

РАЗДЕЛ «ЭЛЕКТРОНИКА. РАДИОТЕХНИКА»

УДК 621.316.9

С'ЯНОВ О.М., д.т.н, професор
АНДРЕЄВ О.О., асистент

Дніпродзержинський державний технічний університет

ЗАХИСТ ПРОМИСЛОВОГО ОБЛАДНАННЯ ВІД ГРОЗОВИХ ІМПУЛЬСІВ

У роботі представлена розроблена авторами схема захисту електроустаткування від перенапруження. Описаний принцип роботи схеми, а також проведено моделювання роботи даної схеми.

В работе представлена разработанная авторами схема защиты электрооборудования от перенапряжения. Описан принцип работы схемы, а также проведено моделирование работы данной схемы.

The circuit of protection of electrical equipment from the overstrain developed by authors and represented in this work. Principle of work of circuit is described, and also the design of work of this circuit is conducted.

Вступ. Для захисту електроустаткування від імпульсних перенапружень використовують LC-фільтри, а також спеціальні пристрої, звані розрядниками. Розрядники звичайно підключаються паралельно устаткуванню, що захищається, і є нелінійними резисторами з високим опором в звичному стані (робочий відкритий стан), і різко зменшенням після прикладення імпульсу напруги. Проте для захисту апаратури від перенапруження не досить одного захисного елемента якого-небудь типу. Звичайно застосовують комбінацію різних компонентів, використовуючи переваги кожного типу.

Постановка задачі. Звичайно застосовується наступна схема захисту: розрядник – варистор – захисний діод. Можливе доповнення такої схеми запобіжниками, які самовідновлюються. Недостатки такої схеми – великий час відновлення роботи, а також недопустимість повторення перенапруження через короткий проміжок часу. Для розробленого пристрою були сформульовані наступні вимоги: робоча напруга 220...280 В або 380...440 В; максимальна амплітуда струму перевантаження 50 кА при $t=30$ мкс; час повторного імпульсу струму перевантаження 30 мкс.; безперервна робота електроустаткування.

Результати роботи. Електрична схема захисного пристрою приведена на рис.1. Як елементи захисту використовуються: варистор (НР), напівпровідниковий обмежувач напруги (ОН) і тиристри VD2 і VD3. Варистор виконує функцію граничного елемента захисту для включення тиристорів і часткового захисту кола в початковий момент часу наростання імпульсу напруги. При подальшому наростанні імпульсу перевантаження підключається напівпровідниковий обмежувач напруги, а через час t включається тиристор, що повністю шунтує коло на рівні нижче діючої в колі напруги. Основні умови роботи схеми захисту:

$$U_{\text{обм}}(\text{НР}) < U_{\text{обм}}(\text{ОН});$$

$$dU/dt_{\text{прип}}(\text{VD2}, \text{VD3}) > dU/dt_{\text{імп}},$$

де $U_{\text{обм}}$ – рівень обмеження напруги НР і ОН;

$dU/dt_{\text{прип}}$ (VD2, VD3) – припустима швидкість наростання напруги на тиристорах; $dU/dt_{\text{имп пер}}$ – швидкість наростання імпульсу напруги.

При невиконанні першої умови не забезпечується включення тиристорів. Якщо значення $U_{\text{обм}}(\text{НР})$ буде вище $U_{\text{обм}}(\text{ОН})$, то значення струму, що протікає через опір шунта, може виявитися недостатнім для формування пускового імпульсу тиристора. Якщо не виконується друга умова, то тиристор може включатися по аноду за рахунок «ефекту dU/dt ». Таке включення тиристора неприпустимо, тому що в цьому випадку воно може бути локальним, що приведе до прогорання структури. Для обмеження швидкості наростання напруги до припустимої величини необхідно паралельно тиристорам підключити конденсатор, як це показано на рис.1 штриховою лінією. Ємність конденсатора повинна бути не більш 0,25 ..0,5 мкФ. При $C=0,25...0,5$ мкФ струм, що протікає через конденсатор при напрузі мережі 220 В, не перевищить 5...10 мА, що порівняно зі струмами витoku тиристорів.

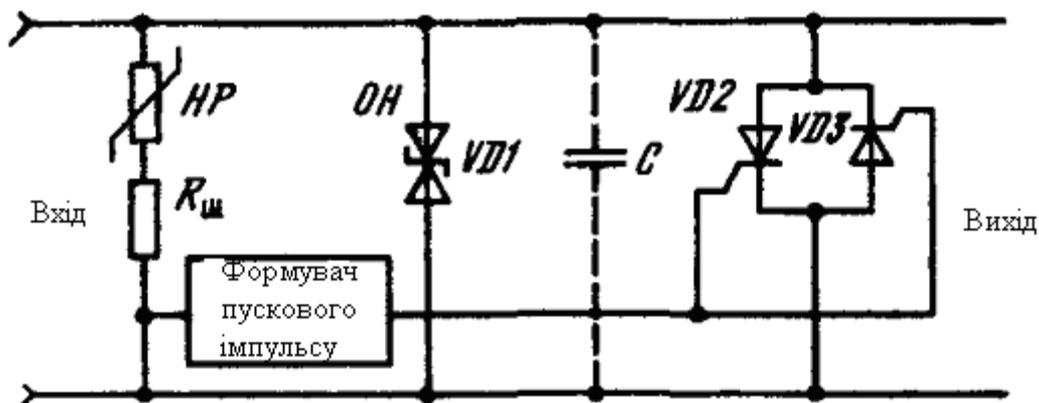


Рисунок 1 – Принципова електрична схема захисного пристрою

Принципова електрична схема пристрою захисту, змодельованого за допомогою ПО наведена на рис.2.

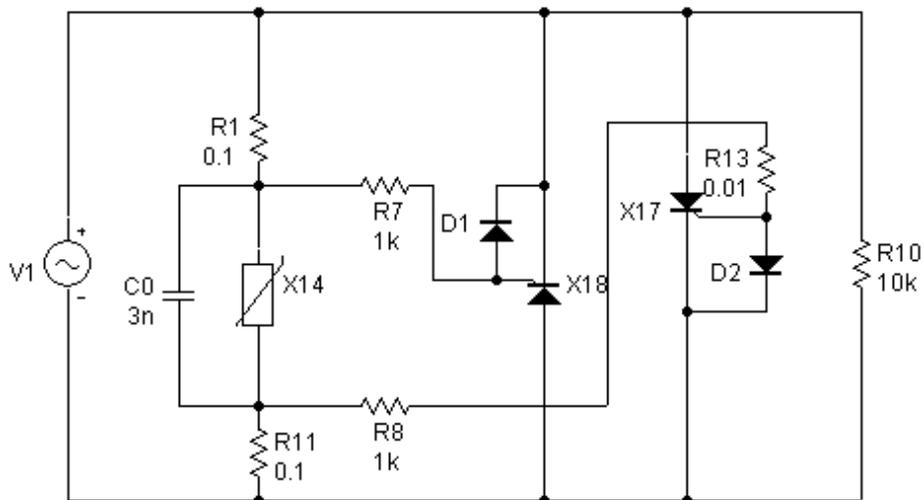


Рисунок 2 – Електрична схема пристрою захисту

В даній схемі входним сигналом являється V1, що емітує, наприклад, промислово освітлювальну мережу 50 Гц 220В. Елементи X14, X15 представляють собою варистори, які є основною складовою частиною пристрою захисту. Резистори R1 та R11 – шунтуючі. На них виділяється імпульсна напруга управління тиристорами. Резистори R7 та R8 – обмежуючі. Основне їх призначення – обмеження току управління тиристо-

рами. Діоди D1 та D2 – захисні. Вони захищають управляючий електрод тиристора. Тиристори X17 та X18 основні обмежувачі струму при спрацюванні пристрою захисту. Повна еквівалентна схема пристрою захисту наведена на рис.3.

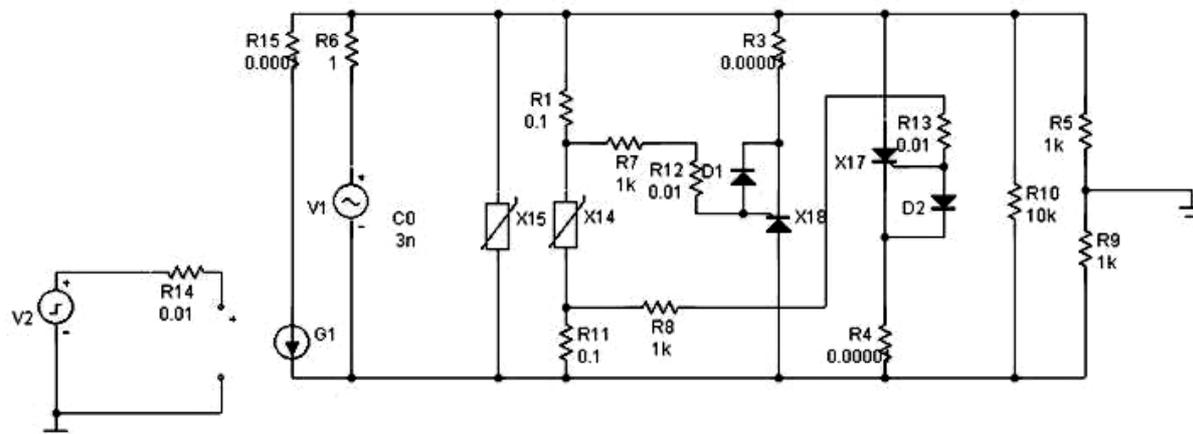


Рисунок 3 – Повна еквівалентна схема пристрою захисту

На даній схемі елементи G1, R14, V2 представляють собою модель грозового розряду, що діє на пристрій захисту. Елементи R15, R3, R4, R12, R13 необхідні для виміру струму, що тече в цих колах. На рис.4 представлена осцилограма напруги мережі живлення в нормальному режимі роботи.

В даній схемі використані такі елементи: варистор V40K230, тиристори BRX49, захисні діоди N4148.

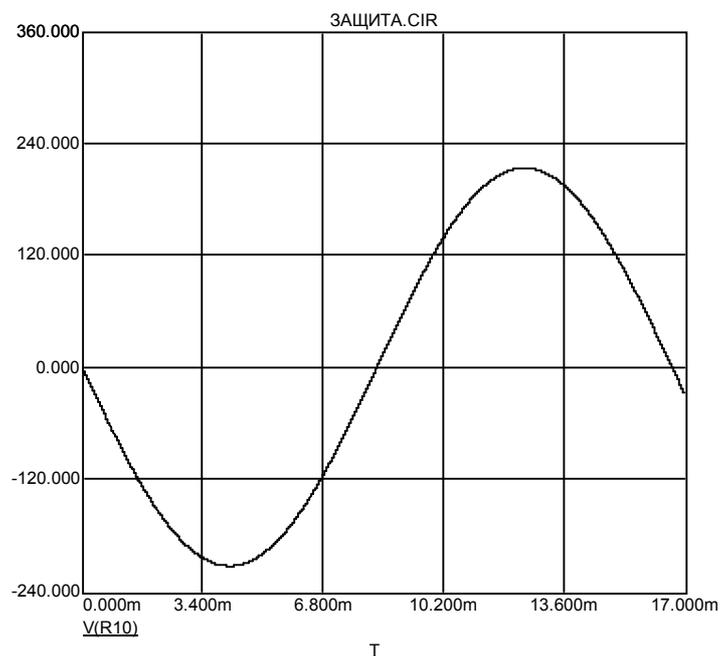


Рисунок 4 – Осцилограма напруги мережі живлення

Імпульс току грозового розряду представлений на рис.5.

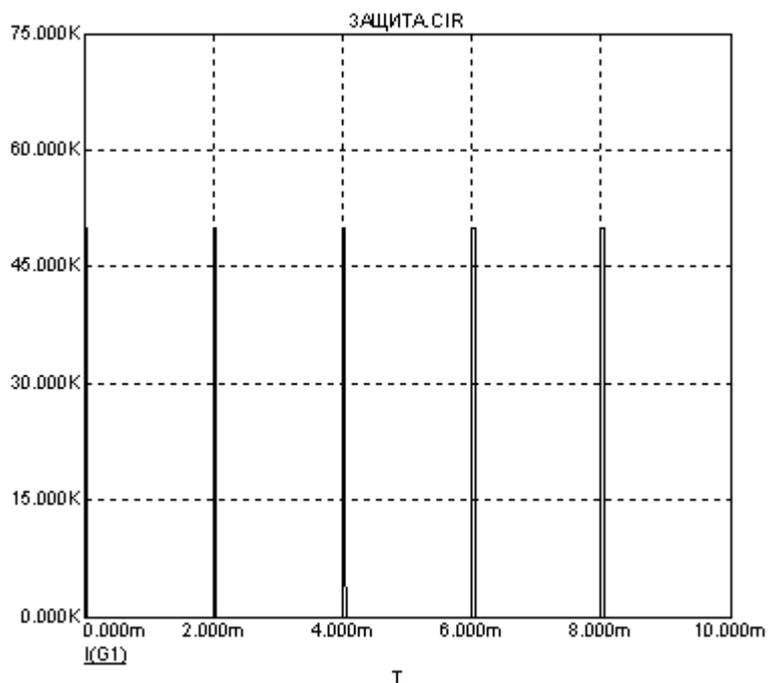


Рисунок 5 – Імпульси току грозового розряду

Ці імпульси току мають наступні параметри: амплітуда 50 кА, тривалість імпульсу 10 мкс, період повторення імпульсів 2 мс. Якщо б не було пристрою захисту, осцилограма напруги на навантаженні була б наступною:

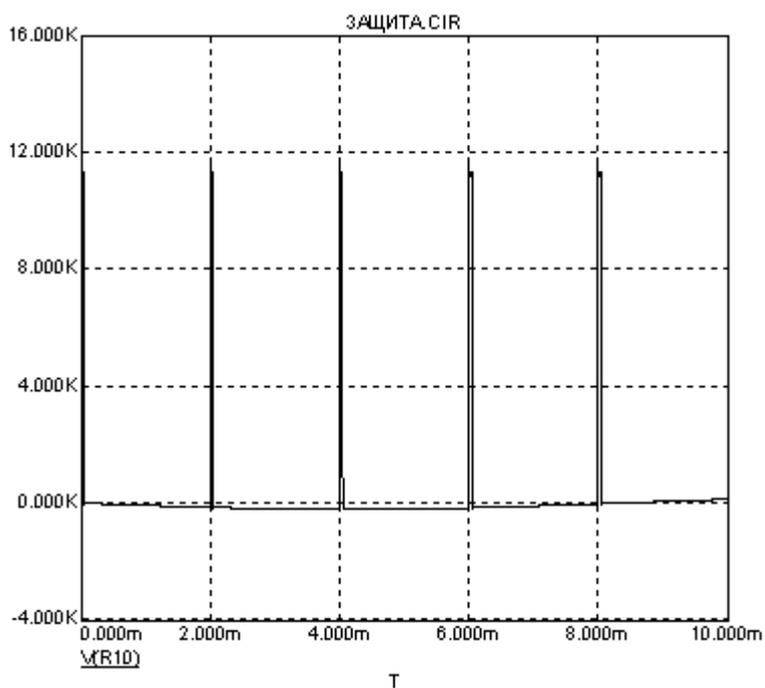


Рисунок 6 – Напруга на навантаженні без пристрою захисту

Як бачимо, амплітуда напруги досягає 12 кВ, що призведе до пошкодження підключеного до мережі навантаження. При ввімкненому приладі захисту осцилограма напруги має вигляд:

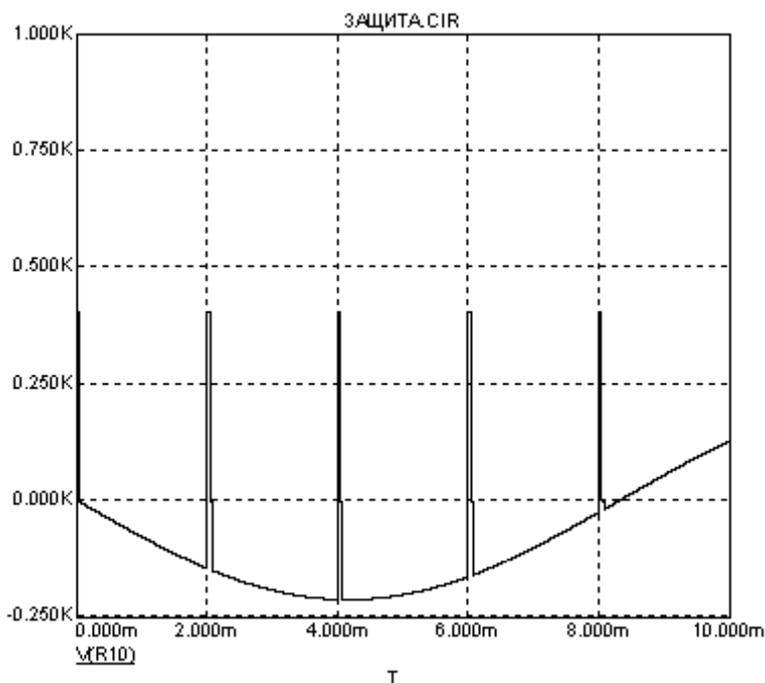


Рисунок 7 – Напруга на навантаженні з включеним пристроєм захисту

Як видно, амплітуда імпульсів зменшилась до 400 В. Це значення в значній мірі визначається параметрами тиристорів: чим менший опір відкритого тиристора, тим менша напруга пульсацій. На рис.8 наведена осцилограма струму через тиристори.

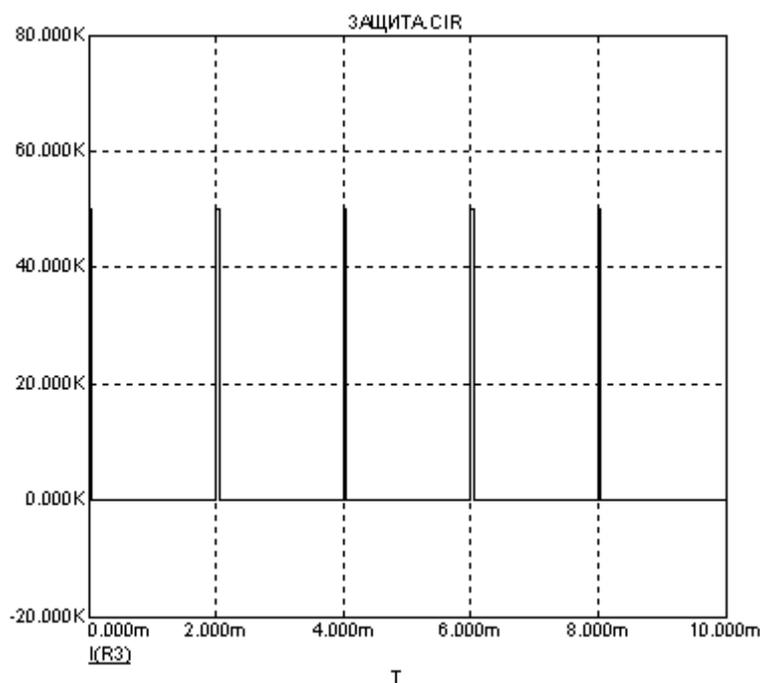


Рисунок 8 – Струм через захисні тиристори

Висновки. Проведені розрахунки та моделювання показали, що схема захисту цілком дієздатна і забезпечує безперервну роботу електроустаткування. Майже вся потужність грозового розряду виділяється на захисних тиристорах, тому максимальна тривалість імпульсу перенапруження обумовлюється тиристорами, що використовую-

ються. Можливе використання імпульсу управління тиристорами для сигналізації або управління в електросистемах.

ЛІТЕРАТУРА

1. Грязнов Ю.В., Медведев Ф.К. Оксидно-полупроводниковые варисторы. Применение. Система параметров. Свойства. Обзоры по электронной технике, Сер.5. Радиодетали и радио компоненты. – 1989. – Вып.2(1446). – 48с.
2. Motorola: TVS/Zener Device Data, 1/98. Chapter 10 “Transient Voltage Suppression”.
3. Белкин А., Самарин А. Защита линейных цепей телекоммуникационной аппаратуры. «Электронные компоненты». – 2005. – Вып. №2. – С.6-9.

УДК 621.374

РЯЗАНЦЕВ О.В. к.ф.-м.н., доцент
АНДРЕЕВ О.В. магистр

Днепродзержинский государственный технический университет

АНАЛОГОВЫЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРЫ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ (ЭМОС) В АУДИОУСТРОЙСТВАХ

У роботі наведені розроблені авторами аналогові диференціатори електромеханічного зворотного зв'язку, описаний принцип їхньої роботи, показані принципові схеми, а також графіки проведених експериментів.

В работе приведены разработанные авторами аналоговые дифференциаторы электромеханической обратной связи, описан принцип их работы, показаны принципиальные схемы, а также графики проведенных экспериментов.

In work are resulted, developed by authors, analog differentiation's an electromechanical feedback, the principle of their work is described, basic schemes, and also schedules of the lead experiments are shown.

Введение. При реализации ЭМОС в усилителях звуковой частоты (УЗЧ) обычно выделяется непосредственно сигнал скорости движения звуковой катушки громкоговорителя (Гр), который затем дифференцируется и поступает на инверсный вход УЗЧ уже в виде сигнала ускорения. Качество дифференцирования, которое происходит в пределах петли ЭМОС в этом случае, является определяющим, т.к. все искажения, возникающие на этом участке, не компенсируются.

Постановка задачи. Чаще всего для дифференцирования используют обычную RC-цепочку, однако модуль коэффициента передачи в таком варианте крайне мал, а если повысить постоянную RC до приемлемой величины в области низких частот, то для средне- и высокочастотной частей диапазона такая цепочка будет являться, соответственно, слабодифференцирующей и, наконец, переходной. Это соответствует ситуации, когда ЭМОС по ускорению для поршневого диапазона плавно превращается в ЭМОС по скорости с повышением частоты сигнала, что не позволяет в полной мере реализовать ее возможности. При использовании же дифференциаторов на операционных усилителях роль основного недостатка начинает играть вносимый шум, обусловленный значительным количеством активных структур в составе ОУ. Легко показать, что при возникновении шума на участке петли ООС выходное напряжение УЗЧ выражается в виде

$$U_{вых} = \frac{K_0}{1 + \beta \cdot K_0} \cdot (U_{вх0} + U_{ш}), \quad (1)$$

т.е. напряжение шума $U_{ш}$ усиливается точно так же, как и «невозмущенное» значение напряжения входного сигнала $U_{вх0}$, что равносильно повышению его зашумленности (снижение ОСШ).

Итак, дифференциатор должен обеспечивать достаточный коэффициент передачи при минимальном количестве активных элементов, вращать фазу входного сигнала на $\pi/2$ во всем диапазоне звуковых частот и иметь линейновозрастающую АЧХ. Действительно, при воздействии гармонического сигнала $\dot{x}(t) = V_0 \cdot \cos \omega \cdot t$ получаем для ускорения:

$$\ddot{x}(t) = -V_0 \cdot \omega \cdot \sin \omega \cdot t = V_0 \cdot \omega \cdot \cos(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}) = a_0 \cdot \cos(\omega \cdot t + \frac{\pi}{2}). \quad (2)$$

Кроме того, дифференциатор для сигнала скорости в петле ЭМОС должен иметь линейную амплитудную характеристику (минимальный коэффициент гармоник), т.к. в противном случае «распыление» спектра будет непосредственно перенесено на выходной сигнал. Еще одно требование к такому дифференциатору заключается в том, чтобы он совмещал в себе свойства дифференцирования и преобразователя симметрии – обеспечение перехода сигнала скорости, снимаемого с диагонали моста выделения ЭМОС в сигнал относительно общей шины питания.

Результаты работы. Перечисленным требованиям соответствуют предлагаемые в данной работе дифференциаторы на С- и L-реактивностях. На рис.1 изображен вариант дифференциатора первого типа.

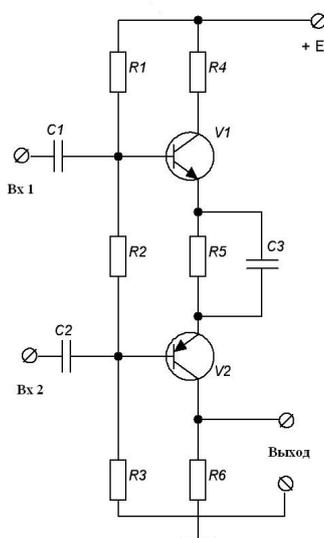


Рисунок 1 – Дифференциатор на С-реактивностях

Принцип дифференцирования в данном случае основан на известном соотношении между током через конденсатор и напряжением на нем:

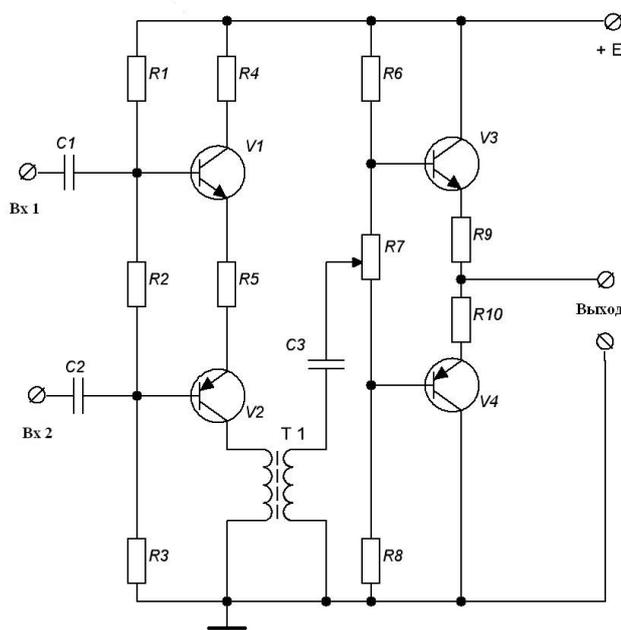
$$i_c = \frac{q_c}{dt} = \{q_c = C \cdot U_c\} = \frac{d}{dt}(C \cdot U_c) = C \cdot \frac{dU_c}{dt},$$

причем $U_c = U_{вх} - U_{\tilde{ЭБ}}$,

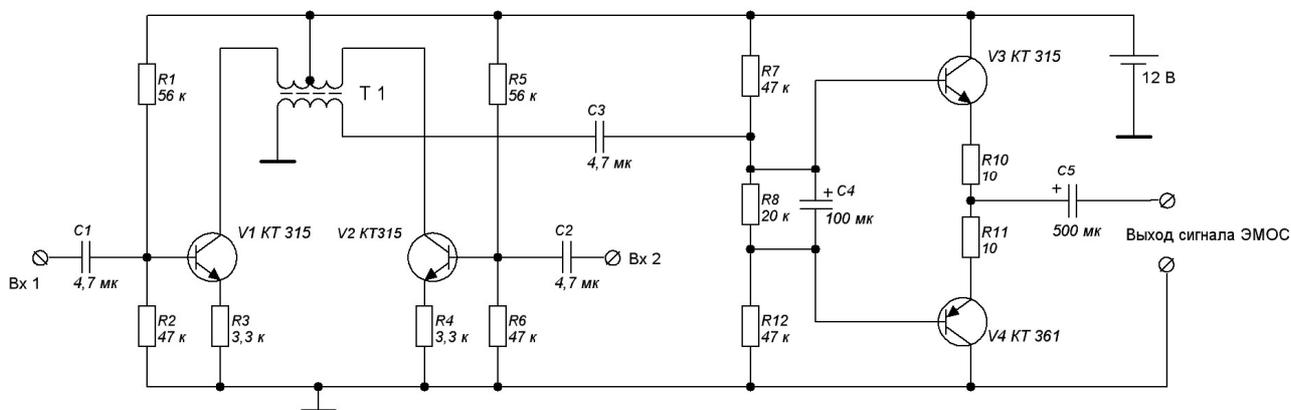
т.е. $i_c = C \frac{d}{dt}(U_{вх} - U_{\tilde{ЭБ}}) \Big|_{U_{\tilde{ЭБ}} \ll U_{вх}} \approx C \cdot \frac{dU_{вх}}{dt}$.

Итак, при условии, что практически всё входное напряжение приложено к конденсатору, ток через него пропорционален производной от этого напряжения по времени. Модуль сопротивления конденсатора при этом должен быть гораздо больше сопротивления нагрузочного резистора – на схеме это динамическое сопротивление Э-Б переходов транзисторов V_1 и V_2 , для которых конденсаторы C_1 и C_2 играют роль генераторов тока. Тогда реализуется токовый способ управления этими транзисторами, что приводит к высокой линейности амплитудной характеристики каскада. Для максимального снижения входного сопротивления термостабилизирующий резистор R_5 шунтируется по переменному току конденсатором большой ёмкости C_3 . Ток базы усиливается в $10^2 \dots 10^3$ раз (зависит от выбора комплементарной пары) и превращается в сигнал напряжения относительно провода питания на резистора R_6 .

Дифференциаторы, построенные с использованием L-реактивностей, приведены на рис.2.



а)



б)

Рисунок 2 – Дифференциаторы на L-реактивностях

В дифференциаторах этих типов используется уже не фазовый сдвиг между напряжением и током в реактивности, а закон электромагнитной индукции. В самом деле, ЭДС во вторичной обмотке трансформатора $E_2 = -L_{21} \cdot \frac{dI_1}{dt}$, (3) где L_{21} -взаимная индуктивность обмоток, I_1 – сила тока в первичной обмотке.

Таким образом, если входной сигнал напряжения линейно преобразовать в сигнал тока и этим током питать первичную обмотку трансформатора, а со вторичной снимать ЭДС индукции, эта ЭДС окажется пропорциональной производной от входного сигнала по времени. Регистрация этой ЭДС выполняется симметричными повторителями VT₃ и VT₄, варианты на рис.2,а и 2,б отличаются не принципиально: в первом использована комплементарная пара VT₁, VT₂, а во втором – однотипная. Эти же пары являются линейными преобразователями входного сигнала «напряжение – ток», т.к. по коллекторному выводу эмиттерный повторитель можно практически считать генератором тока.

Выводы. Приведенные измерения показали линейность амплитудной характеристики таких дифференциаторов, линейность АЧХ, фазовый сдвиг выходного сигнала $\pi / 2$ в диапазоне частот до 15 кГц.

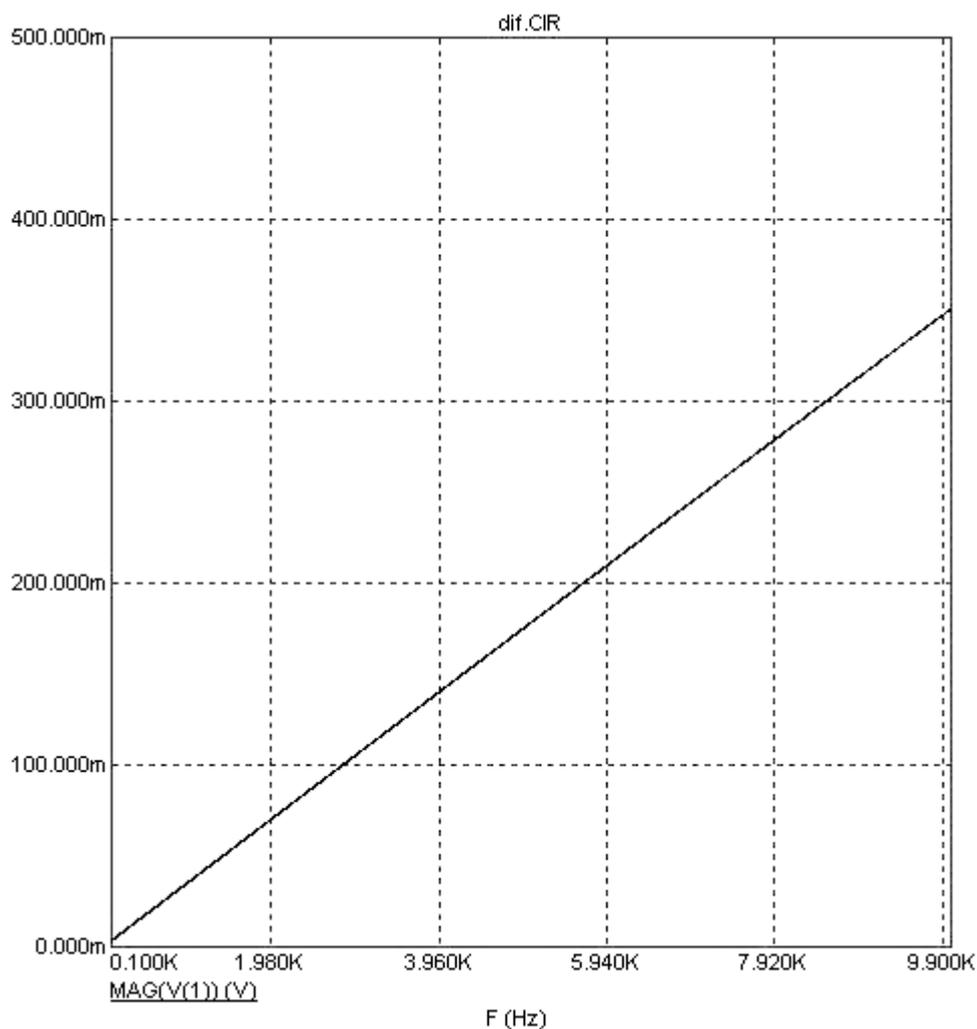
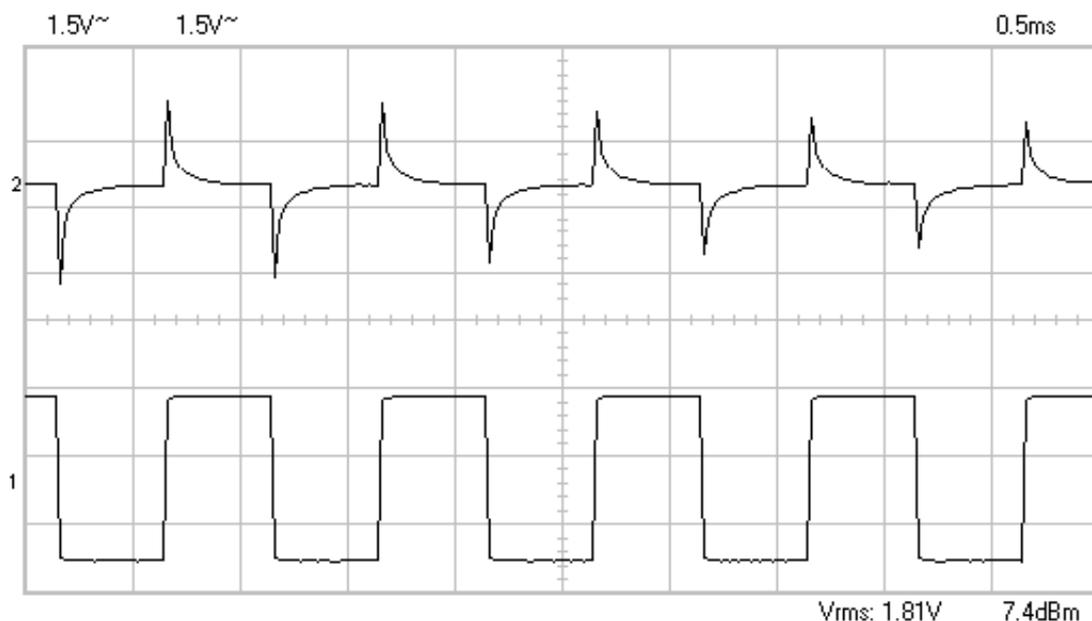


Рисунок 3 – Зависимость выходного синусоидального сигнала дифференциатора от частоты при уровне входного сигнала 100мВ



1 – входной сигнал – меандр с частотой 1кГц; 2 – отклик системы

Рисунок 4 – Графики дифференцирования

ЛИТЕРАТУРА

1. Ю.Митрофанов, А.Пикерсгиль. Электромеханическая обратная связь в акустических системах., Радио, №5, 1970, С.25-26.
2. Рязанцев О.В., Андреев О.В. Про ефективність використання електромеханічного зворотного зв'язку в підсилювачах звукових частот/ Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні праці). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2005. – С.259-264.

УДК 621.375.13

РЯЗАНЦЕВ О.В., к.ф.-м.н., доцент
АНДРЕЕВ А.А., ассистент
КУЧЕРУК А.П. студент

Днепродзержинский государственный технический университет

ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Розглянуті основні принципи побудови підсилювача з диференціальним зворотним зв'язком. Проаналізовані потенційні можливості підсилювачів з даним типом ЗЗ. Проведена експериментальна реалізація одержаних висновків на прикладі типового підсилювального каскаду.

Рассмотрены основные принципы построения усилителя с дифференциальной обратной связью. Проанализированы потенциальные возможности усилителей с данным типом ОС. Проведена экспериментальная реализация полученных выводов на примере типового усилительного каскада.

Basic principles of construction of amplifier with the differential feed-back are considered in this article. Potential possibilities of amplifiers with this type of feed-back are analysed. Experimental realization of the received conclusions on the example of model amplifying cascade is conducted.

Введение. Отрицательная обратная связь (ООС) в различных формах широко используется для улучшения практически всех параметров и характеристик усилительных устройств. Однако, ее применение всегда предполагает наличие запаса по усилению, причем требуемый запас тем больше, чем глубже ООС. Это приводит к необходимости использования большего количества активных элементов, а значит к ухудшению шумовых параметров усилителя. В свою очередь, слишком глубокая ООС вызывает, как известно, динамические искажения, критична к паразитным фазовым сдвигам, что заставляет ограничивать глубину обратной связи, шире практиковать местную, внутри каскадную ООС и т.д.

Постановка задачи. В связи с указанными особенностями классической ООС напрашивается очевидный вывод: подавать в петлю ОС не весь выходной сигнал, а только ту его часть, которая искажена относительно входного, т.е. реализовывать по существу обратную связь по форме сигнала. Искаженный фрагмент сигнала(сигнал искажения)складывается в определенной полярности со входным и создает предискажение, которое зеркально отображает, например нелинейность амплитудной характеристики усилителя. При этом можно ожидать, что усилительные свойства усилителя с такой ОС практически не изменяется, а все положительные качества ООС сохраняются. Следует отметить, что такой вариант ОС уже описан, например, в работе[1], а в работе[2] детально рассмотрен один из способов выделения сигнала искажений, сама ОС такого типа в [1] названа ОСВИ – обратная связь по вычитанию искажений. Однако, в приведенных работах реализация такой ОС является слишком громоздкой и трудоемкой в настройке, не выявлены потенциальные возможности этой ООС.

Рассмотрим эти возможности пока безотносительно к реализации усилителя. В элементарной теории ООС сигналы на входе и выходе усилителя можно записать в виде:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0} - \beta U_{\text{вых}}, \quad U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}0} - K_0 \beta U_{\text{вых}},$$

где $U_{\text{вх}0}$ – напряжение входного сигнала без ООС;
 K_0 – модуль коэффициента усилителя без ООС;
 β – коэффициент ООС.

Отсюда следует, что коэффициент усиления при наличии ООС равен:

$$K = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_0}{1 + \beta K_0}, \quad (1)$$

т.е. K оказывается меньше K_0 в $(1 + \beta K_0)$ раз.

На практике обычно величину произведения βK_0 выбирают в пределах 1...4. Если же из сигнала ООС $U_{\text{оос}} = \beta U_{\text{вых}}$ вычесть входной сигнал, т.е. сформировать разность $\Delta U = \beta U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}0}$ и подать разностный сигнал в петлю ОС, то входное напряжение окажется равным:

$$U_{\text{вх}} = U_{\text{вх}0} - \beta U_{\text{вых}} + U_{\text{вх}0} = 2U_{\text{вх}0} - \beta U_{\text{вых}},$$

а выходное напряжение: $U_{\text{вых}} = K_0 U_{\text{вх}} = 2K_0 U_{\text{вх}0} - \beta K_0 U_{\text{вых}},$

откуда

$$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх0}}} = K = \frac{2K_0}{1 + \beta K_0} \quad (2)$$

Как видно, выражение (2) отличается от записанного для обычной ООС (1) удвоенной величиной числителя, т.е. при выборе $\beta K_0 = 1$ коэффициент усиления устройства вообще не изменится. Заметим, что в выражении для ΔU можно вычитать не просто $U_{\text{вх0}}$, а $2U_{\text{вх0}}$, $3U_{\text{вх0}}$ и т.д. Тогда в числителе выражение для K получим $3K_0$, $4K_0$ и т.д. Это естественно, т.к. для сохранения усиления при увеличении глубины ОС из сигнала ООС требуется вычитать все большую величину входного («эталонного», опорного) сигнала.

Реализация такой ОС требует дополнительного устройства вычитания (аналоговый компаратор, дифференциальный усилитель) и поэтому признаку ее можно назвать дифференциальной обратной связью ДОС.

Результаты работы. Для проверки выше изложенного был использован простейший усилитель звуковых частот, схема всего устройства приведена на рис.1.

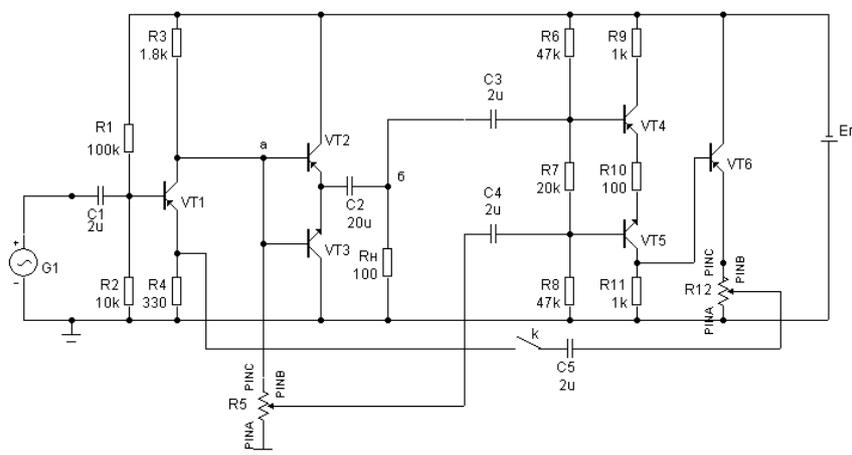
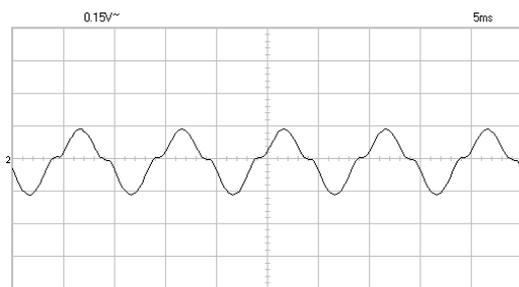


Рисунок 1 – Схема УЗЧ с ДОС

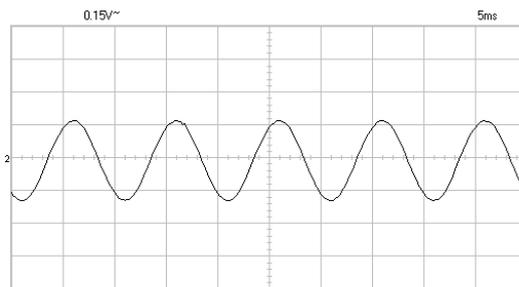
В качестве опорного использован выходной сигнал усилителя напряжения на VT1, т.к. предварительные каскады УЗЧ, работающие в режиме А искажений практически не вносят. Выходной каскад на VT2 и VT3 сознательно введен в режим В (или С) с нулевым током покоя, что всегда приводит к заметным искажениям формы типа «ступенька». Коэффициент такого каскада меньше единицы, что потребовало введения регулятора баланса R5. Каскад на VT4 и VT5 усиливает сигнал диагонали между точками а и б, т.е. разность напряжений U_a и U_b (с учетом балансировки U_a с помощью R5) и приводит этот сигнал к напряжению относительно шины питания, т.е. снимается с R11 и через повторитель на VT6 подается в эмиттер VT1 через регулятор глубины ДОС на R12. Ключ К служит для отключения цепи ООС. Такой вариант суммирования не является оптимальным – желательно использовать линейный сумматор (микшер). Результаты подачи на такой УЗЧ гармонического и импульсного сигналов приведены на рис.2, 3.

Заметим, что при воздействии импульсных сигналов искажения специально создавались введением вместо активного резистора R_n цепочки RC, что имитировало работу УЗЧ на нагрузку с реактивностью.

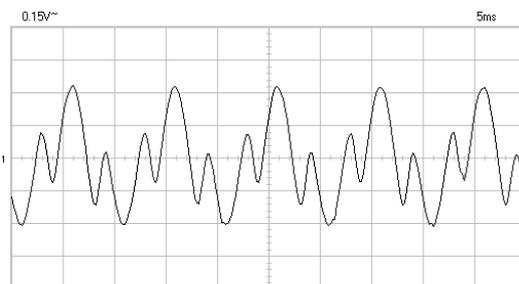
Фазовая коррекция в данном случае не потребовалась, т.к. выходной каскад на VT2 и VT3 является симметричным эмиттерным повторителем, т.е. имеет ФЧХ, близкую к идеальной.



а)

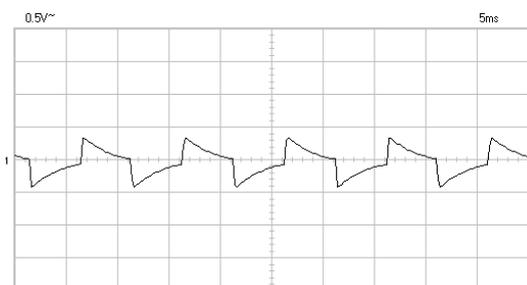


б)

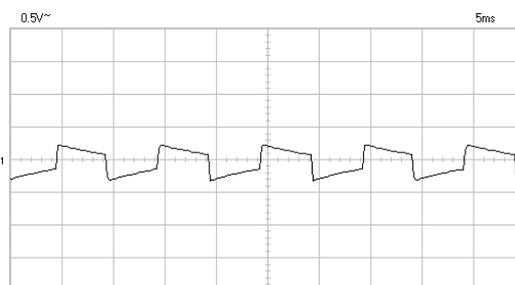


в)

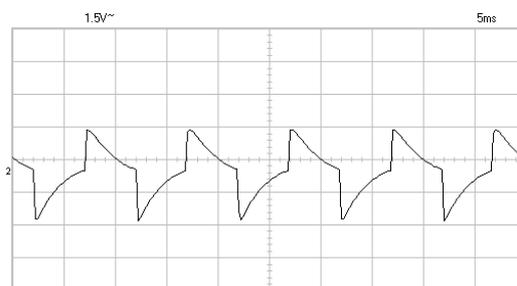
а) – выходной сигнал без ДОС; б) – выходной сигнал с ДОС; в) – разностный сигнал
Рисунок 2 – Воздействие гармонического сигнала



а)



б)



в)

а) – выходной сигнал без ДОС; б) – выходной сигнал с ДОС; в) – разностный сигнал
Рисунок 3 – Импульсное воздействие

На схеме, изображенной на рис.1, регулятором R5 при заданной глубине ДОС можно сформировать сбалансированный разностный сигнал ($K = K_0$), разностный сигнал + ООС ($K < K_0$), разностный сигнал + ПОС ($K > K_0$). Оптимальной следует считать регулировку при которой $K \leq K_0$, т.к. при существенном увеличении K по сравнению с K_0 усилитель становится склонным к самовозбуждению.

В приведенном варианте ДОС $\beta = 1; K_0 \approx 0.8$, т.е. знаменатель в выражении для K равен:

$$1 + \beta K_0 = 1.8$$

Тогда для сбалансированной ДОС необходимо сформировать таким образом:

$$\Delta U \approx \beta U_{\text{вых}} - U_{\text{вх0}} = U_{\text{вых}} - 0.8U_{\text{вх0}}$$

при этом будет выполнено условие $K = K_0$, т.е. коэффициент передачи делителя (регулятор баланса) R5 следует выбирать ≈ 0.8 . Регулятор R12 необходим для точного подбора уровня ДОС с учетом усиления симметрирующего дифференциального каскада на VT4 и VT5. С его помощью уровень выходного сигнала при включенной цепи ДОС устанавливаются приблизительно таким же, как и при разомкнутой.

Выводы. Теоретически показана возможность компенсации нелинейности амплитудной характеристики усилителей без потери усиления сигнала, присущей классическому варианту ООС. Экспериментальная проверка выполнена на типовом усилительном каскаде, её результаты полностью соответствуют теоретическим выводам. Рис.2 а), б) иллюстрируют практически полное исчезновение искажений типа «ступенька» при сохранении уровня выходного сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Акулиничев И. Селекция сигнала искажений //Радио, №10, 1983. – С.42-44.
2. Руси О. УМЗЧ с обратной связью по вычитанию искажений // Радио. – 1997. – №3. – С.12-15.
3. Шкритек П. Справочник - руководство по звуковой схемотехнике. – М.: Мир. – 1989. – С.16-17.

УДК 621.39

БОЙКО В.И., д.т.н., профессор
ЗОРИ А.А.,* д.т.н., профессор
ХРИСТОВ Г.Г.,**к.т.н., доцент, д.фил.н.

Днепродзержинский государственный технический университет

*Донецкий национальный технический университет

**Варницкий технический университет, Болгария

СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ СТОХАСТИЧЕСКИХ СИСТЕМ ИЗМЕРЕНИЯ

Розглянуті питання структурної оптимізації каналів вимірювання. Показано вплив перешкоди на структуру каналів первинної обробки сигналів. Для сигналів без періодичних складових оптимальною є інерційно-форсована ланка першого порядку. Доведено, що початкова ордината вихідного сигналу не перевищує одиничного значення при будь-яких параметрах перешкоди.

Рассмотрены вопросы структурной оптимизации каналов измерения. Показано влияние помехи на структуру каналов первичной обработки сигналов. Для сигналов без периодических составляющих оптимальным является инерционно-форсированное звено первого порядка. Доказано, что начальная ордината выходного сигнала не превышает единичного значения при любых параметрах помехи.

The questions of structural optimization of channels of measuring are considered. Influence of hindrance on the structure of channels of pervichnoy treatment of signals is shown. For signals without periodic constituents the inertia-forced link of the first order is optimum. It is proved whatever the initial ordinate of output signal exceeds the single value at any parameters of hindrance.

Введение. Регуляризация некорректных по Адамару задач предполагает сглаживание по Тихонову, которое может выполняться и другими действиями, например сглаживанием в корреляционном, спектральном или Вейвлет анализе при аппроксимации экспериментальных моделей подходящими аналитическими функциями. Обычно принято считать, что канал первичной обработки информации содержит помеху – белый шум. Фактически измеряемый сигнал содержит цветную помеху $\Theta(t)$, поскольку первоначальный белый шум, проходя через динамические звенья, приобретает цветность. Чем более сложная процедура получения первичной информации, тем более помеха отличается от белого шума и становится цветной.

Постановка задачи. Рассмотрим случай аддитивной некоррелированной цветной помехи. Найдем оптимальную структуру и определим параметры измерителя, который обеспечивает выделение полезной составляющей $y(t)$ из сигнала содержащего цветной шум.

Рассмотрим сигнал и цветную помеху, которая не содержит периодической составляющей. Математические модели полезного сигнала и помехи совпадают по форме и имеют разные параметры [1,3].

Результаты работы. Для полезного сигнала: $K_y(\tau) = \sigma_y^2 \exp(-\alpha\tau)$,

для некоррелированной помехи произвольной формы: $K_\Theta(\tau) = k\sigma_y^2 \exp(-m\alpha\tau)$,

где σ_y^2 – дисперсия полезного сигнала;

α – параметр затухания автокорреляционной функции полезного сигнала, Гц;

k – коэффициент отношения дисперсии помехи по отношению к полезному сигналу;

m – относительный параметр частотного диапазона помехи по отношению к полезному сигналу.

Таким образом получены две характеристики полезного сигнала:

- дисперсия как мера неоднозначности;

- параметр затухания, как частота, которая увеличивается с ростом случайности процесса.

Обратная величина параметра затухания является мерой сдвига реализации по времени. Для цветной помехи приведены относительные величины дисперсий и параметра затухания.

Практический интерес представляет узкополосная помеха, когда параметр m меньше единицы. При $m \geq 1$ частотный диапазон помехи сравнивается с полезным сигналом, а затем становится шире полезного сигнала. В предельном случае при $(m = \infty)$ трансформируется в распространенную предельную модель белого шума с некоррелированными смежными измерениями:

$$K_{\Theta}(\tau) = G_{\Theta} \delta(\tau),$$

где G_{Θ} – интенсивность белого шума.

Синтезируем стохастический измеритель, который обеспечивает выделение полезного сигнала из наблюдаемого зашумленного аддитивной некоррелированной помехой.

В частотной области спектральные плотности сигнала и помехи имеют вид:

$$S_y(\omega) = \frac{\sigma_y^2 \alpha}{\pi} \frac{1}{\alpha^2 + \omega^2}, \quad S_{\Theta}(\omega) = \frac{\sigma_y^2 \alpha}{\pi} \frac{mk}{m^2 \alpha^2 + \omega^2}.$$

Идеальный сигнал на выходе в задаче воссоздания сигнала на фоне помехи:

$$h_T(t) = y(t).$$

Область наблюдения входного сигнала бесконечна, что практически отвечает условию значительного превышения интервала наблюдения над временем коррекции входного сигнала.

Оптимизация по критерию минимума установившейся среднеквадратической ошибки структуры стохастического измерителя предполагает выполнение двух операций: факторизации и сепарации. Распространенная в инженерной практике упрощенная методика Ван Триса с одной операцией факторизации принципиально неприменима. Поэтому оптимальное решение имеет вид [2]:

$$H(j\omega) = \frac{1}{S_z(j\omega)_+} \left[\frac{S_y(\omega)}{S_z(j\omega)_-} \right]_+ \quad (1)$$

Спектральная плотность входного сигнала:

$$S_z(\omega) = 2\sigma_y^2 \alpha (1 + mk) [\beta^2 + \omega^2 / (\alpha^2 + \omega^2)(m^2 \alpha^2 + \omega^2)], \quad (2)$$

где $\beta^2 = m\alpha^2(m+k)/1+mk$.

Факторизация спектральной плотности входного сигнала:

$$\begin{aligned} [S_z(j\omega)_+][S_z(j\omega)_-] &= 2\sigma_y^2 \alpha (1 + mk) \frac{(\beta + j\omega)(\beta - j\omega)}{(\alpha + j\omega)(\alpha - j\omega)(\omega\alpha + j\omega)(m\alpha - j\omega)} \\ [S_z(j\omega)_+] &= \sqrt{2\sigma_y^2 \alpha (1 + mk)} \cdot \frac{(\beta + j\omega)}{(\alpha + j\omega)(m\alpha + j\omega)} \quad (3) \\ [S_z(j\omega)_-] &= \sqrt{2\sigma_y^2 \alpha (1 + mk)} \cdot \frac{(\beta - j\omega)}{(\alpha - j\omega)(m\alpha - j\omega)} \end{aligned}$$

Найдем отношение спектральной плотности сигнала к факторизованной спектральной плотности с неустойчивыми составляющими:

$$\left[\frac{S_y(\omega)}{S_z(j\omega)_-} \right] = \frac{2\sigma_y^2 \alpha}{\alpha^2 + \omega^2} \cdot \frac{(\alpha - j\omega)(m\alpha - j\omega)}{\sqrt{2\sigma_y^2 \alpha (1 + mk)(\beta - j\omega)}} = \sqrt{\frac{2\sigma_y^2 \alpha}{1 + mk}} \cdot \frac{m\alpha - j\omega}{(\alpha + j\omega)(\beta - j\omega)} = A \frac{m\alpha - j\omega}{(\alpha + j\omega)(\beta - j\omega)}, \quad (4)$$

где $A = \sqrt{\frac{2\sigma_y^2 \alpha}{1 + mk}}$.

Сепарация, т.е. разделение на параллельное соединение звеньев второго множителя (1) и отбрасывание неустойчивых составляющих (второе слагаемое), позволяет записать:

$$\left[\frac{Sy(w)}{Sz(jw)_-} \right] = \left[\frac{Sy(w)}{Sz(jw)_-} \right]_+ + \left[\frac{Sy(w)}{Sz(jw)_-} \right]_- = A \frac{m\alpha - jw}{(\alpha + jw)(\beta - jw)}.$$

Разложив на дроби, получим:

$$\frac{m\alpha - jw}{(\alpha + jw)(\beta - jw)} = \frac{m\alpha}{\alpha + \beta} \left(\frac{1}{\alpha + jw} + \frac{1}{\beta - jw} \right) + \frac{1}{\alpha + \beta} \left(\frac{\alpha}{\alpha + jw} - \frac{\beta}{\beta - jw} \right) = \frac{1}{\alpha + \beta} \left[\frac{\alpha(m+1)}{\alpha + jw} + \frac{m\alpha - \beta}{\beta - jw} \right].$$

Тогда сепарированное выражение отношения спектральных плотностей сигнала к факторизованной спектральной плотности зашумленного сигнала имеет вид:

$$\left[\frac{Sy(w)}{Sz(jw)_-} \right]_+ = A \frac{\alpha(m+1)}{\alpha + \beta} \frac{1}{\alpha + jw}. \quad (5)$$

С учетом (1), (3), (5) получим оптимальную частотную характеристику статистического фильтра информационного канала первичного преобразования [1,2]:

$$H(p) = C \frac{1 + \tau p}{1 + Tp}, \quad (6)$$

где $C = \frac{m\alpha^2(m+1)}{\beta(1+mk)(\alpha+\beta)}$ – коэффициент передачи фильтра,

$\tau = \frac{1}{m\alpha}$, $T = \frac{1}{\beta}$ – постоянные времени форсирования и замедления соответственно.

Таким образом, оптимальный стохастический измеритель сигнала с небелым шумом – это инерционно-форсирующее звено первого порядка. Его существенный параметр – коэффициент отношения постоянных времени форсирования и инерционности:

$$\psi = \frac{\tau}{T} = \frac{\beta}{m\alpha} = \sqrt{\frac{m+k}{m(1+mk)}}. \quad (7)$$

Измеритель представлен в виде комбинации типовых динамических звеньев, например, произведением параллельного соединения инерционного и инерционно-дифференцирующего звеньев и безынерционного усилителя с коэффициентом передачи (рис.1).

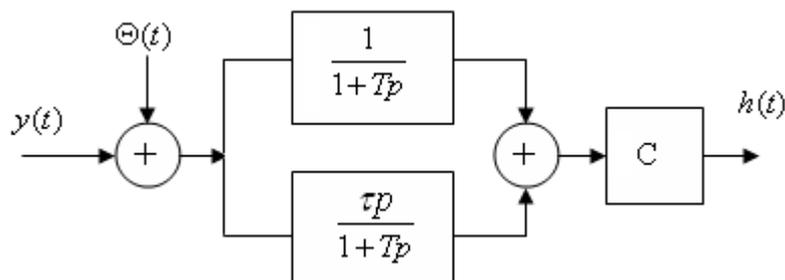


Рисунок 1 – Оптимальная структура стохастического измерителя

Коэффициент передачи оптимального фильтра определяется формулой:

$$C = \frac{m(m+1)}{\sqrt{m(m+k)} \left[\sqrt{1+mk} + \sqrt{m(m+k)} \right]} \quad (8)$$

Исследуем влияние отношения помеха/полезный сигнал (степени регуляризации некорректной задачи) на свойства статистического измерителя сигнала с небелой помехой:

1) $k = 0$ – отсутствие помехи. В этом случае следует, что $\psi = 1; C = 1; \tau = T; H(p) = 1; h(t) = y(t)$. Статистический фильтр есть безынерционный усилитель с коэффициентом усиления $C = 1$;

2) $k = const; m \gg 1$ но так, что $mk = 1$ – высокочастотное помеха. Тогда $\psi \rightarrow 1/\sqrt{2}; C \approx 1$, оставим немного меньше 1. При росте k и падении, но так, чтобы, коэффициент усиления C уменьшался, продолжается последующий рост инерционно-интегральных свойств фильтра;

3) $k \geq 1 = const$, но $m \rightarrow \infty$ – существенно высокочастотная помеха. В этом случае $\psi = \sqrt{\frac{1 + \frac{k}{m}}{1 + mk}} = 0; C \rightarrow \frac{1}{2}$ конечно. Тогда $H(p) = \frac{C}{1 + Tp}$, фильтр является чисто инерционным звеном первого порядка (инерционным усилителем);

4) $k \rightarrow \infty; m > 1 = const$ – бесконечно большая помеха, здесь $\psi = \sqrt{\frac{1 + \frac{m}{k}}{m(\frac{1}{k} + m)}} = \frac{1}{m} \ll 1; C \rightarrow 0$. Измеритель закрывает информационный канал от бесконечно больших помех.

Рост соотношения помеха/полезный сигнал ведет к росту инерционно-интегральных свойств фильтра. В границах ($k \rightarrow \infty; m \rightarrow \infty$) эти свойства сначала инерционны, а затем фильтр срабатывает как своеобразный вентиль с переменной пропускной способностью $0 \leq C$, отсекая измерительный канал от нежелательных преобразований.

Принято считать, что системы измерения структурно синтезированные по Винеру, несмотря на минимальную установившуюся ошибку, имеют склонность к перерегулированию и значительной колебательности переходного процесса. Для системы измерения с цветным шумом найдем реакцию на единичное ступенчатое воздействие. Начальное значение ординаты определяется произведением коэффициента передачи на отношение постоянных форсирования и замедления. Легко показать, что увеличение отношения постоянных времени форсирования и замедления компенсируется таким же уменьшением коэффициента передачи. Произведение, определяющее начальную ординату переходного процесса, находится в пределах от нуля до единицы.

Точность выделения полезного сигнала системой оценивается средним квадратом погрешности $e(t) = h_T(t) - h(t)$ или $\sigma_e^2 = \sigma_{h_T}^2 - \sigma_h^2$.

$$\text{Если } \sigma_e^2 = \sigma_y^2, \quad \text{то } \sigma_{h_T}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |H(j\omega)|^2 Sz(\omega) d\omega \quad (9)$$

Исходя из (6), квадрат модуля частотной характеристики оптимальной системы будет:

$$|H(j\omega)|^2 = C^2 \frac{1 + \tau^2 \omega^2}{1 + T^2 \omega^2} \quad (10)$$

С учетом (9) получим:

$$\sigma_h^2 = 2C^2 \sigma_y^2 \alpha \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1 + \tau^2 w^2}{1 + T^2 w^2} \left[\frac{1}{\alpha^2 + w^2} + \frac{mk}{m^2 \alpha^2 + \varphi^2} \right] dw. \quad (11)$$

После разложения на элементарные дроби и преобразований, последний интеграл примет вид:

$$\begin{aligned} \sigma_h^2 = 2C^2 \sigma_y^2 \frac{1}{1 - \alpha^2 T^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{\alpha^2 + w^2} - \frac{T^2}{1 + T^2 w^2} \right] (1 + \tau^2 w^2) dw + \\ + \frac{mk}{1 - m^2 \alpha^2 T^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\frac{1}{m^2 \alpha^2 + w^2} - \frac{T^2}{1 + T^2 w^2} \right] (1 + \tau^2 w^2) dw \end{aligned} \quad (12)$$

После интегрирования:

$$\sigma_h^2 = 2\pi C^2 \sigma_y^2 \left[\frac{1 + \alpha \tau^2 / T}{1 + \alpha T} + \frac{k(1 + m \alpha \tau^2 / T)}{1 + m \alpha T} \right]. \quad (13)$$

Определим среднеквадратическую погрешность через параметры входных полезного сигнала и небелой помехи:

$$C^2 \left[\frac{1 + \alpha \tau^2 / T}{1 + \alpha T} + K \frac{1 + m \alpha \tau^2 / T}{1 + m \alpha T} \right] \leq \frac{1}{2\pi}, \quad (14)$$

где параметры C , T , τ выражены формулами (6), одновременно определяют допустимую область изменений параметров помехи:

$$C^2 \left[\frac{1 + \alpha \tau^2 / T}{1 + \alpha T} + \frac{1 + m \alpha \tau^2 / T}{1 + m \alpha T} \right] \leq \frac{1}{2\pi}. \quad (15)$$

Тогда при $m = 1$ $\tau = T = \frac{1}{\alpha}$; $C = \frac{1}{1+k}$.

Из формулы (15) следует, что $\left(\frac{1}{1+k}\right)^2 (1+k) \leq 1/2\pi$ или $k \geq 2\pi - 1$, то есть допустимая область определения параметров небелой помехи есть полупрямая:

$$m = 1; 2\pi - 1 \leq k \leq \infty. \quad (16)$$

Подставив параметры помехи k , которые удовлетворяют допустимой области (16), в (13), находим, что дисперсия ошибки фильтрации σ_e^2 растет от 0 при $k=0$ до дисперсии полезного сигнала. А при $k \rightarrow \infty$ при $m = 1$ $2\pi - 1 \leq k \leq \infty$.

Вывод. Доказана эффективность первичной обработки данных, искаженных небелым шумом, структурно оптимальным инерционно-форсирующим измерителем первого порядка, синтезированным по Винеру. Системы измерения технологических параметров применяются в агрегатно-модульных комплексах поперечно-клиновой прокатки и накатки профилей и реверсивных станах горячей прокатки универсальных полос в металлургии и машиностроении, системах мониторинга окружающей среды и других отраслях [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Бойко В.І. Стохастика електронних систем. Київ.: ІТМН. – 2007. – 379с.
2. Бойко В. И., Зори А.А. и др. Повышение точности измерений. – Донецк. – 2005. – 275с.
3. Гігов Х.І., Янков І.Я. Бежаров Л.І. Вимірювання в електроніці. – Варна.: Технічний університет – 2003. – 176с.

УДК 681.2.001.42

ИГНАТКИН В.У., д.т.н., профессор
ЛИТВИНЕНКО В.А., аспирант

Днепродзержинский государственный технический университет

ОЦЕНКА И КОНТРОЛЬ МЕТРОЛОГИЧЕСКОЙ НАДЕЖНОСТИ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ ПРИ ПРОИЗВОДСТВЕ СЛОЖНЫХ ТЕХНИЧЕСКИХ ИЗДЕЛИЙ

Рішення завдань оцінки та контролю метрологічної надійності засобів вимірювань (ЗВ) при виробництві складних технічних виробів підлягає головному завданню самого виробництва – забезпеченню необхідного об'єму випуску виробів виробничої програми при мінімальних витратах. Система метрологічного забезпечення засобів вимірювань (СМЗЗВ) може розглядатися в цьому аспекті як забезпечуюча підсистема виробництва. Склад, структура й стратегія керування цією підсистемою визначають витрати, зв'язані з її утриманням на виробництві, а також витрати.

Решение задач оценки и контроля метрологической надежности средств измерений (СИ) при производстве сложных технических изделий подчинено главной задаче самого производства – обеспечению требуемого объема выпуска изделий производственной программы при минимальных издержках. Система метрологического обеспечения средств измерений (СМОСИ) может рассматриваться в этом аспекте как обеспечивающая подсистема производства. Состав, структура и стратегия управления этой подсистемой определяют издержки, связанные с ее содержанием на производстве, а также издержки, вызванные выпуском бракованной продукции по причине дефектной работы МОСИ.

The decision of problems of an estimation and control of metrological reliability of means measurements (MM) by manufacture of complex technical products is subordinated to the main task of the manufacture - to maintenance of a demanded exchange of release of products of the production program at the minimal costs. The system of metrological maintenance (MM) means of changes (SMMMM) can be considered in this aspect as a providing subsystem of manufacture. The structure, structure and strategy of management by this subsystem define costs, coherent with its maintenance on manufacture, and also the costs caused by release of defective production owing to defective work SMMMM.

Введение. Проблема оптимизации функционирования СМОСИ не может рассматриваться в отрыве от самого производства. Интуитивно ясно, что чем лучше работает СМОСИ, тем ниже потери от брака, но выше издержки на содержание СМОСИ, и наоборот. Оптимизация функционирования и структуры СМОСИ состоит в выборе

значений параметров метрологического обеспечения, обеспечивающих компромисс между потерями от производства бракованной продукции и затратами на содержание СМОСИ, т.е. в достижении минимума общих издержек [1,2].

Постановка задачи. Таким образом, задача оптимизации функционирования и структуры СМОСИ распадается на две относительно самостоятельные задачи:

- а) исследование и анализ самой системы МОСИ;
- б) изучение и анализ влияния выбора структуры и правил функционирования СМОСИ на издержки производства.

Результаты работы. Решение первой задачи, как правило, состоит из задач о выборе показателей надежности СИ и изучений параметров СМОСИ внутри выбранной ее структуры. Решение второй задачи состоит в выявлении зависимостей компонентов издержек производства изделий программ от показателей надежности СИ. Здесь необходимо ответить на вопрос о том, какие компоненты затрат на производство продукции зависят от показателей надежности СИ, как и в какой мере. Чтобы ответить на эти вопросы необходимо знать не только особенности СМОСИ, но и организационно – производственную структуру объекта, внутри которого функционирует СМОСИ. Фундаментальной причиной организации МОСИ является принципиальное различие между такими явлениями как явный и скрытый отказ в СИ. Понятие отказа само по себе не является новым [3]. Отказ можно рассматривать как переход работоспособного состояния в состояния, когда СИ не способно выполнять те функции, для которых оно предназначено. Наличие в СИ явного отказа не требует специальных методов и средств диагностики, он проявляет себя явно. В отличие от него скрытый отказ можно диагностировать только специальными средствами и методиками диагностики. Метрологическое обеспечение средств измерений (МОСИ) и предназначено для выявления в СИ скрытых отказов: СИ с определенной периодичностью изымается из эксплуатации на проверку, где производится профилактический осмотр СИ, мелкий ремонт и сравнение показаний СИ с показаниями образцовых измерительных приборов. Перед пользователем СИ всегда стоят вопросы: какова вероятность того, что в данный момент времени СИ будет работать, и какова вероятность того, что работающее в данный момент времени СИ даст достоверные показания. Эти вопросы можно сформулировать иначе: как долго данное СИ будет работать без явных отказов и как часто его надо проверять, чтобы гарантировать некоторый уровень достоверности показаний.

Чтобы четко различать понятия готовности и достоверности и определять меру их влияния на итоговые издержки по производству продукции рассмотрим временную диаграмму функционирования СИ, приведенную на рис.1.

Пусть в некоторый момент $t = 0$ СИ возвращается из очередного ремонта или приходит со склада. Первым делом оно проверяется. Это проверка с номером $K = 0$. Затем оно либо направляется пользователю или в подменный фонд, если исправно, либо в ремонт, если зарегистрирован скрытый отказ. Если подменный фонд СИ отсутствует, то коэффициент готовности

$$K_z = \frac{T_{mp} \cdot K_\partial}{T_\zeta}, \quad (1)$$

где K_∂ – коэффициент достоверности показаний СИ.

Это вероятность того, что при применении СИ по назначению в момент снятия показаний считываемое значение имеет отклонение от физического, не превышая допуск.

В (1) отношение T_{mp}/T_ζ определяет долю времени, запланированного на использование СИ по назначению (у пользователя), за время T_ζ . Если на предприятии существует подменный фонд СИ в количестве, достаточном для замены всех выбыв-

ших СИ в ремонт по отказам, то коэффициент готовности должен совпасть с коэффициентом достоверности. Пусть K_p – коэффициент резервирования СИ, т.е. отношение фактического количества СИ на предприятии к требуемому количеству идеальных (безотказных) СИ, необходимых для реализации производственной программы; $K_p > 1$. В данном случае коэффициент готовности равен:

$$K_g = \frac{T_{mp} K_p K_d}{T_{ц}} \quad (2)$$

Здесь уместно замечание: если система МОСИ при изъятии СИ на проверку или в случае необходимости выполнения ремонта СИ предъявляет пользователю такое же СИ из подменного фонда, то пользователя интересует только достоверность показаний СИ. При недостаточности подменного фонда или при его отсутствии возникает вопрос о готовности СИ выполнять работу по назначению в произвольный момент времени за исключением регламентных перерывов на рабочих местах.

Обозначим продолжительность проверки τ_n . Затем очередная проверка $K=1$ и т.д. Находясь у пользователя в эксплуатации, СИ не все время используется по назначению, так как могут иметь место регламентные перерывы продолжительностью τ_{pn} . Они следуют друг за другом с периодом T_{pn} . Это связано как с некруглосуточной работой предприятия, так и с другими особенностями организации производства.

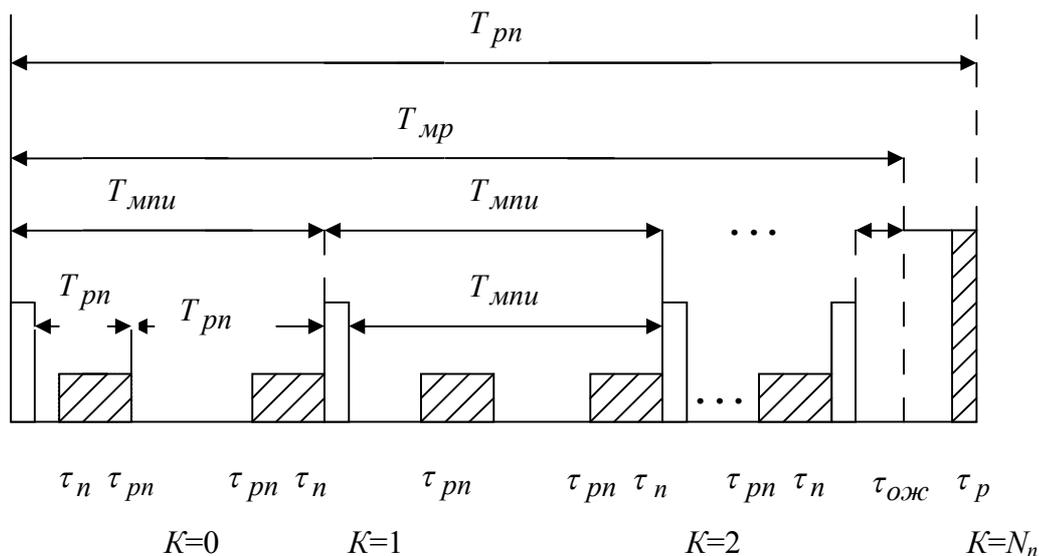


Рисунок 1 – Временная диаграмма функционирования СИ

Рано или поздно СИ будет отправлено в очередной ремонт, либо при обнаружении скрытого отказа в СИ, либо при появлении явного отказа. Пусть математическое ожидание межремонтного интервала есть T_{mp} . Если N_n – номер последней проверки, после которой СИ еще отправляется в эксплуатацию, то t – это интервал времени от ее окончания до отправления в ремонт.

В отличие от проверок, которые проводятся периодически с периодом T_n , потребность в ремонте возникает по мере обнаружения в СИ скрытых отказов или возникновения явных. Это приводит к образованию очередей на ремонт, характеризующихся математическим ожиданием времени ожидания ремонта $\tau_{ож}$. Ремонт характе-

ризуется математическим ожиданием времени восстановления τ_p . Ремонт завершается цикл СИ с продолжительностью цикла $T_{\text{ц}} = T_{\text{мп}} + T_{\text{ож}} + T_p$.

Действительно при $K_p = 1$ выражение (2) совпадает с (1). При достаточном фонде K_p совпадает с K_{∂} . Пусть все количество СИ состоит из $(n1+n2+v)$ единиц, где $n1$ – потребное число идеальных СИ, для которых зарезервировано СИ в подменном фонде такое, что $K_{p1} = (n1+v)/n1 = T_{\text{ц}}/T_{\text{мп}}$; $n2$ – количество СИ, не обеспеченных подменным фондом, т.е. $K_{p2} = 1$. Средний коэффициент готовности по всем СИ

$$K_z = \frac{n1K_{z1} + n2K_{z2}}{n1 + n2}, \quad (3)$$

проводя некоторые замены, получаем:

$$K_z = K_{\partial} \frac{T_{\text{мп}}}{T_{\text{ц}}} \frac{(n1 + n2 + v)}{n1 + n2}. \quad (4)$$

Так как по определению $K_p = (n1 + n2 + v)/(n1 + n2)$, то подтверждается справедливость выражения (4).

Увеличение коэффициента резервирования K_p до значений, больших $T_{\text{ц}}/T_{\text{мп}}$, к росту K_z не приводит. Из-за случайного характера возникновения отказов в некоторых случаях при изъятии СИ на проверку в подменном фонде может не оказаться нужного СИ. Тогда из (2) с использованием поправки получим:

$$K_z = K_{\partial} \frac{T_{\text{мп}}}{T_{\text{ц}}} \frac{T - T_n}{T_{\text{ц}}} K_p. \quad (5)$$

Здесь отношение $(T_n - \tau_n)/T_n$ ответственно за снижение коэффициента K_z по причине планирования применения СИ по назначению в интервал времени проведения поверочных работ в случае недостаточности подменного фонда.

При достижении коэффициентом резервирования K_p значения

$$K_p = \frac{T_{\text{ц}} T_n}{T_{\text{мп}} (T_n - \tau_n)} \quad (6)$$

величина K_z может быть доведена до значения K_{∂} . Коэффициент технического использования в данном случае будет имеет вид:

$$K_{\text{ти}} = \frac{T_{\text{мп}}}{T_{\text{ц}}} \frac{T_n - \tau_n}{T_n}. \quad (7)$$

Введенных указанным способом показателей надежности K_z , K_{∂} , $K_{\text{ти}}$ достаточно, чтобы сформулировать постановку задачи об определении потерь от брака, вызванного применением по назначению СИ со скрытым отказом.

Пусть на предприятии существует $P_{\text{рм}}$ типов рабочих мест по изготовлению продукции, где используются СИ, $P_{\text{к}}$ – это количество рабочих мест K -го типа, $K = 1, \dots, P_{\text{рм}}$. Парк СИ предприятия насчитывает $M_{\text{си}}$ типов СИ. В каждом j -м типе СИ имеется n_j единиц СИ, $j=1, \dots, M_{\text{си}}$. Можно указать какого типа и в каком количестве должны быть установлены СИ на рабочем месте некоторого типа.

Обозначим это число $q_{jk}, j \in \{1, \dots, M_{cu}\}, k \in \{1, \dots, P_{pm}\}$, тогда потери от брака можно выразить следующим образом:

$$C^{\bar{b}p} = \sum_{j=1}^{M_{cu}} (1 - K_{\partial j}) \sum_{k=1}^{P_{pm}} q_{jk} P_k C_{jk}^{\bar{b}p}, \quad (8)$$

где $K_{\partial j}$ – коэффициент достоверности показаний СИ j-го типа;

$C_{jk}^{\bar{b}p}$ – вклад в потери от брака на рабочем месте k-го типа при использовании СИ j-го типа.

При наличии реализации продукция выражается в выручаемых денежных средствах в единицу времени. При отсутствии производства бракованных изделий обозначаем ее B_0 . При наличии в изделиях брака интенсивность выручки B_0 можно представить как $B_0 = B_p + B_{\bar{b}p}$, где B_p – выручка от реализуемой продукции, $B_{\bar{b}p}$ – ожидаемая выручка от бракованных изделий, если бы они не содержали брака.

Издержки на содержание системы МОСИ.

Годовые амортизационные отчисления на реновацию СИ можно выразить в виде:

$$A_{ск}^z = \sum_{j=1}^{M_{cu}} K_{pj}^n H_j^H / 100\% (K_{сuj}^{неpв} - K_{сuj}^n), \quad (9)$$

где H_j^H – норма амортизации на реновацию для СИ j-го типа в %;

$K_{сuj}^{неpв}$ – первоначальная стоимость приобретения СИ j-го типа (цена + доставка + монтаж);

$K_{сuj}^n$ – ликвидационная стоимость СИ j-го типа;

K_{pj} – коэффициент резервирования СИ j-го типа.

Аналогично определяются амортизационные отчисления на установки и задания для выполнения поверочных и ремонтных работ:

$$A_{np}^z = \sum_{\xi=1}^{N_{nv}} U_{\xi} H_{\xi}^q / 100\% (K_{nv\xi}^{неpв} - K_{nv\xi}^n) + \sum_{\zeta=1}^{N_{pm}} W_{\zeta} H_{\zeta}^q / 100\% (K_{pm\zeta}^{неpв} - K_{pm\zeta}^n) + H_n^q / 100\% (K_n^{неpв} - K_n^n), \quad (10)$$

где H_{ξ}^q – норма амортизации на реновацию и ремонт поверочных установок ξ -го типа, %;

H_{ζ}^q – то же для ремонтных установок ζ -го типа;

H_n^q – то же для помещений, где находятся ремонтные и поверочные установки; в скобках соответствующие первоначальные и ликвидационные стоимости.

Годовые отчисления на заработную плату работникам СМОСИ

$$3^z = O^z (1 + P_{cc} / 100\%) (1 + P_{\partial on} / 100\%), \quad (11)$$

где O^z – основная годовая зарплата поверителя специалиста;

P_{cc} – процент отчислений на социальное страхование;

$P_{доп}$ – процент отчислений на дополнительную зарплату.

Накладные расходы определяются как начисления на среднегодовую основную заработную плату работников СМОСИ:

$$H^2 = P_n / 100\% O^2, \quad (12)$$

где P_n – процент накладных расходов.

Указанные годовые издержки для решения задач оптимизации целесообразно привести к другой единице времени – к часу, так как многие параметры МОСИ, имеющие размерность времени, измеряются в часах. Тогда приведенные издержки

$$И_1 = (A_{си}^2 + A_{нр}^2 + 3^2 + H^2) / F_{сг}, \quad (13)$$

где $F_{сг}$ – среднегодовой фонд рабочих часов предприятия.

При ремонте затраты на материалы – величина случайная и зависит от того, какой серьезности отказ произошел в СИ, какие компоненты СИ требуют замены. Поэтому их удобнее представить в виде:

$$C_j^P = C_{gj}^{PM} \tau_p + C_j^3, \quad (14)$$

где C_j^P – затраты на один ремонт СИ;

C_{gj}^{PM} – часовая ставка детерминированных материальных затрат на ремонт СИ j-го типа;

C_j^3 – случайная величина затрат на заменяемые при ремонте компоненты СИ j-го типа.

Выбор той или иной оценки зависит от конкретной ситуации и типа СИ. Это необходимо учитывать при построении зависимости материальных издержек от параметров СМОСИ.

Выводы. Сформулированы и предложены подходы к решению задачи оптимизации функционирования и структуры системы МОСИ.

Определены основные показатели надежности СИ, а также издержки на содержание системы МОСИ, достаточные для определения потерь от брака, вызванного применением средств измерений со скрытым отказом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Автоматизация метрологического обслуживания средств измерений промышленного предприятия. Под ред. В.У. Игнаткина. – М: Изд-во стандартов, 1988г.
2. Оценка, контроль и прогнозирование метрологической надежности средств измерений. Игнаткин В.У и др. – М: Изд-во стандартов, 1991г.
3. ГОСТ 27.002-83.