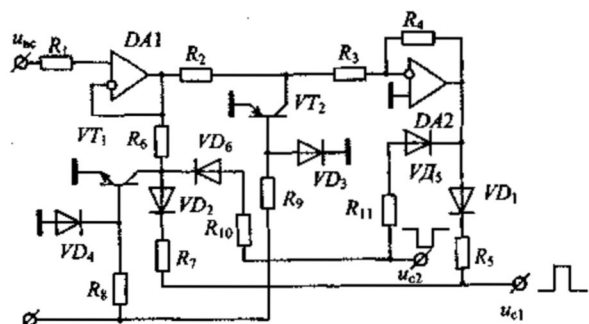


Рис. 6.18. Электрическая схема БПП

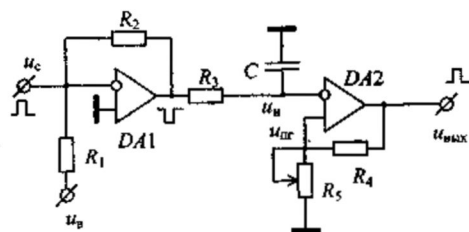


Рис. 6.19. Электрическая схема ФС

Для того, чтобы кратковременное скачкообразное увеличение $u_{вх}$ не привело к ложному срабатыванию сигнализатора, в БПП установлены два ключа на транзисторе $VT1$ типа $n-p-n$ и $VT2$ типа $p-n-p$. При положительной полярности $u_{вх}$ в момент провала импульс $u_{вс}$ будет отрицательным и он пройдет на вход ФС через $VT1$ и $DA1$ (см. рис. 6.18). При этом $VT2$ будет заперт. Если же при положительной полярности $u_{вх}$ произойдет скачкообразное увеличение $u_{вх}$, то при этом импульс $u_{вс}$ будет положительным и через диод $VD1$ не пройдет. Но и через цепочку $VD2-R_6-R_7$ он также не проходит на вход ФС1, так как во время положительной полусинусоиды $u_{вх}$ транзистор $VT1$ открыт и шунтирует точку соединения R_6 и R_7 на общую шинку («землю»).

При отрицательной полусинусоиде $u_{вх}$ в момент провала импульса $u_{вс}$ будет положительным и он через цепь $VD2-R_6-R_7$ пройдет на вход ФС1 и включит его. При этом $VT1$ заперт, а $VT2$ открыт. Поэтому отрицательный импульс $u_{вс}$ при увеличении $u_{вх}$ не сможет пройти на вход ФС1.

Блок возврата БВ предназначен для слежения за величиной среднего выпрямленного значения $u_{вх}$, пропорционального действующему значению сетевого напряжения, с целью формирования сигнала возврата питания технологического процесса от резервного источника к питающей сети после исчезновения провала напряжения. Электрическая схема БВ приведена

на рис. 6.20. Двухполупериодное выпрямление $u_{вх}$ осуществляется выпрямителем на $DA1$ и VT . При помощи сглаживающего фильтра R_4-C_1 выпрямленное напряжение сглаживается и его среднее значение $U_{ср}$ при помощи компаратора на $DA2$ сравнивается с опорным напряжением U_0 , пропорциональным номинальной величине сетевого напряжения. Пока $U_{ср} < U_0$, компаратор находится в положении, когда на его выходе имеется положительное напряжение насыщения. При восстановлении сетевого напряжения до номинальной величины $U_{ср}$ становится чуть больше U_0 и компаратор скачком переходит в другое состояние – от $+U_{нас}$ к $-U_{нас}$. При этом через конденсатор C_2 на вход ФС1 подается отрицательный импульс возврата $u_{в}$. Триггер Шмитта ФС1 (рис. 6.19) возвращается в исходное состояние и формирует сигнал возврата от резервного источника к сети при переходе от $+U_{нас}$ к $-U_{нас}$.

При исходном состоянии триггера Шмитта в ФС1 с его выхода на вход компаратора на рис. 6.20 подается небольшое напряжение, уменьшающее величину U_0 на 10%. Это дает возможность сигнализатору сформировать импульс переключения на резервный источник и при медленном уменьшении сетевого питающего напряжения на величину, большую 10% от номинального значения.

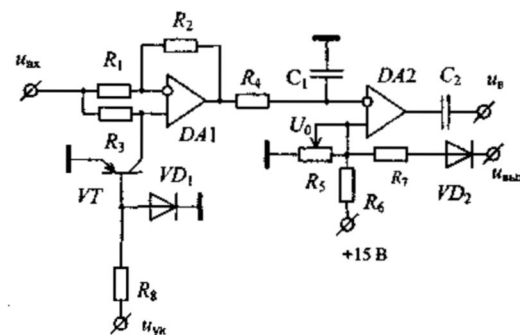


Рис. 6.20. Электрическая схема БВ

В тех случаях, когда необходимо контролировать и быстрые повышения напряжения сети, которые могут представлять опасность для электроприборов и электрооборудования, следует использовать напряжение $u_{вхх2}$, формируемое блоком ФС2, отрицательное напряжение $u_{с2}$, на вход которого поступает из блока БПП (рис. 6.18) через цепочки $VD5-R_9$ или $VD6-R_{10}$.

Испытания сигнализатора в лабораторных условиях показали, что сигнализатор обладает высокой чувствительностью, высоким быстродействием и надежностью формирования сигналов переключения и возврата.

7.1. Измерение параметров прерывистых процессов

При измерении параметров прерывистых процессов измеряемые сигналы представляют собой импульсы напряжения на фоне медленно изменяющихся аддитивных помех. Эти помехи вызываются дрейфом нуля датчиков под воздействием температуры, влажности, давления окружающей среды; дрейфом нуля измерительных блоков и т.п. Величина помех может быть сравнимой с полезным сигналом и даже превышать его. Однако скорость изменения аддитивных помех, как правило, мала по сравнению со скоростью изменения полезного сигнала. Благодаря этому появляется возможность при помощи скоростного фильтра почти полностью исключить помеху из результата измерений полезного сигнала.

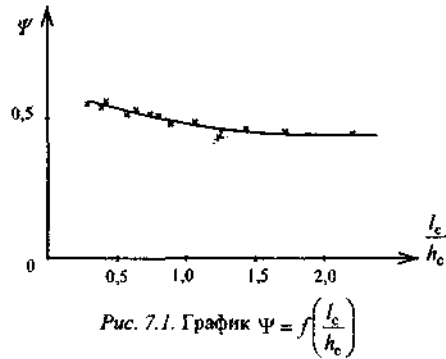


Рис. 7.1. График $\psi = f\left(\frac{l_c}{h_c}\right)$

Проблема измерения параметров любых прерывистых процессов в общих чертах представляет собой однотипную задачу. Поэтому мы ее рассмотрим на примере измерения усилий прокатки на станах горячей прокатки толстых листов.

Усилие прокатки является важнейшим параметром производства толстых листов. Оно

связано с другими параметрами и в совокупности с ними достаточно полно характеризует процесс прокатки. Поэтому информация о величине усилия прокатки необходима не только для исследовательских целей, но и для чисто производственных, связанных с оптимальным управлением прокатным станом как в ручном, так и в автоматическом режимах. Приведем несколько примеров использования информации о величине усилия прокатки [7].

1. Определение момента M прокатки по известной формуле

$$M = 2\psi P \sqrt{r \cdot \Delta h}, \quad (7.1)$$

где P – усилие прокатки; ψ – коэффициент плеча равнодействующей усилия прокатки; r – радиус рабочего вала; $\Delta h = H - h$ – величина обжатия за пропуск; H – толщина раската перед пропуском; h – толщина раската после пропуска.

Точность расчета M по формуле (7.1) зависит от точности определения коэффициента ψ , который не является постоянной величиной. Для листовых станов его выражают в виде функции от фактора формы очага деформации $\frac{l_c}{h_c}$, который определяется как отношение средней длины очага деформации $l_c = \sqrt{r \cdot \Delta h}$ к средней толщине металла в очаге деформации $h_c = \frac{H+h}{2}$. На рис. 7.1 показан график $\psi = f\left(\frac{l_c}{h_c}\right)$. В случае при-

близительной оценки величины момента прокатки принимают $\psi = 0,5$.

2. Так как работа станин, валков и других деталей прокатной клетки происходит в диапазоне упругих деформаций, то, согласно закону Гука, суммарная деформация клетки будет пропорциональна усилию прокатки. Значит можно определять толщину прокатываемого металла по известному уравнению Головина–Симса

$$h = S + \frac{P}{q}, \quad (7.2)$$

где S – раствор валков ненагруженной клетки; q – коэффициент жесткости клетки.

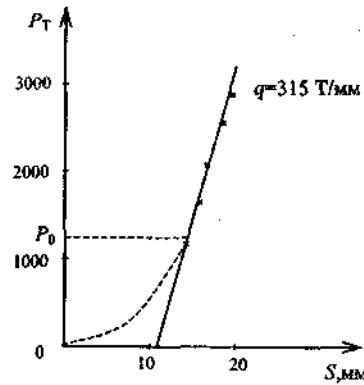


Рис. 7.2. Определение коэффициента жесткости клетки

Коэффициент q определяют опытным путем как тангенс угла наклона зависимости $P = f(h)$ при $S = \text{const}$ (рис. 7.2). Толщину по уравнению (7.2) определяют следующим образом. Перед прокаткой устанавливают валки «в забой» до усилия P_0 (см. рис. 7.2) и стрелку циферблата ставят на нуль. Шкала измерителя усилия прокатки градуируется в миллиметрах деформации $\rho = \frac{P}{q}$. Тогда S опреде-

ляют по циферблату, а ρ – по шкале измерителя усилий прокатки. Сумма их определяет значение толщины прокатываемого листа. Для исключения ошибки измерения за счет постепенного износа валков, периодически измеряют толщину листа после правильной машины и перемещают стрелку циферблата на величину ошибки.

На базе измерителя усилия прокатки и датчика раствора валков несложно построить оперативный автоматический измеритель толщины листа.

3. Так как усилие прокатки пропорционально сопротивлению σ металла деформации, а σ , в свою очередь, зависит от температуры металла, то можно контролировать прогрев металла в нагревательных печах. Так, если при неизменном режиме обжатий величина усилия прокатки начинает постепенно увеличиваться, то это значит, что печь не успевает прогреть металл на всю глубину, то есть металл при таком темпе прокатки не успевает прогреваться и становится холоднее. Видя это, оператор сообщит нагревателю печи о необходимости повысить температуру металла и уменьшит величины обжатий, тем самым сохранит валки от поломки.

4. Нарушение режима обжатий оператором приводит к изменению усилий прокатки, что регистрируется измерителем усилия. Это будет дисциплинировать оператора. Так как связь между P и Δh нелинейная, то заметное отклонение стрелки прибора от среднего значения усилия произойдет только при существенном отклонении обжатия от заданной величины.

5. Если поломка валков все же произошла, то автоматическая запись усилия прокатки поможет выяснить причину поломки: или металл был холодным, или оператор грубо нарушил режим обжатий, или произошла просто усталостная поломка.

6. Измерение усилий прокатки может быть полезно и при настройке стана, так как позволяет контролировать параллельность валков. Для этого валки ставят «в забой» и наблюдают растягивающие усилия отдельно на каждой станине. Если эти усилия одинаковы, то валки параллельны.

7. По усилию прокатки можно судить о наличии металла в валках. Особенно это полезно зимой при интенсивном парообразовании, а также тогда, когда раскат находится на задней стороне клетки (с другой стороны клетки от оператора).

8. По величине колебаний усилия прокатки относительно среднего значения можно судить о продольной разнотолщинности листов согласно уравнению $\Delta f = \pm \frac{\Delta P}{q}$. Эта разность обусловлена биением валков.

9. По изменению среднего значения усилия прокатки от начала и до конца пропуска можно судить о клинообразной продольной разнотолщинности листа. Такая разнотолщинность обусловлена различием температуры концов раската, вызванного либо неодинаковым нагревом, либо различной скоростью остывания концов раската.

10. Информацию о величине усилия прокатки можно использовать для определения среднего удельного давления при прокатке в пропуске по формуле автора [8]

$$p = \frac{2\gamma h}{V} \sqrt{\frac{r}{\Delta h}} \int_0^\Phi P d\varphi, \quad (7.3)$$

где Φ – угловое перемещение валка за время пропуска, рад.; $d\varphi$ – элементарный угол поворота валка, рад.; V – объем прокатываемой заготовки.

11. Информация о величине усилия прокатки необходима также для расчета и рационализации режимов обжатий.

12. Наконец, информация о величине усилия прокатки необходима для автоматизации управления нажимным механизмом прокатного стана при помощи самонастраивающейся системы, разработанной автором [9].

Вышеприведенные примеры показывают, что оснащение прокатных станов измерителями усилий прокатки необходимо для выявления резервов повышения производительности стана, сокращения расхода валков, повышения качества продукции, уменьшения аварийных простоев, определения толщины проката, а также для систем автоматического управления станом. Однако проблема достаточно точного и надежного производственного измерения усилий прокатки на толстолистовых станах до сих пор еще кардинально не решена. Это объясняется специфическими тяжелыми условиями, в которых работают измерители на обжимных и толстолистовых станах горячей прокатки, и отсутствием надежных и удобных устройств для измерения усилий прокатки на таких станах.

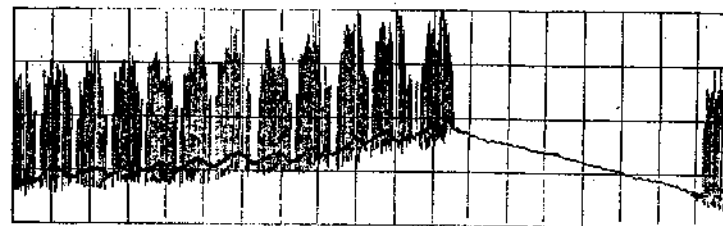


Рис. 7.3. Сигналы усилий прокатки на фоне помех

На станах горячей прокатки станины и детали клетки, а также датчики измерителя усилий прокатки неравномерно нагреваются тепловым излучением прокатываемого металла, причем температура нагрева может колебаться в широких пределах. Это вызывает значительный дрейф нуля датчиков, в результате чего появляется недопустимо большая погрешность измерения. В случае использования в качестве удобных и надежных датчиков тензометрических стержней, привариваемых к станинам, дрейф нуля датчиков может даже превышать полезный сигнал, определяемый усилием прокатки. Для примера, на рис. 7.3 приведена запись усилий прокатки на потенциометр БП-102 в период, когда произошел тринадцатиминутный простой стана из-за неисправности рольганга. Во время простоя внутренние поверхности станин перестали получать тепло, излучаемое прокатываемым металлом, в результате чего станины, ранее изогнутые наружу под действием температурной деформации, начинают выпрямляться, растягивая при этом тензометрические стержни. Это вызывает смещение нуля в ту же сторону, что и под воздействием усилия прокатки. После оконча-

ния простоя «нуль», как видно на рис. 7.3, постепенно возвращается к прежнему значению. Вызванное температурной деформацией станин смещение нуля датчика имеет место и на протяжении прокатки одного слитка. В начале прокатки, пока машинное время составляет небольшую часть от общей длительности пропуска, происходит остывание внутренней стороны станин и нуль смещается вправо – в сторону отклонения под действием усилия прокатки. К концу прокатки машинное время значительно возрастает (в 10 и более раз), внутренние стороны станин разогреваются и нуль смещается влево, вследствие чего нулевая линия записи напряжения датчика (соответствующая отсутствию усилия прокатки) получается волнистой (см. рис. 7.3).

Время пропуска на обжимных и толстолистовых станах колеблется от долей секунды до нескольких секунд (на толстолистовых станах от 0.7 до 10 секунд). При малой длительности пропуска серийные показывающие и регистрирующие приборы могут не успеть зарегистрировать величину усилия прокатки. Кроме того, оператор не успеет произвести отсчет результата измерения и, следовательно, не сможет использовать информацию в целях управления станом.

Исходя из вышеизложенного, к измерителю усилий прокатки необходимо предъявить ряд специальных требований, помимо обычных требований, предъявляемых к измерительной аппаратуре и датчикам. Это такие специальные требования: 1) датчики должны быть надежно защищены от влаги и механических повреждений; 2) датчики должны работать длительное время, исчисляемое месяцами, без ухода, ремонта, настройки; 3) измеритель должен автоматически исключать влияние любого дрейфа нуля на точность измерения; 4) измеритель должен запоминать результаты измерений на время паузы между пропусками.

7.2. Аналоговый измеритель усилий прокатки

Простой измеритель усилий прокатки можно построить на аналоговых элементах. На рис. 7.4 приведена блок-схема такого измерителя. Измеритель содержит: источник сигнала ИС (мессдозы, танзометрические стержни или какие-то другие датчики), предварительный усилитель ПУ для усиления напряжения u_n источника сигнала (датчика) до уровня $u_{вх}$, необходимого для воздействия на полосовой скоростной фильтр ПСФ, выполненный на базе двух последовательно соединенных скоростных фильтров – ФВС и ФНС, и блок памяти и индикации БПИ. Несимметричный фильтр верхних скоростей выполнен по схеме фильтра с регулируемой крутизной скоростной характеристики и содержит: блок вычитания БВ1, компаратор КМ1, усилитель У, блок вычитания БВ2, интегратор ИН1 и согласующий элемент СЭ1.

Фильтр нижних скоростей выполнен по схеме фильтра с симметричной отсечкой и содержит блок вычитания БВ3, компараторы КМ2, КМ3, КМ4, ключи К1, К2, интегратор ИН2 и согласующий элемент СЭ2.

Блок памяти и индикации содержит одновибратор ОВ, блок памяти БП и измерительный прибор ИП.

Для надежного выделения полезного сигнала, несущего информацию об усилии прокатки, на фоне медленно меняющихся и импульсных помех скорость $V_{\phi 1}$ настройки ПСФ выбирают из условия (3.61), $V_{\phi 1}^*$ – на основе уравнений (3.10) и (3.12), а скорость $V_{\phi 2}$ настройки ПСФ определяют из уравнения (3.62). На основе выбранных значений $V_{\phi 1}$, $V_{\phi 1}^*$ и $V_{\phi 2}$ производят расчет ПСФ.

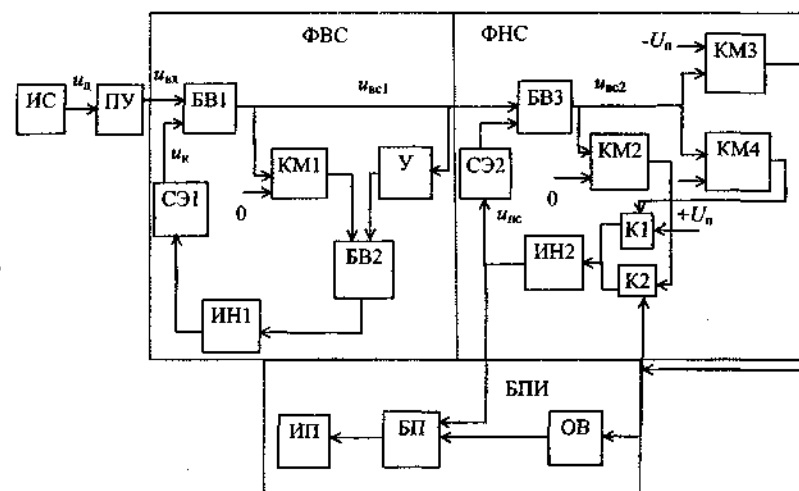


Рис. 7.4. Аналоговый измеритель усилий прокатки

Величину U_n порога срабатывания КМ3 и КМ4 выбирают из условия

$$U_n = 0,1K'P_{\max} = 0,1U_{ис \max} \quad (7.4)$$

где P_{\max} – максимальное усилие прокатки; K' – коэффициент пропорциональности между усилием прокатки P и $U_{ис}$; $U_{ис \max}$ – максимальное напряжение на выходе ПСФ, соответствующее P_{\max} .

При отсутствии полезного сигнала u_n содержит только помехи. ФВС подавляет медленно меняющиеся гладкие помехи, а импульсные пропускает на вход ФНС, который не пропускает их на выход ПСФ. Следовательно, $u_{ис} = 0$. Блок памяти БП хранит результат предыдущего измерения, а измерительный прибор ИП измеряет его. При появлении полезного сигнала ФВС пропускает его на вход ФНС, где производится выделение

полезного сигнала на выходе ПСФ. В момент появления полезного сигнала одновибратор ОВ сбрасывает БП в нулевое состояние и в нем запоминается результат нового измерения.

На рис. 7.5 приведена электрическая схема аналогового измерителя усилий прокатки. Напряжение $u_{вх}$, усиленное усилителем ПУ, поступает на вход ПСФ, собранного на микросхемах DA1 – DA9. Скорость $V_{\phi 1}$ настройки фильтра устанавливают при помощи соответствующего выбора значений C_1, R, R_6, R_7, R_{10} и коэффициента усиления усилителя на DA4 $K = \frac{R_9}{R_8}$,

скорость $V_{\phi 1}^*$ обеспечивают путем выбора значения $\tau = RC_1$, а скорость $V_{\phi 2}$ – путем выбора значения $\tau_2' = R_{17}C_2$.

Одновибратор на микросхеме DA10 управляет блоком памяти, собранного на микросхемах DA11 и DA12.

Измеритель работает следующим образом. При отсутствии полезного сигнала, то есть, когда нет металла в валках, напряжение $u_{вх}$ содержит медленно меняющуюся гладкую помеху, вызванную температурными воздействиями на датчик, и импульсные помехи, связанные с ударами шпинделей, колебаниями станин, импульсными наводками при разрывах контактов реле и командоконтролеров. Гладкие помехи подавляются ФВС на микросхемах DA1 – DA4, а импульсные помехи подавляются ФНС на микросхемах DA5 – DA7. При этом порог $|U_n|$ срабатывания компараторов на микросхемах DA8 и DA9 выбран такой, чтобы импульсные помехи не могли воздействовать на компараторы. При этом ключи на VT1 и VT2 разомкнуты. Блок памяти на микросхемах DA11 и DA12 хранит результат предыдущего измерения.

При появлении полезного сигнала в момент захвата валками металла скорость V изменения входного напряжения $u_{вх}$ значительно больше $V_{\phi 1}^*$ и напряжение $u_{вс1}$ значительной величины поступает на вход ФНС. При этом $|u_{вс2}|$ оказывается по модулю больше величины порога срабатывания $|U_n|$ компаратора на микросхеме DA8. На выходе компаратора появляется напряжение отсечки U_n , которое открывает ключ на VT2 и возбуждает одновибратор на DA10. Одновибратор подает импульс на ключ VT3, который путем кратковременного замыкания накоротко конденсатора C_3 производит сброс хранимого результата предыдущего измерения. При замкнутом ключе на VT2 происходит быстрая обработка полезного сигнала. При этом $|u_{вс2}|$ уменьшается. Как только $|u_{вс2}|$ по модулю становится меньше $|U_n|$, то ключ на VT2 закрывается и дальнейшая обработка $u_{вс2}$ осуществляется с малой скоростью, определяемой постоянной времени $\tau_2' = C_2(R_{16} + R_{17})$. Переход на малую скорость обработки позволяет усреднять некоторые колебания величины полезного сигнала, связанные с биением валков и колебаниями станин во время прокатки. Напряжение $u_{ис}$, пропорциональное усилию прокатки, поступает на блок памяти на микросхемах DA11 и DA12, где результат измерения запоминается до начала следующего пропуса. Напряжение на выходе DA12 измеряется измерительным прибором ИП.

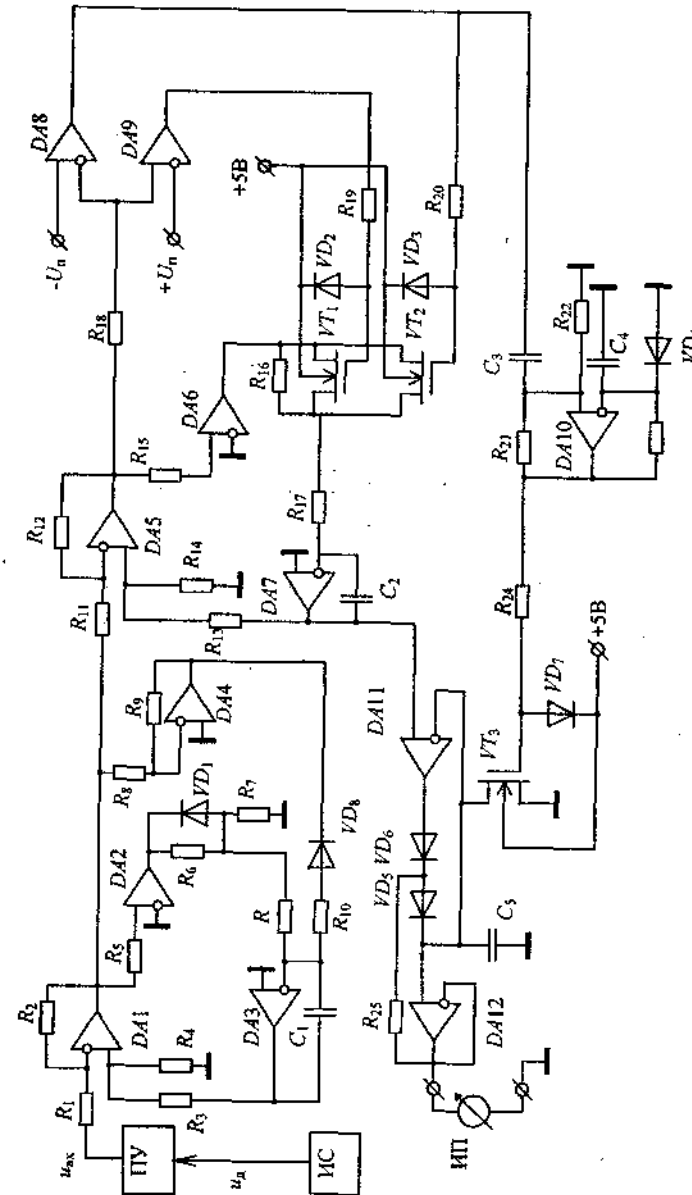


Рис. 7.5. Электрическая схема аналогового измерителя усилий прокатки

При выходе металла из валков $|u_{вс2}|$ принимает величину, большую порога $|+U_n|$ микросхемы DA9, в результате чего на выходе ее появляется положительное напряжение u_{01} , которое открывает ключ на VT1. Происходит быстрая отработка $u_{вс2}$ другой полярности, чем полезный сигнал. При достижении $|u_{вс2}|$ значения, меньшего порога $|+U_n|$ микросхемы DA9, последняя переходит в другое состояние и отрицательной полярности напряжения u_{01} ключ на VT1 закрывается. Дальнейшая отработка $u_{вс2}$ осуществляется при $\tau_2^* = C_2(R_{16} + R_{17})$. А ФВС в момент выхода металла из валков переходит в режим отработки медленно меняющихся помех. Далее, при появлении полезного сигнала при захвате металла валками в следующем пропуске цикл измерений повторяется [10].

7.3. Аналого-цифровой измеритель усилий прокатки

При необходимости согласования измерителя усилий прокатки с управляющей цифровой вычислительной машиной целесообразно использовать аналого-цифровой измеритель. Блочная схема такого измерителя усилий прокатки приведена на рис. 7.6. Измеритель содержит: источник сигнала ИС (мессдозы, тензометрические стержни и др.), предварительный усилитель ПУ, аналоговый несимметричный ФВС с отсечкой для компенсации медленно меняющихся гладких помех, аналого-цифровой ФНС и узел управления и индикации УИ. Аналоговый ФВС содержит блок вычитания БВ1, компараторы КМ1 и КМ2, ключ К1, интегратор ИН и согласующий элемент СЭ1. Аналого-цифровой ФНС содержит: блок вычитания БВ2, компараторы КМ3 и КМ4, инвертор ИНВ1, управляемый генератор импульсов УГИ, ключи К2, К3, К4, реверсивный двоичный счетчик РДС, цифро-аналоговый преобразователь ЦАП и согласующий элемент СЭ2. Узел управления и индикации УИ включает в себя блок задания порога БЗП, инвертор ИНВ2, одновибратор ОВ и цифровой индикатор ЦИ.

Измеритель работает следующим образом. При подключении измерителя к источнику питания во время нарастания напряжения питания $U_{п1}$ до $+15$ В током разряда конденсатора блок задания порога БЗП возбуждается и за счет увеличения U_n на входе КМ2 до предельного значения устанавливает КМ2 в такое положение, при котором ключ К1 открыт, а ключ К4 закрыт независимо от величины и полярности напряжения $u_{вс1}$ на выходе ФВС. Если $u_{вс1}$ имеет полярность, совпадающую с полярностью напряжения полезного сигнала, то компенсация начального значения напряжения $u_{до}$ будет происходить медленно со скоростью $V'_{\phi 1}$ и если начальное напряжение $u_{до}$ велико, то продолжительность компенсации может доходить до нескольких минут. Если полярность $u_{вс1}$ противоположна полярности

напряжения полезного сигнала, то компенсация начального напряжения $u_{до}$ будет происходить со скоростью $V''_{\phi 1}$ и продолжительность компенсации будет относительно невелика.

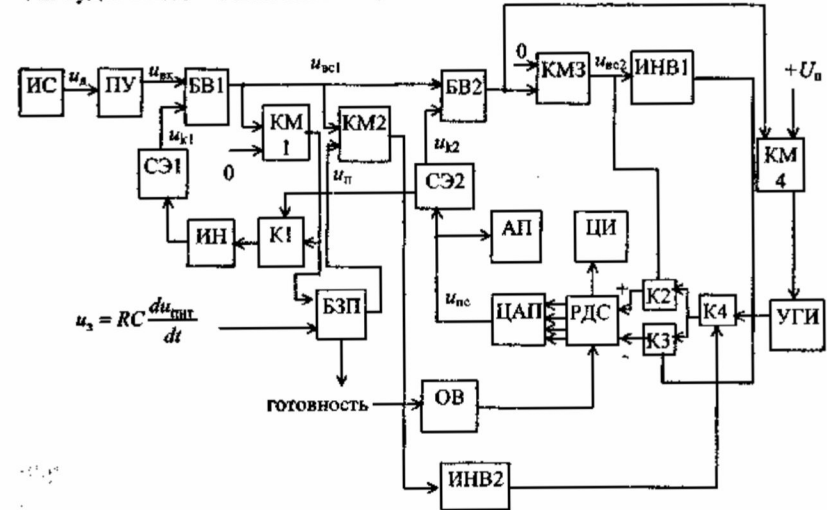


Рис. 7.6. Аналого-цифровой измеритель усилий прокатки

По окончании компенсации $u_{до}$ ФВС переходит в режим автоколебаний и импульсами с выхода КМ, поступающими через конденсатор на вход БЗП, последний переводится в невозбужденное состояние, в результате чего на втором выходе КМ2 устанавливается заданный порог срабатывания U_n , определяемый уравнением 7.4. При этом измеритель усилий прокатки устанавливается в режим готовности проведения измерений, о чем сигнализирует сигнальная лампочка, которую включает БЗП при переходе в невозбужденное состояние.

В дальнейшем все медленные изменения входного напряжения $u_{вх}$, скорость которых меньше $V'_{\phi 1}$, когда $u_{вх}$ имеет такую же полярность, как и полезный сигнал, или меньше $V''_{\phi 1}$, когда полярность $u_{вх}$ противоположна полярности полезного сигнала, будут компенсироваться ФВС и при этом $u_{вс1} = 0$.

При появлении полезного сигнала в момент захвата металла валками скорость изменения $u_{вх}$ $V > V'_{\phi 1}$ и на выходе ФВС появляется $u_{вс} > 0$. При этом, как только достигается неравенство $u_{вс1} > U_n$, КМ2 возбуждается, его выходное напряжение $u_{км}$ изменяет свою полярность и закрывает ключ К1, то есть производит отсечку фильтра. Одновременно импульс напряжения $u_{км}$ возбуждает одновибратор ОВ, который производит сброс РДС, и через

инвертор ИНВ2 открывает ключ К4. При возрастании напряжения $u_{вс2}$ на выходе БВ2 КМ3 открывает ключ К2 и импульсы с выхода УГИ через К4 и К2 поступают на суммирующий вход РДС. При достижении неравенства $u_{вс2} > U_n$ КМ4 возбуждается и своим выходным напряжением переводит УГИ в режим генерирования импульсов повышенной частоты. В результате этого происходит быстрая обработка сигнала. В конце обработки при достижении неравенства $u_{вс2} < U_n$ КМ4 возвращается в исходное состояние и УГИ начинает генерировать импульсы низкой частоты, в результате чего скорость обработки сигнала значительно уменьшается, то есть происходит фильтрация высокоскоростных помех. Благодаря этому усредняется полезный сигнал, то есть снижается погрешность измерения от биения валков и неравномерности температуры металла по длине раската.

Цифро-аналоговый преобразователь ЦАП преобразует накапливаемое в РДС число импульсов в пропорциональное ему напряжение $u_{ис}$, которое через согласующий элемент СЭ2 поступает на второй вход БВ2 как напряжение компенсации $u_{к2}$.

В конце пропуски при выбросе металла из валков полезный сигнал быстро уменьшается, напряжение на выходе КМ2 меняет свою полярность. При этом ключ К1 открывается, а ключ К4 закрывается и измеритель переходит в режим компенсации помехи. Накопленное в РДС число, пропорциональное усилию прокатки, запоминается на время паузы до захвата металла валками в новом пропуске. Цифровой индикатор ЦИ показывает оператору величину усилия прокатки в пропуске. Если подключен автоматический потенциометр АП к выходу ЦАП, то он будет регистрировать значение усилия прокатки в каждом пропуске на бумажную ленту. Следует отметить, что для оперативного использования информации об усилении прокатки, оператором в целях управления более пригодной оказывается аналоговая индикация, а не цифровая, так как при использовании аналоговой индикации достаточно сенсорной системы в оперативной памяти человека. Если же информация индицируется в цифровой форме, то для ее использования оператор должен привлекать долговременную память для осуществления сравнения полученного значения усилия прокатки с допустимым значением, которое необходимо извлечь из долговременной памяти [11], и после сравнения принять решение об управлении – увеличить или уменьшить величину обжатия в следующем пропуске. Эта дополнительная умственная работа отвлекает внимание оператора от управления прокатным станом и резко увеличивает утомляемость оператора и, следовательно, увеличивает вероятность ошибочных решений и действий.

При аналоговой индикации на приборе делается отметка, соответствующая допустимому значению усилия прокатки на данной клети. Поэтому оператору достаточно зрительной системы и кратковременной (оперативной) памяти, чтобы оценить результат измерения и принять решение.

Если стрелка прибора не доходит до отметки, обжатие можно немного увеличить. Чем дальше от отметки, тем на большую величину можно увеличить обжатие в следующем пропуске (металл сильно нагрет). Если стрелка прибора отклонилась дальше отметки, то обжатие в следующем пропуске надо уменьшить (металл недостаточно прогрет).

Из вышеизложенного можно сделать вывод, что стремление устанавливать цифровые приборы для оперативного контроля технологических параметров в ряде случаев является ошибочным.

Во время отсутствия полезного сигнала, когда нет металла в валках, измеритель компенсирует помехи. При захвате металла в валках появляется полезный сигнал и описанный выше процесс измерения усилия прокатки повторяется.

В тех случаях, когда требуется измерять не среднее, а максимальное значение усилия прокатки за пропуск, то необходимо заменить реверсивный двоичный счетчик на нереверсивный двоичный счетчик НДС, или постоянно поддерживать ключ К3 в закрытом состоянии (прекратить доступ импульсов на вычитающий вход РДС).

7.4. Автоматический потенциометр с узлом компенсации помехи

Устройство предназначено для измерения параметров прерывистых процессов при наличии больших медленно меняющихся помех. В этом устройстве для измерения и регистрации полезного сигнала используется сам электронный автоматический потенциометр (ЭАП) с необходимым быстродействием. Для компенсации медленно меняющейся помехи используется дополнительный узел компенсации, включающий в себя конденсаторный накопитель и блок управления. Узел компенсации выполнен в виде приставки к ЭАП и может быть даже помещен внутрь корпуса ЭАП [12].

На рис. 7.7 приведена блок-схема измерительного устройства с ЭАП и узлом компенсации. Устройство содержит ЭАП с выделенными в нем блоками: измерительная схема ИС, усилитель напряжения УН, фазочувствительный усилитель мощности УМ1, реверсивный двигатель РД и узел компенсации помехи УКП с блоками: интегратор ИН, фазочувствительный выпрямитель ФЧВ, усилитель мощности УМ2, блок управления БУ, который управляет ключами К1 и К2. Ключ К1 установлен в ЭАП и производит отключение или подключение выхода УН ко входу УМ1, а ключ К2 производит отключение или подключение выхода ФЧВ ко входу интегратора ИН. Узел компенсации совместно с ИН, УН и К1 представляют собой фильтр верхних скоростей ФВС, у которого выбирают $V_{\phi} = \alpha V_{n \max}$.

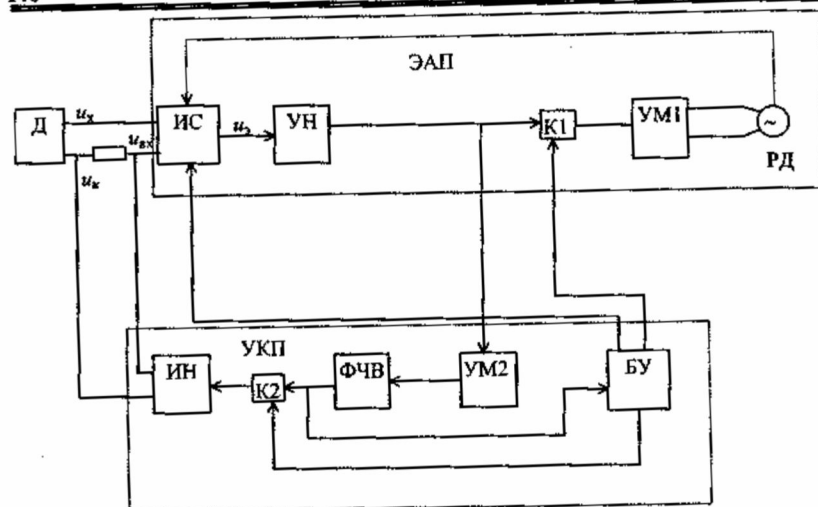


Рис. 7.7. Устройство с ЭАП и узлом компенсации

Напряжение u_x датчика Д представляет собой сумму напряжений полезного сигнала u_c и помехи u_n . Из напряжения u_x вычитывается напряжение u_k компенсации. Поэтому на входе электронного автоматического потенциометра ЭАП будет напряжение

$$u_{вх} = u_x - u_k = u_c + u_n - u_k. \quad (7.5)$$

Так как V_ϕ несколько больше скорости $V_{n \max}$ помехи, то во время паузы между импульсами полезного сигнала, когда $u_c = 0$, $u_k = u_n$ и поэтому $u_{вх} = 0$, то есть на вход ЭАП сигнал не поступает. Напряжение u_k формируется интегратором ИН, на вход которого через ключ К2 поступают импульсы с выхода ФЧВ. Усилитель мощности УМ2 предназначен для усиления по мощности слабых сигналов, поступающих с выхода УН ЭАП.

Блок управления БУ предназначен для переключения устройства от компенсации помехи к компенсации полезного сигнала и наоборот. Блок управления БУ представляет собой пороговое устройство с двумя устойчивыми состояниями равновесия. Порог срабатывания БУ выбирают в пределах $5 \div 10$ процентов от максимального значения полезного сигнала.

Устройство работает следующим образом. Во время паузы между импульсами полезного сигнала БУ поддерживает открытым ключ К2 и закрытым ключ К1. Реверсивный двигатель РД автоматического потенциометра находится в положении компенсации предыдущего полезного сигнала, то есть происходит запоминание измерения на время паузы между импульсами полезного сигнала. Так как реохорд ЭАП находится не в ну-

левом положении, то при наличии напряжения питания измерительной схемы ИС на входе УН напряжение u_2 , в общем случае равно $u_2 = u_{вх} - u_{кс}$, будет $u_2 = -u_{кс}$ при $u_{вх} = 0$, где $u_{кс}$ — напряжение компенсации предыдущего полезного сигнала, формируемого потенциометром. Поэтому для выполнения равенства $u_{кс} = 0$ БУ отключает питание от измерительной схемы ИС. Медленно изменяющееся напряжение u_n помехи поступает на вход ЭАП, где усиливается усилителем напряжения УН (с вибропреобразователем на входе). Усиленное синусоидальное напряжение с выхода УН ЭАП поступает на вход усилителя мощности УМ2 в узле компенсации. С выхода УМ2 усиленный по мощности сигнал подается на ФЧВ. На выходе ФЧВ формируется сигнал в виде импульсов (полусинусоид), полярность которых зависит от знака разности $u_{вх} = u_x - u_k$. Эти импульсы соответствующей полярности через открытый ключ К2 поступают на вход интегратора ИН, в результате чего напряжение u_k изменяется так, чтобы уменьшалось $u_{вх}$. Так как $V_{\phi 1} > V_{n \max}$, то достигается равенство $u_x = u_n = u_k$ при $u_{вх} = 0$. Таким образом, устройство автоматически поддерживает состояние, когда $u_k = u_x$ при $u_c = 0$.

При компенсации помехи амплитуда импульсов на выходе ФЧВ не может превышать порога срабатывания БУ, так как напряжение u_k успеет компенсировать $u_x = u_n$. Поэтому БУ надежно удерживается в положении компенсации помехи.

При появлении импульса полезного сигнала напряжение $u_x = u_n + u_k$ резко возрастает на величину напряжения полезного сигнала. При этом скорость возрастания V напряжения полезного сигнала значительно больше скорости V_ϕ настройки фильтра. Поэтому на выходе ФЧВ амплитуда импульсов превысит порог срабатывания БУ, который переходит в состояние компенсации ЭАП полезного сигнала. При этом БУ закрывает ключ К2, открывает К1 и подает питание в измерительную схему ЭАП. Сигнал с выхода УН через открытый К1 поступает на вход УМ1, в результате чего питаемый от УМ1 реверсивный двигатель РД перемещает движок реохорда до момента полной компенсации полезного сигнала. Стрелка ЭАП будет показывать величину измеряемого параметра.

При исчезновении полезного сигнала u_c напряжение $u_{вх} \approx 0$ и, следовательно, напряжение на входе УН быстро изменится до $u_2 = -u_{кп}$ с изменением фазы на 180° . При этом на выходе ФЧВ появятся импульсы большой амплитуды и обратной полярности. Первым же импульсом БУ переводится в состояние компенсации помехи. Блок управления БУ открывает К2, закрывает К1 и отключит питание от ИС. Реверсивный двигатель РД останется в положении компенсации сигнала, то есть запомнит результат измерения полезного сигнала на все время паузы между импульсами полезного сигнала.

Благодаря тому, что при компенсации полезного сигнала стрелка потенциометра должна перемещаться от предыдущего результата измерения к результату измерения текущего полезного сигнала, не требуется большого быстродействия ЭАП.

Автоматический потенциометр с узлом компенсации помехи был использован автором для измерения усилий прокатки на толстолистовом стане Таганрогского металлургического завода.

7.5. Взвешивание транспортных средств

Такие задачи встречаются весьма часто на железнодорожном транспорте, при автоперевозках, в металлургической промышленности, в сельском хозяйстве. Существующие весоизмерительные устройства, чаще всего механические, громоздкие, дорогостоящие и неудобные в эксплуатации.

Скоростные фильтры сигналов позволяют создать взвешивающие устройства с непрерывной автоматической компенсацией сигнала при пустой платформе и автоматическим взвешиванием въехавшего на платформу транспорта. Благодаря такому режиму работы весов можно получить удовлетворительную точность взвешивания даже при упрощенной конструкции весов.

Для сельского хозяйства скоростные фильтры позволяют создать перевозимые полевые весы весьма простой конструкции, которые легко устанавливаются на любой горизонтальной площадке. Весы базируются на гидравлических мессдозах, соответствующим образом связанных с платформой. Такие весы обеспечивают контроль и учет получаемой сельскохозяйственной продукции и экономию горючего при ее перевозках на элеваторы и склады.

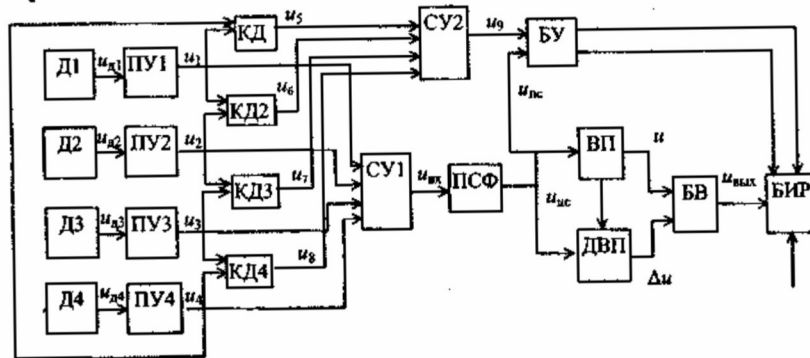


Рис. 7.8. Блок-схема полевых весов

На рис. 7.8 приведена блок-схема перевозимых полевых весов. Взвешивающее устройство содержит четыре датчика: Д1, Д2, Д3, Д4 (гидрав-

лические мессдозы) со своими предварительными усилителями ПУ1, ПУ2, ПУ3, ПУ4, выходы которых соединены со входами суммирующего усилителя СУ1. Выход СУ1 соединен со входом полосового скоростного фильтра ПСФ, выход которого соединен со входами блока выпрямитель-память ВП, блока дополнительный выпрямитель-память ДВП и блока управления БУ. Выходы блоков ВП и ДВП соединены со входами блока вычитания ВВ, выходное напряжение $u_{\text{вых}}$ которого, пропорциональное весу груза, подано на вход блока индикации и регистрации БИР. Для постоянного контроля за нормальным давлением в гидравлических мессдозах установлены блоки контроля давления КД1, КД2, КД3, КД4, выходы которых соединены со входами суммирующего усилителя СУ2. Выход СУ2 соединен со вторым входом БУ.

Первая скорость $V_{\phi 1}$ настройки полосового скоростного фильтра ПСФ определяется скоростью изменения напряжения $u_{\text{вх}}$ во время отсутствия взвешиваемого груза (при пустой платформе), а вторая скорость $V_{\phi 2}$ настройки ПСФ определяется установленным временем взвешивания и амплитудой и частотой колебаний напряжения $u_{\text{вх}}$ при взвешивании груза.

Взвешивающее устройство работает следующим образом. При отсутствии груза на платформе напряжения $u_{d1}, u_{d2}, u_{d3}, u_{d4}$ датчиков усиливаются предварительными усилителями ПУ1, ПУ2, ПУ3, ПУ4, напряжения $u_1 + u_4$ на выходах которых отражают текущее значение давления в гидравлических мессдозах. Эти давления зависят от первоначального давления мессдозы, от изменения температуры окружающей среды, от накопившейся пыли и грязи на платформах. Эти напряжения $u_1 + u_4$ при помощи СУ1 суммируются и поступают на вход ПСФ, где полностью компенсируются, так что на выходе ПСФ напряжение $u_{\text{ис}} = 0$. При этом на выходе ВВ $u_{\text{вых}} = 0$. В блоке индикации и регистрации БИР хранится информация предыдущего взвешивания.

Напряжения $u_5 + u_8$ с выхода блоков контроля давления КД1-КД2 суммируются при помощи СУ2 и результат суммирования u_9 подается в БУ. Если величина u_9 не превышает заданного значения (порога), то блок управления БУ не препятствует проведению последующих взвешиваний груза. Если же u_9 превысит заданный порог, то БУ, воздействуя на БИР, запрещает проведение последующих взвешиваний и подает световой и (или) звуковой сигнал о нарушении нормальной работы гидравлической мессдозы (давление в мессдозе меньше минимально допустимого).

Перед взвешиванием водитель взвешиваемого транспорта вводит в БИР свои данные при помощи специальной магнитной (или контактной) карточки. После этого транспорт устанавливается на платформу весов. При этом напряжения $u_1 + u_4$ резко возрастают и, следовательно, резко возрастает напряжение $u_{\text{вх}}$. Быстрое приращение $u_{\text{вх}}$, пропорциональное весу гру-

за на платформе, появляется на выходе ПСФ в виде напряжения u_{nc} , которое воздействует на блоки ВП, ДВП, БУ. Блок управления БУ, если перед этим не было запрета на взвешивание, производит сброс индикации результатов предыдущего взвешивания и разрешает взвешивание установленного на платформу груза. Максимальное значение u_{nc} при взвешивании запоминается в блоке ВП, а максимальная амплитуда изменения u_{nc} при колебании платформы в процессе взвешивания запоминается в блоке ДВП. При помощи блока вычитания БВ из напряжения u на выходе ВП вычитается напряжение Δu на выходе ДВП (Δu равно половине максимальной амплитуды изменения u_{nc}). В результате этого напряжение $u_{вых}$ с удовлетворительной точностью будет отражать вес груза на платформе. Значение веса груза запоминается и индицируется в БИР и регистрируется на носителе информации.

После освобождения платформы от груза напряжение $u_{вх}$ вновь будет полностью компенсироваться ПСФ и на его выходе $u_{nc} = 0$. Устройство готово к следующему циклу взвешивания.

7.6. Тензометрический усилитель

Электротензометрия получила широкое распространение в машиностроении как один из основных методов экспериментальных исследований статических и динамических нагрузок на различные узлы и детали машин. Тензометрические преобразователи имеют малые выходные напряжения — единицы или десятки милливольт. Поэтому эти напряжения необходимо усиливать. Современные многоканальные усилители обеспечивают такое усиление. Однако у них имеется существенный недостаток — «дрейф нуля». Поэтому необходима как предварительная, так и периодическая балансировка каждого канала тензоусилителя при ненагруженном тензометрическом преобразователе. Для этого приходится на некоторое время прекращать эксперименты, снимать нагрузку и производить подстройку всех каналов. Это приводит не только к потере времени, но и к нарушению естественности, «нормальности» режима работы машины в ходе эксперимента. Особенно это важно, когда на тензометрический преобразователь воздействует не только динамическая нагрузка, но и достаточно большие температурные деформации исследуемой детали.

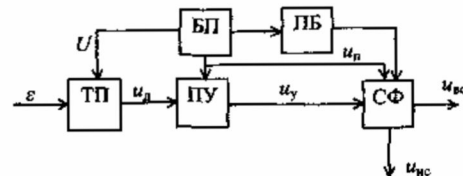


Рис. 7.9. Блок-схема канала тензоусилителя

Применение скоростных фильтров сигналов позволяет избавиться от такого недостатка современных тензоусилителей. На рис. 7.9 приведена блок-схема одного канала многоканального тензоусилителя со скоростным фильтром.

ром, а на рис. 7.10 показан один из вариантов его принципиальной электрической схемы. Тензопреобразователь ТП может быть выполнен по известным схемам моста или полумоста, или как показано на рис. 7.10.

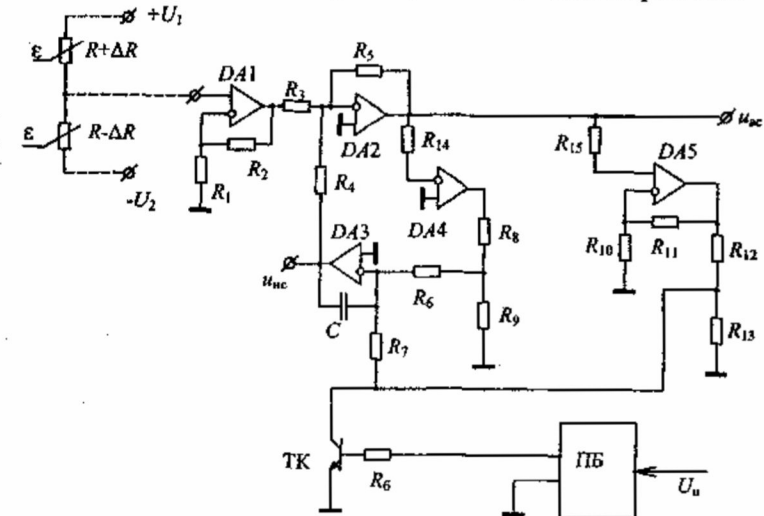


Рис. 7.10. Электрическая схема канала тензоусилителя

Напряжение u_n усиливается предварительным усилителем ПУ, выполненным на микросхеме DA1, до величины $0,5 \pm 1$ В. Это напряжение поступает на вход скоростного фильтра, собранного на микросхемах DA2 + DA5. Быстро изменяющаяся составляющая напряжения u_y дополнительно усиливается до нужной величины u_{nc} при помощи разностного усилителя на DA2. Напряжение u_{nc} является выходом фильтра верхних скоростей ФВС, который пропускает быстро изменяющиеся напряжения и не пропускает медленно изменяющиеся напряжения, включающие в себя и напряжения от температурных деформаций тензодатчиков, а также и дрейф нуля усилителей.

На микросхемах DA3 (интегратор) и DA4 (компаратор) осуществлена отрицательная обратная связь в скоростном фильтре, которая компенсирует все медленно изменяющиеся составляющие напряжения u_y на входе фильтра. Скорость V_k компенсации не превышает скорости V_ϕ настройки ки фильтра.

Напряжение u_{nc} является напряжением выхода фильтра нижних скоростей ФНС, которое пропорционально температурным деформациям тензодатчиков и дрейфу нуля тензоусилителя.

Для снижения скорости V_ϕ вплоть до нуля при появлении полезного сигнала u_{nc} , что увеличивает точность измерений, установлен насыщаю-

щийся усилитель на микросхеме DA5, то есть здесь используется ФВС с регулируемой крутизной СХ. При появлении напряжения $u_{вс}$ на выходе DA5 появляется напряжение $u_{ну}$, которое является напряжением положительной обратной связи, то есть включено встречно с $u_{кн}$. Благодаря этому скорость V_{ϕ} настройки фильтра уменьшается вплоть до нуля при насыщении микросхемы DA5 и, таким образом, увеличивается крутизна скоростной характеристики. Однако коэффициент положительной обратной связи не должен превышать коэффициент отрицательной обратной связи. В противном случае фильтр переходит на неустойчивый режим и работа его нарушается.

В тензоусилителе имеются общие для всех каналов блоки. Это блок питания БП и блок первоначальной балансировки ПБ. При включении блока питания блок ПБ во всех каналах замыкает транзисторные ключи ТК на определенное время, достаточное для балансировки всех каналов тензоусилителя. При этом напряжение $u_{ну}$ отключается от входа интегратора, в результате чего компенсация первоначального напряжения U_{0} при ненагруженном еще ТП происходит с первоначальной скоростью $V_{\phi 0}$ настройки фильтра.

После полной компенсации подается соответствующий сигнал, указывающий на то, что тензоусилитель готов к нормальной работе. В дальнейшем блок питания тензоусилителя уже нельзя отключать при нагруженном ТП хотя бы одного канала. В противном случае, при повторном включении блока питания произойдет автоматическая компенсация и полезного сигнала нагруженного ТП. При автономных для каждого канала ручных предварительных балансировках тензопреобразователей необходимость в блоке ПБ отпадает. В этом случае при исследованиях напряжение $u_{вс}$ будет пропорционально только медленноизменяющейся составляющей напряжения $u_{д}$ тензопреобразователя, например, зависящей от температурной деформации исследуемой детали, или от статической нагрузки этой детали. Следовательно, для измерения динамических нагрузок необходимо использовать ФВС с выходным напряжением $u_{вс}$, а для измерения статических нагрузок необходимо использовать ФНС с выходным напряжением $u_{вс}$.

Заключение

Итак, в нашем арсенале устройств по обработке электрических сигналов появился новый класс приборов – скоростные фильтры сигналов. Пока еще скоростная фильтрация находится только в начале своего пути, но уже не единожды показала свои замечательные возможности в области обработки электрических сигналов. И сейчас пока трудно предвидеть, сколько бурное и плодотворное развитие в будущем получат скоростные фильтры сигналов, сколько еще будет создано новых типов таких фильтров и новых схемных решений.

По сравнению с частотными, скоростные фильтры более разнообразны и по схемным исполнениям, и по реакциям на различные сигналы. Они могут быть использованы как самостоятельно, так и в сочетании с частотными фильтрами. В любом случае они расширяют возможности создания новых устройств обработки сигналов с улучшенными характеристиками, а также возможности улучшения характеристик существующих устройств.

Теория скоростных фильтров пока еще находится в зачаточном состоянии, пока еще приспособлена для применения скоростной фильтрации в области невысоких скоростей изменения сигнала, при которых инерционность активных элементов – микросхем можно не учитывать. Со временем эта теория будет совершенствоваться и «шлифоваться» с учетом новых требований и новых возможностей. И мы имеем все основания сказать с оптимизмом: у скоростных фильтров есть будущее. В добрый путь, мое дитя!

Литература

1. Чубриков Л. Г., Босак Т. И. Сигнализатор прекращения потока нефти, НТИС // Нефтепромысловое дело и транспорт нефти. – Москва: ВНИИОЭНГ, 1985. – № 8.
2. А. с. 1256070 СССР. Сигнализатор прекращения потока жидкости / Чубриков Л. Г., Босак Т. И. // Открытия, изобретения. – 1986. – № 33.
3. Чубриков Л. Г., Евстратенко О. В. Задающий генератор. НТИС // Автоматизация и телемеханизация в нефтяной промышленности. – Москва: ВНИИОЭНГ, 1989. – № 10.
4. А. с. 1495563 СССР. Интегральный сигнализатор прекращения потока жидкости / Чубриков Л. Г. и др. // Открытия, изобретения. – 1987. – № 27.
5. Широков О. Г. Обеспечение бесперебойного электроснабжения технологических установок непрерывного производства: Материалы международной НТК «Современные проблемы машиноведения». – Гомель, 1996. – С. 190-192.
6. Прокопчик В. В., Широков О. Г. Проблемы электроснабжения предприятий с непрерывным технологическим процессом.
7. Чубриков Л. Г., Суяров Д. И., Сиротин М. Н. Измерение усилий прокатки на толстолистовых станах. УФАН СССР: Сб. трудов. – 1962. – Вып. 9.
8. Чубриков Л. Г., Суяров Д. И., Сиротин М. Н. Определение средних удельных давлений при исследовании толстолистовых станов. Известия АН СССР // Металлургия и горное дело. – Москва, 1963. – № 1.
9. А. с. 166066 СССР. Самонастраивающаяся система управления нажимными устройствами толстолистовых станов / Чубриков Л. Г. // Открытия, изобретения. – 1965. – № 21.
10. А. с. 241765 СССР. Устройство для измерения давления металла на валки станов периодической прокатки / Чубриков Л. Г., Маренич Е. М. // Открытия, изобретения. – 1969. – № 14.
11. Аткинсон Р. Человеческая память и процесс обучения. / Пер. с англ. – М.: Прогресс, 1980.
12. А. с. 292114 СССР. Устройство компенсации дрейфа нуля датчика для измерения параметров прерывистых процессов автоматическими потенциометрами (мостами) / Чубриков Л. Г. и др. // Открытия, изобретения. – 1971. – № 4.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	3
Глава 1. Введение в скоростную фильтрацию сигналов	
1.1. Ограниченность частотной фильтрации	5
1.2. Понятия и определения скоростной фильтрации сигналов	7
1.3. Основные параметры и характеристики скоростных фильтров	11
1.4. Области применения скоростной фильтрации	15
Глава 2. Базовая схема скоростных фильтров	
2.1. Блок схема и электрические схемы	18
2.2. Работа фильтра при неперiodических входных напряжениях	22
2.3. Реакция фильтра на периодические входные напряжения	33
2.4. Работа фильтра при синусоидальном входном напряжении	40
2.5. Реакция фильтра на выпрямленное входное напряжение	47
Глава 3. Фильтры с переменной скоростью настройки	
3.1. Несимметричные фильтры	55
3.2. Фильтры с регулируемой крутизной скоростной характеристики	63
3.3. Фильтры с отсечкой	76
3.4. Фильтры с управлением по входу	81
3.5. Фильтры с коррекцией	84
3.6. Фильтры со следящей скоростью настройки	87
Глава 4. Комбинированные фильтры	
4.1. Полосовые фильтры	92
4.2. Заграждающие фильтры	94
4.3. Универсальный скоростной фильтр	95
4.4. Интегральный ФВС	99
4.5. Фильтр среднего значения	100
Глава 5. Аналого-цифровые фильтры	
5.1. Симметричные фильтры	102
5.2. Несимметричные фильтры	103
5.3. Фильтры с регулируемой крутизной характеристики	105
5.4. Фильтры среднего значения	106
5.5. Фильтры среднего значения с динамической компенсацией	109

Глава 6. Скоростные фильтры в устройствах контроля

6.1. Сигнализатор с непрерывной компенсацией помехи.....	112
6.2. Сигнализатор с периодической компенсацией помехи	114
6.3. Интегральный сигнализатор.....	116
6.4. Трехпозиционный интегральный сигнализатор потока.....	125
6.5. Обнаружение одиночных сигналов.....	127
6.6. Сигнализатор быстрого изменения напряжения	130

Глава 7. Скоростные фильтры в устройствах измерения

7.1. Измерение параметров прерывистых процессов.....	134
7.2. Аналоговый измеритель усилий прокатки	138
7.3. Аналого-цифровой измеритель усилий прокатки.....	142
7.4. Автоматический потенциометр с узлом компенсации помехи.....	145
7.5. Взвешивание транспортных средств.....	148
7.6. Тензометрический усилитель.....	150
Заключение	153
Литература.....	154

Научное издание

ЧУБРИКОВ Леонид Гаврилович

СКОРОСТНЫЕ ФИЛЬТРЫ СИГНАЛОВ

Редакторы: Теплякова Л. Ф.
Сакунова О. Н.

Компьютерная верстка: Камелицкий В. В.

Подписано в печать 1.11.2000

Формат 60x84_{1/16}. Гарнитура «Таймс». Бумага офсетная.

Усл. печ. л. 9,07. Уч.-изд. л. 10,69.

Тираж 500. Заказ № 77

Отпечатано на ризографе ГГТУ им. П. О. Сухого, г. Гомель,
пр. Октября, 48.

Лицензия ЛВ №339 от 14.07.99. Лицензия ЛП № 114 от 01.07.99