

ФАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЙ НУЛЬ-ОРГАН В УРАВНОВЕШИВАЮЩИХ АЦП ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ДЛЯ ОКЕАНОГРАФИЧЕСКИХ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Ю.И. Шаповалов

Морской гидрофизический институт
НАН Украины
г. Севастополь, ул. Капитанская, 2
E-mail: oaoi@alpha.iuf.net

Предложено структурно-функциональное построение ФЧНО для уравнивающих АЦП переменного тока. Приведены расчеты переходных процессов ФЧНО и рассмотрены пути повышения его быстродействия.

В океанографических средствах измерения (ОСИ), в особенности в СТД измерителях, к АЦП предъявляются высокие требования по точности измерения, по разрешающей способности и по быстродействию. Так, разрешающая способность АЦП должна быть не менее $1/2^{12} \dots 1/2^{16}$ относительных единиц в динамическом диапазоне входных сигналов не менее 60-90 дБ, время преобразования не должно превышать 30...64 мс, погрешность преобразования не должна превышать (0,01...0,05) % в диапазоне температур от 0 до + 40 °С. В практике океанографического приборостроения, в СТД измерителях, нашли широкое применение уравнивающие АЦП переменного тока [1...3] благодаря своим преимуществам перед другими типами АЦП.

В уравнивающих АЦП переменного тока известны два основных способа формирования сигналов управления из сигнала разбаланса уравнивающих цепей, которые определяют способ уравнивания измерительной системы и структуры построения нуля-органа [2,3,4,8]:

1) один способ основан на выделении непосредственно из сигнала разбаланса фазы сигнала, соответствующей данному измеряемому параметру, т.е. предусматривается разложение сигнала на активную и квадратурную составляющие с помощью фазочувствительных детекторов. Нуль-органы, использующие данный способ формирования сигналов управления называют фазочувствительными нуля-органами (ФЧНО);

2) второй способ основан на оценке амплитуды сигнала разбаланса. В таких устройствах используется в основном информация об изменении модуля сигнала разбаланса с помощью амплитудных детекторов или так называемых экстремум-детекторов.

Каждый из этих способов имеет свои преимущества и недостатки [2,9]. Анализ способов показывает, что для ОСИ следует отдать предпочтение

уравнивающим АЦП переменного тока с ФЧНО, как обладающим более высоким быстродействием и возможностью использования в АЦП, как следящего, так и поразрядного уравнивания.

В уравнивающих АЦП переменного тока фазочувствительный нуля-орган является одним из основных узлов, который предназначен для выработки из сигнала разбаланса, поступающего из уравнивающего устройства в процессе уравнивания, сигналов управления уравнивающими цепями, таким образом, чтобы обеспечить при этом условия его уравнивания. ФЧНО в уравнивающих АЦП во многом определяет качество процесса уравнивания и его технические характеристики. Так, именно ФЧНО определяет быстродействие, разрешающую способность и, в зависимости от структуры его построения, определяет в той или иной степени погрешность АЦП. При проектировании ФЧНО разработчику приходится производить выбор между разрешающей способностью, допустимой погрешностью и требуемым быстродействием.

Для ОСИ, в которых измеряемая величина представлена активной составляющей комплексной величины, при использовании уравнивающих АЦП переменного тока с ФЧНО сигнал разбаланса, поступающий на вход ФЧНО, представлен в виде суммы активной и реактивной составляющих:

$$\dot{U}_p = \dot{K}_{н.ц.} (\dot{U} - \dot{U}_k \pm \dot{U}_{кв} \cdot e^{j\pi/2}),$$

где \dot{U}_p – напряжение разбаланса на выходе измерительной цепи (измерительного моста, компенсатора), на входе ФЧНО;

\dot{U}_k – напряжение компенсации измеряемой величины;

$\dot{U}_{кв}$ – напряжение квадратурной составляющей сигнала разбаланса измерительной цепи;

$\dot{K}_{н.ц.}$ – коэффициент передачи измерительной цепи;

\dot{U} – напряжение питания измерительной цепи.

Квадратурная составляющая сигнала разбаланса в измерительных цепях переменного тока, как правило, обусловлена реактивной составляющей комплексного сопротивления измеряемой величины и паразитными наводками. В процессе уравнивания квадратурный сигнал изменяется в широких пределах, что связано в основном с паразитными наводками от сигнала компенсации измеряемой величины.

Квадратурный сигнал, являющийся в нашем случае помехой, ограничивает разрешающую способность измерительной системы, ее быстродействие и вносит погрешность преобразования. Для

компенсации квадратурного сигнала используют различные способы [3,5,8], но для выбранной измерительной системы наиболее перспективным направлением является, так называемые двухканальные измерительные системы переменного тока астатическо-статического типа. В таких системах для компенсации квадратурного сигнала используют простой, не высокой точности, но обладающий высоким быстродействием, статический канал уравнивания, что позволяет существенно улучшить характеристики основного, астатического измерительного канала.

Структурная схема такого двухканального ФЧНО, разработанного автором для ОСИ с уравниваемым АЦП переменного тока представлена на рисунке 1.

В состав данного ФЧНО входят следующие функциональные узлы:

- 1) усилители ограничители (УО1, УО2);
- 2) полосовой фильтр (ФП);
- 3) синхронные фазовые детекторы основного и квадратурного каналов (СФД_о, СФД_{кв});
- 4) интегратор основного канала (ИНТ_о);
- 5) интегратор квадратурного канала (ИНТ_{кв});
- 6) модулятор квадратурного канала (МД);
- 7) пороговый элемент (ПЭ).

Усилители ограничители УО1, УО2 и полосовой фильтр представляют собой избирательный усилитель. Амплитудное ограничение не позволяет входить в режим глубокого насыщения транзисторы усилителей. Синхронный детектор основного канала служит для выделения и детектирования измеряемого напряжения, находящегося в фазе с питающим напряжением. Синхронный детектор квадратурного канала служит для выделения из сигнала разбаланса и детектирования квадратурного напряжения, которое сдвинуто по отношению к питающему напряжению на 90°. Интеграторы основного и квадратурного каналов представляют собой фильтры нижних частот и служат для сглаживания пульсаций соответствующих детектированных сигналов. Пороговый элемент служит для фиксирования момента изменения фазы измеряемого сигнала и формирования сигнала управления СИГН.УПР., служащего для управления компенсирующим сигналом АЦП. Модулятор МД квадратурного сигнала служит для формирования напряжения компенсации квадратурного сигнала, в сигнале разбаланса, на входе усилителя УО1 основного канала.

Произведем оценку быстродействия ФЧНО в уравнивающих АЦП переменного тока.

В процессе уравнивания измерительной цепи на вход избирательного усилителя ФЧНО поступает напряжение в виде радиоимпульсов, изменяющихся по амплитуде и фазе. Пусть (см. рисунок 2) в 1-й такт на вход полосового фильтра усилителя поступает радиоимпульс:

$$\dot{U}_{p1(t)} = \begin{cases} 0 & n\pi t < t_0 \\ U_{pm1} \cdot \sin(\omega t + \varphi) & n\pi t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & n\pi t > t_1 \end{cases}, \quad (1)$$

во 2-ой такт поступает радиоимпульс в противофазе (как наилучший вариант):

$$\dot{U}_{p2(t)} = \begin{cases} 0 & n\pi t < t_1 \\ U_{pm2} \cdot \sin(\omega t - \varphi) & n\pi t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & n\pi t > t_2 \end{cases}. \quad (2)$$

При поступлении радиоимпульсов на вход полосового фильтра, настроенного на частоту несущей воздействующего радиоимпульса, на его выходе возникает переменное напряжение с нарастающей по экспоненте огибающей [6,7]:

$$\dot{U}_{p1(t)} = \dot{K}_\phi \cdot U_{pm} \cdot (1 - e^{-t/\tau_k}) \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (3)$$

где \dot{K}_ϕ - коэффициент усиления фильтра полосового;

τ_k - постоянная времени колебательного контура ФП.

При прекращении возбуждения колебательного контура входным радио-импульсом в колебательном контуре возникают свободные колебания напряжения со спадающей по экспоненте огибающей:

$$\dot{U}_{p2(t)} = \dot{K}_\phi \cdot U_{pm} \cdot e^{-t/\tau_k} \cdot \sin(\omega t + \varphi), \quad (4)$$

В момент времени от t_1 до t_2 (см. рисунок 1), в момент отключения напряжения U_{p1} и подключения напряжения U_{p2} , выходное напряжение фильтра полосового представляет сумму двух напряжений:

$$\dot{U}_{p2(t)} = \dot{K}_\phi [\dot{U}_{p1(t)} + \dot{U}_{p2(t)}]. \quad (5)$$

Из выражения (5) можно определить время, в течение которого будет сохраняться фаза предыдущего, отключенного сигнала - это время, когда суммарный сигнал будет равен нулю.

Приравняв выражение (5) нулю и с учетом выражений (3) и (4) определим время t_{10} , в течение которого сохраняется фаза предыдущего, отключенного, сигнала и в течение которого не должен

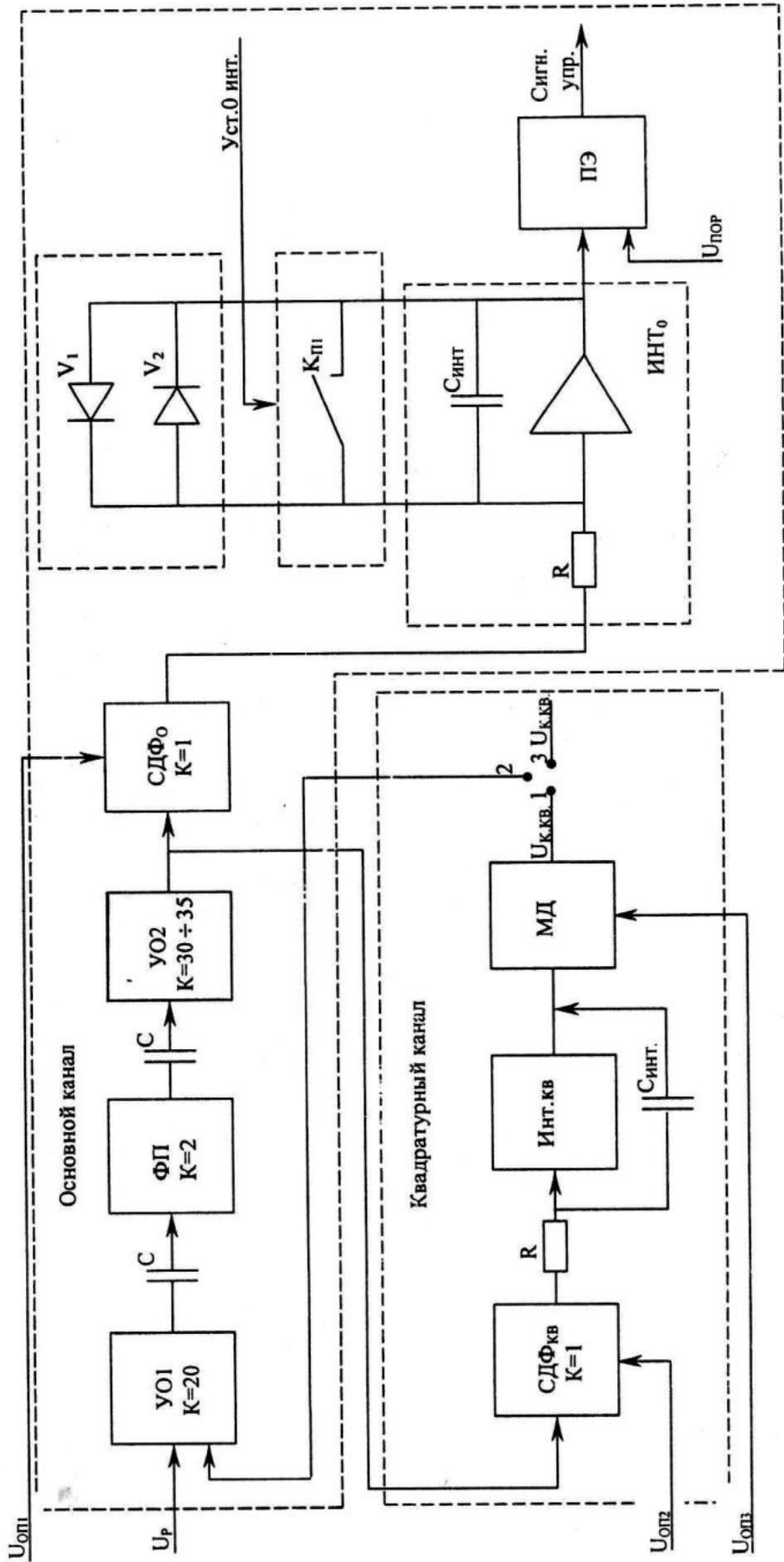


Рисунок 1 - Унифицированный фазочувствительный нуль-орган (ФНЧО) для уравновешивающих систем переменного тока

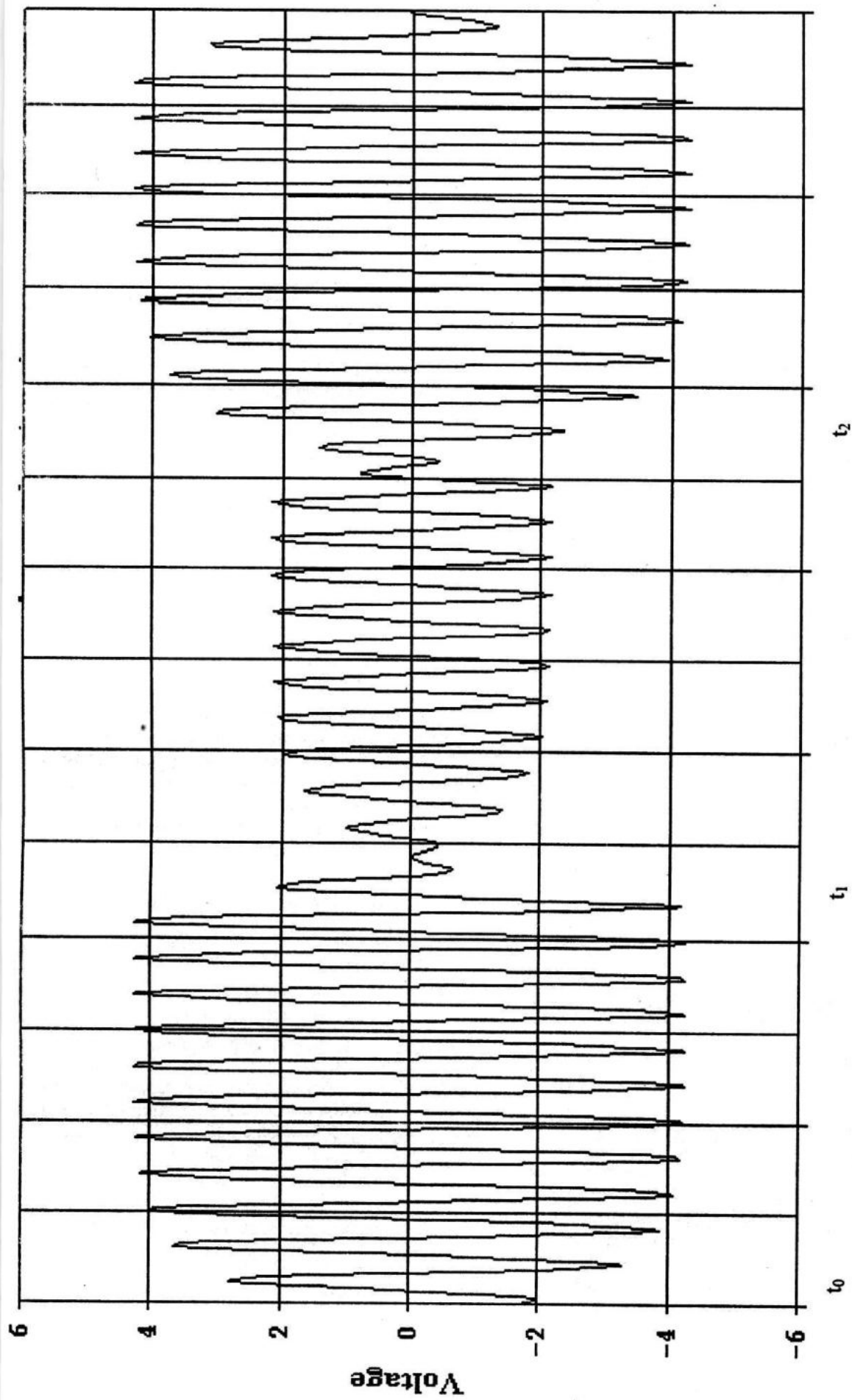


Рисунок 2. - Выход полосового фильтра (ФП)

производиться анализ сигнала разбаланса для выработки управляющего сигнала.

$$t_{10} = \tau_k \cdot \ln(M+1), \quad (6)$$

где $M = U_{p1m} / U_{p2m}$.

Кроме этого, для срабатывания ПЭ требуется время для достижения сигнала разбаланса порогового уровня ПЭ (U_{Π}), т.е. должно выполняться условие:

$$U_{p\pi} \geq U_{\Pi}. \quad (7)$$

Подставляя (7) в (5), определим время ($t_{\Pi\Pi}$) достижения сигнала разбаланса порогового уровня.

$$t_{\Pi\Pi} \geq \tau_k \cdot \ln(M+1/1-\delta_{\Pi}), \quad (8)$$

где $\delta_{\Pi} = U_{\Pi} / U_{p2m}$ – относительное значение порогового уровня.

Из выражений (6) и (8) видно, что время переходного процесса определяется постоянной времени контура ФП, отношением соседних коммутирующих напряжений разбаланса (при разных фазах соседних напряжений) и величиной порогового уровня ПЭ.

В свою очередь известно [7], что постоянная времени контура ФП связана с полосой пропускания следующим соотношением:

$$\tau_k = 1 / 2\pi \cdot \Delta f, \quad (9)$$

где Δf – полоса пропускания ФП.

Подставляя соотношение (9) в выражения (6) и (8), получаем:

$$t_{10} = (1 / 2\pi \Delta f) \cdot \ln(M+1), \quad (10)$$

$$t_{\Pi\Pi} = (1 / 2\pi \Delta f) \cdot \ln(M+1/1-\delta_{\Pi}). \quad (11)$$

Из выражений (10) и (11) видно, что необходимое быстродействие ФЧНО может быть достигнуто:

- 1) за счет расширения полосы пропускания ФП;
- 2) за счет уменьшения отношения М, что добиваются ограничением сигнала разбаланса усилителями ограничителями, поступающего на ФП и местом размещения ФП в общей структуре ФЧНО;
- 3) за счет уменьшения δ_{Π} – что определяется уровнем шума и паразитными, не скомпенсированными составляющими сигнала разбаланса.

Для четкого срабатывания порогового элемен-

та за уровень срабатывания выбирают уровень, превышающий уровень шума, помех не менее, чем в два раза:

$$U_{\Pi} \geq 2U_{\min}. \quad (12)$$

После двухполупериодного синхронного фазового детектора основного канала от синфазной составляющей остаются гармонические составляющие удвоенной частоты, а от квадратурного сигнала – отрезки косинусоиды [10]. Для сглаживания (подавления) переменных составляющих на выходе ФД используют фильтры нижних частот, что также может ограничивать быстродействие ФЧНО. В качестве фильтра нижних частот целесообразно использовать интегратор, выполненный на операционном усилителе (ОУ), обладающий коэффициентом усиления, высоким быстродействием и точностью при заданном подавлении переменных составляющих. Передаточная характеристика интегратора, как известно, определяется выражением:

$$U_{\text{инт}} = -1/\tau_{\text{И}} \cdot \int_0^{T_{\text{И}}} U_{\text{вх}} \cdot dt \approx -T_{\text{И}}/\tau_{\text{И}} \cdot U_{\text{вх}}, \quad (13)$$

где $T_{\text{И}}$ – время интегрирования;

$\tau_{\text{И}} = RC$ – постоянная времени интегратора.

Выбор постоянной времени интегратора определяется допустимым уровнем помех на выходе интегратора. При сглаживании квадратурной помехи, которая является определяющей, на выходе ФД зависимость между амплитудой помехи и постоянной времени интегратора может быть представлена в следующем виде [5]:

$$A_{\text{кв. макс.}} \approx 0,112 \cdot (\pi \cdot U_{\text{кв. вх. инт.}} / \omega \tau_{\text{И}}), \quad (14)$$

где $U_{\text{кв. вх. инт.}}$ – напряжение квадратурной помехи на входе интегратора;

$A_{\text{кв. макс.}}$ – амплитудное значение напряжения квадратурной помехи на выходе интегратора.

Из выражения (14) можно найти требуемое значение постоянной времени интегратора, исходя из допустимой величины квадратурной помехи. Для ФД с двухполупериодным выпрямлением зависимость между максимальной амплитудой переменной синфазной составляющей на выходе ФД и постоянной времени интегратора может быть представлена в следующем виде [11]:

$$B_{\text{сф}} = U_{\text{сф инт.}} / 2\tau_{\text{И}} \cdot \omega, \quad (15)$$

где $B_{сф.}$ - амплитудное значение напряжения перемснной, синфазной составляющей на выходе интегратора.

Из выражений (14) и (15) может быть определена постоянная времени интегратора, исходя из допустимого уровня переменных составляющих:

$$\tau_{и}^* \geq 0,112 \cdot \pi U_{кв.инт.} / \omega A_{кп.}, \quad (16)$$

$$\tau_{и} \geq U_{сф.инт.} / 2\omega \cdot B_{сф.} \quad (17)$$

Из выражений (16) и (17) видно, что постоянная времени интегратора будет определяться в основном уровнем квадратурной помехи, так как отрезки косинусоиды от квадратурной помехи, при равных по величине, на входе ФД, сигналов квадратурной и синфазной составляющих, имеют величину переменной составляющей в 2 раза больше, чем переменная составляющая синфазного сигнала. Таким образом, для повышения быстродействия ФЧНО необходимо добиваться, с помощью квадратурного канала компенсации квадратурной помехи, следующего условия:

$$U_{кв.макс.} \leq 1/2 \cdot U_{инт.мин.} \quad (18)$$

Из выражений (16) и (17) видно, что при увеличении постоянной времени интегратора ($\tau_{и}$) амплитуда помех уменьшается и повышается разрешающая способность ФЧНО. Однако увеличение $\tau_{и}$ ведет к увеличению времени преобразования и, как следствие, к ухудшению динамических характеристик ФЧНО.

Определим необходимое время интегрирования $T_{и}$ для достижения на выходе интегратора уровня порога срабатывания ПЭ с учетом того, что входной сигнал, после времени t_{10} , определенного в соответствии с выражением (6), представляет собой импульс с огибающей вида $(1 - e^{-t/\tau_k})$.

В соответствии с (13) и с учетом огибающей (3) можно записать следующее:

$$\begin{aligned} U_{пор.} &\leq U_{вых.инт.} = -1/\tau_{и} \cdot \int_0^{T_{и}} U_{вх.} \cdot dt = \\ &= -1/\tau_{и} \cdot \int_0^{T_{и}} U_{р.} \cdot (1 - e^{-t/\tau_k}) \cdot dt = -T_{и} \cdot U / \tau_{и} + \\ &+ U / \tau_{и} \int_0^{T_{и}} e^{-t/\tau_k} \cdot dt \end{aligned} \quad (19)$$

Выполним интегрирование, используя разложение в ряд функции e^x .

$$\begin{aligned} \int_0^{T_{и}} e^{-t/\tau_k} \cdot dt &= \int_0^{T_{и}} (1 + t/\tau_k + t^2/2\tau_k \cdot \tau_k + \dots) \cdot dt \approx \\ &\approx T_{и} + T_{и}^2/2\tau_k + \dots \end{aligned} \quad (20)$$

Ограничиваясь в выражении (20) двумя членами, ввиду малости остальных членов, и подставляя его в выражение (19), получаем следующую зависимость:

$$\begin{aligned} U_{вых.инт.} &\approx -T_{и} \cdot U_{р./\tau_{и}} + U_{р./\tau_{и}} (T_{и} + \\ &+ T_{и}^2/2\tau_k) = U_{р.} \cdot T_{и}^2/2\tau_{и} \cdot \tau_k \geq U_{пор.} \end{aligned} \quad (21)$$

Таким образом, время интегрирования определяется следующим выражением:

$$T_{и} \geq 1,4 \cdot \sqrt{\tau_{и} \cdot \tau_k \cdot U_{пор.} / U_{р.}} \quad (22)$$

При выполнении условия $U_{р.мин.} \geq 2U_{пор.}$ выражение (22) принимает следующий вид:

$$T_{и} \geq \sqrt{\tau_{и} \cdot \tau_k} \quad (23)$$

После достижения на выходе интегратора напряжения порогового уровня ПЭ в пределах одного такта, интегрирование входного сигнала можно прекращать и интегратор можно устанавливать в исходное (нулевое) состояние. Время установки интегратора в исходное состояние определяется временем разряда интегрирующей емкости через замыкающий ключ до минимального, допустимого уровня.

Задаваясь остаточным напряжением на выходе интегратора, равным $U_{инт.} \approx U_{пор.} / 4$, время установки интегратора в исходное положение будет определяться в соответствии со следующим выражением:

$$t_{уст.инт.} = \tau_{и.раз.} \cdot \ln 4 \cdot m_{рн}, \quad (24)$$

где $\tau_{и.раз.} = R_{зк} \cdot C_{инт.}$, $\tau_{и.раз.} = R_{зк} \cdot C_{инт.}$ - постоянная времени разряда интегрирующей емкости;

$R_{зк}$ - сопротивление замкнутого ключа;

$m_{рн} = U_{инт.} / U_{пор.}$ - отношение напряжения на выходе интегратора до разряда емкости к напряжению порога срабатывания ПЭ.

Таким образом, с учетом времени t_{10} (10), времени интегрирования $T_{и}$ (24) и времени ус-

тановки интегратора $t_{уст.инт.}$ (24), суммарное время отработки одного такта ФЧНО составит:

$$T_{\Sigma н.о.} = t_{10} + T_{И} + t_{уст.инт.} = \tau_{к} \cdot \ln(M+1) + \sqrt{\tau_{И} \cdot \tau_{к} + \tau_{и.раз.}} \cdot \ln m_{рн} \quad (25)$$

Анализ выражения (25) показывает, что необходимое быстроедействие ФЧНО может быть достигнуто:

1) использованием в усилителе ФЧНО усилителей ограничителей, что позволяет уменьшить отношение M и исключить режим насыщения в усилителях;

2) оптимальным выбором полосы пропускания фильтра, исходя из требуемого быстрогодействия и разрешающей способности, что позволяет уменьшить постоянную времени контура ($\tau_{к}$) ФП;

3) использованием квадратурного канала для компенсации квадратурной помехи на входе ФЧНО, что позволяет уменьшить постоянную времени интегрирования ($\tau_{И}$);

4) уменьшением времени разряда интегрирующей емкости, что может быть достигнуто: использованием ключа с малым значением сопротивления $R_{жк}$; использованием диодных ограничителей в интеграторе, позволяющих уменьшить отношение $m_{рн}$; использованием адаптивного режима работы ФЧНО, когда установка интегратора в исходное положение производится сразу после срабатывания ПЭ.

Расчетная оценка быстрогодействия ФЧНО, согласно выражению (25), при следующих заданных и расчетных условиях:

- 1) рабочая частота — 10кГц;
- 2) полоса пропускания ФП- $\Delta f = 3$ кГц;
- 3) постоянная времени интегратора, определенная согласно соотношениям (16, 17), $\tau_{И} = 0,22$ мс составляет:

$T_{отр.р.у} = 0,3 \dots 0,5$ мс - для АЦП поразрядного уравнивания;

$T_{отр.сл.у} = 0,06 \dots 0,07$ мс - для АЦП следящего уравнивания.

Л и т е р а т у р а

1. Гриневич Ф.Б. и др. Устройства для определения приращений напряжения и экстремум-детекторы цифровых мостов переменного тока. Препринт-86.ИЭД АН УССР, - Киев: 1974, 24 с.
2. Кнеллер В.Ю. Автоматическое измерение составляющих комплексного сопротивления. - М.: Энергия, 1967, 368 с.
3. Алиев Т.М. и др. Автокомпенсационные измерительные устройства переменного тока. - М.: Энергия, 1977, 360 с.
4. Кнеллер В.Ю., Агамалов Ю. Р. Десова А.А. Автоматические измерители комплексных величин с координированным уравниванием. - М.: Энергия, 1975, 168 с.
5. Мелик-Шахназаров А. М. и др. Компенсационные измерительные устройства систем автоконтроля на переменном токе. - М: Энергия, 1974, 128 с.
6. Прокунцев А.Ф., Колесников В.И. Переходные процессы в цифровых мостах переменного тока. - М: Энергия, 1978, 112 с.
7. Кублановский Я.С. Переходные процессы. - М.: Энергия, 1974, 88 с.
8. Гриневич Ф.Б. Автоматические мосты переменного тока. - Новосибирск.: Наука, 1964, 264 с.
9. Китаев В.Е. Электротехнические устройства радиосистем. - М.: Энергия, 1971, 197 с.
10. Дяхтеренко П.И. Синхронное детектирование в измерительной технике и автоматике. Изд-во.Техника, Киев, 1965, 110 с.
11. Китаев В.Е. Электротехнические устройства радиосистем. - М.: Энергия, 1974.