

РАЗДЕЛ 1. АВТОМАТИЗИРОВАННЫЕ МЕТОДЫ И СРЕДСТВА КОНТРОЛЯ НЕСИММЕТРИЧНЫХ РЕЖИМОВ В СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

В этом разделе рассматриваются методы и средства контроля несимметричных режимов в системах электроснабжения в реальном или квазиреальном масштабе времени.

При разработке методов измерения несимметрии напряжений и токов основное внимание уделено цифровым методам измерения как наиболее помехозащищенным. Необходимость высокой помехозащищенности обусловлена тем, что электрические сети промышленных предприятий "засорены" высшими гармониками. Разработанные приборы контроля несимметрии напряжений и токов могут использоваться как индивидуально, так и совместно с другими приборами и ЭВМ.

1.1. Оценка современного состояния методов и средств контроля несимметрии напряжений и токов в системах электроснабжения

Контроль несимметрии напряжений и токов в ходе эксплуатации систем электроснабжения позволяет осуществить мероприятия по их поддержанию в заданных пределах.

На рис. 1.1 представлена схема подстанции промышленного предприятия, к шинам которой подключены несимметричные и нелинейные нагрузки. Наличие нагрузок такого характера приводит к необходимости контроля ПКЭ на подстанции. Контроль несимметрии напряжений осуществляется в установившемся режиме, значения показателей не должны выходить за пределы предельно допустимых значений, установленных ГОСТом 13109-97, в течение не более 95 % времени каждых суток [1, 2].

Для измерения несимметрии напряжений разработан прибор 43204, в основу работы которого положено использование фильтров симметричных составляющих [12]. Прибор позволяет измерять коэффициенты несимметрии напряжений по нулевой и обратной последовательностям, фазовых углов напряжений и токов обратной и нулевой последовательностей. К недостаткам

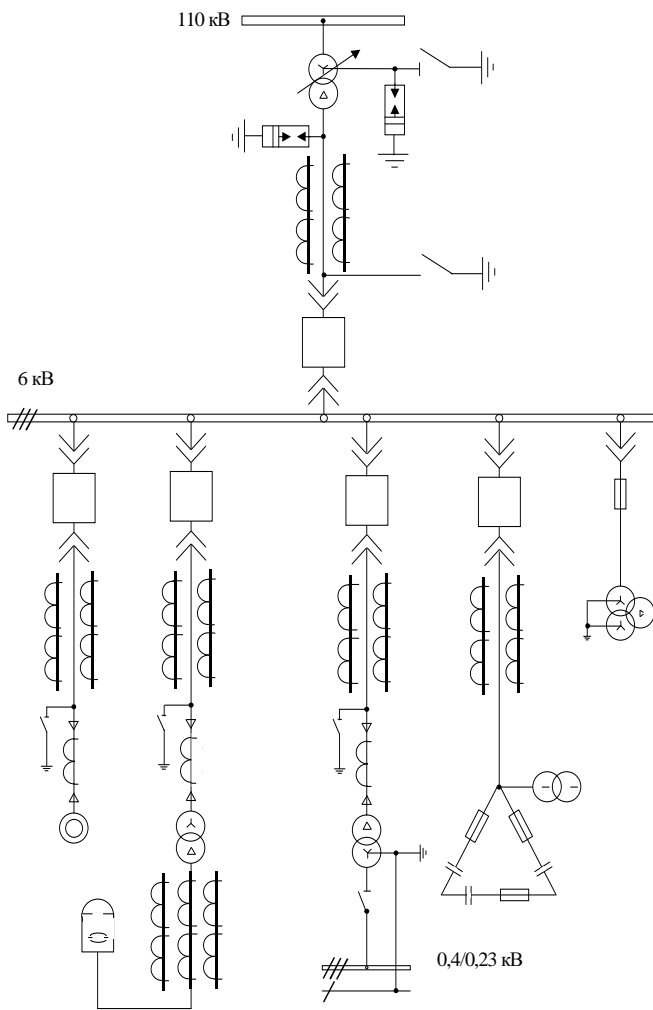


Рис. 1.1 – Схема подстанции

прибора относится значительная погрешность, обусловленная уходами основной частоты от номинального значения и высшими гармониками, присутствующими в сети, в результате чего и изменяется сопротивление реактивных элементов схемы [20].

Институтом электродинамики разработаны приборы контроля прямой и обратной последовательностей напряжений Ф4330, ИНН-2, основанные на преобразовании трехфазного напряжения в многофазное с последующим выпрямлением [12, 21]. В этих приборах постоянная составляющая выпрямленного напряжения пропорциональна симметричной составляющей прямой последовательности, а напряжение второй гармоники пропорционально симметричной составляющей обратной последовательности. В своей структуре эти приборы используют фильтр низких частот и полосовой фильтр, на выходах которых соответственно измеряются прямая последовательность напряжения и обратная последовательность напряжения. Основная погрешность для этих приборов на пределе измерения 5 % равна 4 – 5 %, что является довольно значительной величиной. Но здесь сразу следует заметить, что это величина погрешности при синусоидальном входном напряжении и частоте 50 Гц. Реальные же сети "засорены" высшими гармониками, а частота отклоняется от 50 Гц как в одну, так и в другую стороны, поэтому погрешности измерения симметричных составляющих в реальных сетях будут значительно больше.

В Приазовском государственном техническом университете под руководством профессора И.В. Жежеленко создан измеритель несимметрии напряжений. В основу работы этого прибора положено преобразование трехфазного напряжения в многофазное с последующим выделением второй гармоники и ее детектированием [12]. К недостаткам прибора следует отнести значительную погрешность измерения при наличии в сети высших гармоник, так как в его структуре используются аналоговые узлы, содержащие реактивные элементы, критичные к высшим гармоникам. Кроме того, этот прибор имеет низкое быстродействие (время измерения 1 мин.).

ООО "Парма" выпускает регистратор параметров качества электрической энергии РК 3.01.

Фирма Twelve Electric Sp. z.o выпускает анализатор параметров сети AS – 3plus.o.

Недостатком анализаторов РК 3.01 и AS – 3plus является то,

что они не позволяют контролировать токи нулевой и обратной последовательностей.

CHAUVIN ARNOUX выпускает анализатор качества электроэнергии С.А – 8334. К недостаткам этого анализатора относится то, что у него нет прямого подключения к измеряемой сети, а измерение осуществляется только через измерительные клещи, что снижает класс точности измерений.

Наиболее высокоточным и удобным в эксплуатации является анализатор напряжений и токов в электрических сетях (АНТЭС), позволяющий измерять симметричные составляющие токов и напряжений с погрешностью не более 0,2 %. Кроме того, прибор имеет возможность непосредственного подключения к сети и через измерительные клещи, что делает его универсальным.

Подводя итог обзора существующих средств измерения несимметрии напряжений и токов в системах электроснабжения, можно сделать вывод, что из всех приборов наиболее высокоточным, помехозащищенным и универсальным в эксплуатации является АНТЭС, выпускаемый фирмой ООО "Элвис".

Цифровые методы и средства обработки информации позволяют использовать помехозащищенные алгоритмы и тем самым снизить величину погрешности, обусловленную влиянием высших гармоник на измерительные каналы. Для автоматизации процесса измерения и передачи данных в архитектуре цифровых измерителей несимметричных режимов необходимо применять микропроцессоры. Поэтому для измерения симметричных составляющих токов и напряжений перспективно использовать цифровые методы и средства контроля. Последующие параграфы этого раздела посвящены рассмотрению цифровых методов и средств контроля симметричных составляющих токов и напряжений, обладающих высокой точностью и помехозащищенностью.

1.2 Методы и средства контроля несимметрии напряжений в системах электроснабжения

В этом параграфе рассматриваются методы и средства контроля несимметрии напряжений и токов в трехфазных сетях промышленных предприятий. Контроль несимметрии напряжений основывается на измерении симметричных составляющих

трехфазной сети. Измерение симметричных составляющих напряжений и токов – наиболее сложный процесс по сравнению с контролем остальных показателей качества электроэнергии. Это объясняется тем, что несимметрия напряжений и токов является трехмерной величиной. Согласно ГОСТу 13109-97, коэффициенты несимметрии напряжений по нулевой и обратной последовательностям не должны превышать 2% при нормальном и 4 % при максимальном значении этих величин.

Вопросу контроля несимметрии напряжений в трехфазных сетях промышленных предприятий посвящены работы [12, 20, 21].

Анализ существующих методов и средств измерения несимметрии напряжений и токов показал, что при наличии в сети нелинейных искажений и уходов основной частоты появляются дополнительные методические погрешности, снижающие точность измерений. Контроль несимметрии напряжений и токов должен осуществляться в реальном или квазиреальном масштабе времени. Это объясняется тем, что оперативный контроль несимметрии токов и напряжений необходим для осуществления мероприятий по симметрированию трехфазных сетей.

В данном параграфе рассмотрены оперативные методы и средства контроля несимметрии напряжений в системах электроснабжения. Эти методы позволяют осуществить измерения симметричных составляющих при наличии высших гармоник в СЭС, а также при синусоидальном напряжении. Высокую помехозащищенность имеют корреляционные методы обработки сигналов, основанные на дискретном преобразовании Фурье и позволяющие измерять симметричные составляющие в реальном или квазиреальном масштабе времени. В этом случае измерения основываются на вычислении квадратурных составляющих прямой, обратной и нулевой последовательностей по квадратурным составляющим фазных напряжений.

Рассмотрим несколько методов измерения симметричных составляющих, основанных на корреляционной обработке сигналов:

- метод, основанный на изменении интегральных значений кусочно-гармонических напряжений;
- поисковый метод измерения амплитуд и фаз;
- метод, основанный на вычислении ортогональных составляющих напряжений;
- метод, основанный на предварительном преобразовании

трехфазного напряжения в двухфазное с последующим вычислением ортогональных составляющих двухфазного напряжения.

Эти методы обладают различными быстродействиями и сложностью схемной реализации. В то же время каждый метод имеет высокую помехозащищенность при наличии высших гармоник в сети и адаптацию к колебаниям основной частоты.

В зависимости от требований, предъявляемых к системе контроля несимметрии реальной сети, осуществляется выбор метода, в котором предпочтение отдается критерию быстродействия или сложности схемной реализации.

Широкий частотный диапазон (от инфранизких до высоких частот) позволяет использовать данные методы для контроля несимметрии напряжений высших гармоник. Одним из основных преимуществ названных методов является возможность реализации полученных алгоритмов обработки информации в цифровой форме с помощью стандартной вычислительной техники.

Для случая, когда уровень высших гармоник в трехфазной сети не превышает допустимого и, следовательно, не требуется высокая помехозащищенность, разработаны методы измерения симметричных составляющих, основанные на использовании опорных точек и преобразовании трехфазного напряжения в двухфазное с помощью аналоговых методов обработки сигналов.

Приборы для измерения коэффициентов несимметрии напряжений по нулевой и обратной последовательностям подключаются к электрическим сетям по схемам, приведенным на рис. 1.2, 1.3 [2]. Класс точности измерительных трансформаторов тока и напряжения должен быть не ниже рекомендованных в работе [2].

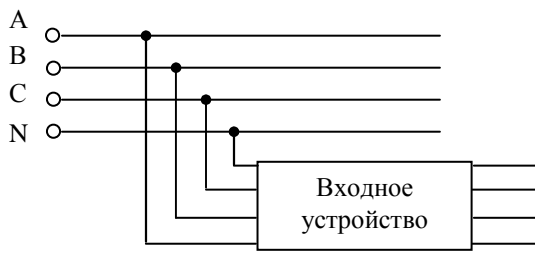


Рис. 1.2 – Схема измерения коэффициентов несимметрии напряжений по нулевой и обратной последовательностям

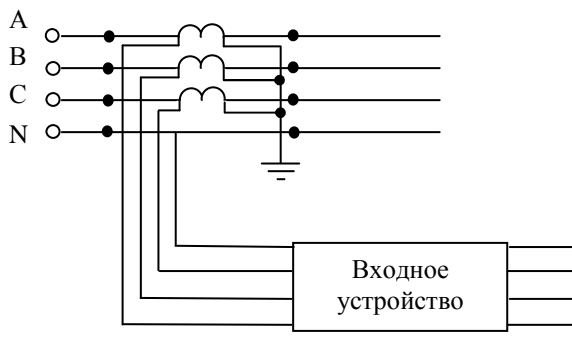


Рис. 1.3 – Схема измерения токов обратной и нулевой последовательностей

1.2.1. Измерение симметричных составляющих по интегральным значениям кусочно-гармонических напряжений

Анализ существующих методов и средств контроля симметричных составляющих показал, что они не удовлетворяют требованиям ни по точности, ни по быстродействию в условиях эксплуатации. В настоящей работе разработан цифровой метод контроля симметричных составляющих, обладающий высокой точностью за счет помехозащищенности [27]. Рассмотрим

принцип измерения, на котором основывается данный метод. Комплексы действующих значений симметричных составляющих токов и напряжений определяются выражениями [1]

$$\underline{U}_n = \frac{1}{3}(\underline{U}_A + a^n \underline{U}_B + a^{2n} \underline{U}_C); \quad (1.1)$$

$$\underline{I}_n = \frac{1}{3}(\underline{I}_A + a^n \underline{I}_B + a^{2n} \underline{I}_C), \quad (1.2)$$

где a - оператор поворота на 120° ;

n - измеряемая последовательность напряжений и токов.

Симметричные составляющие позволяют вычислить коэффициент несимметрии напряжения по обратной последовательности:

$$K_{2U} = \frac{U_2}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\% \quad (1.3)$$

и коэффициент несимметрии напряжения по нулевой последовательности [1]

$$K_{0U} = \frac{U_0}{U_{\text{ном}}} \cdot 100\%, \quad (1.4)$$

где $U_{\text{ном}}$ - номинальное значение напряжения.

Для вычисления симметричных составляющих трехфазной сети необходимо определить фазные напряжения U_A , U_B и U_C . Просуммировав комплексы действующих значений напряжений каждой фазы по алгоритму (1.1), получим напряжение измеряемой последовательности. Если в выражении (1.1) начальную фазу напряжения U_A принять равной нулю ($\psi_A = 0$), то

$$\begin{aligned} \underline{U}_A &= U_A; \quad \underline{U}_B = e^{j\varphi_B} U_A e^{j\varphi_B}; \\ \underline{U}_C &= U_C e^{j\varphi_C} = U_A e^{j\varphi_C}, \end{aligned} \quad (1.5)$$

где ψ_B, ψ_C - начальные фазы напряжений U_B и U_C соответственно; φ_B, φ_C - фазовые сдвиги напряжений U_B и U_C соответственно по отношению к напряжению U_A .

Преобразуем выражение (1.1) с учетом равенства (1.5):

$$\left. \begin{aligned} \underline{U}_1 &= \frac{1}{3} \left[U_A + U_B e^{j(120^\circ + \varphi_B)} + U_C e^{j(240^\circ + \varphi_C)} \right]; \\ \underline{U}_2 &= \frac{1}{3} \left[U_A + U_B e^{j(240^\circ + \varphi_B)} + U_C e^{j(120^\circ + \varphi_C)} \right]; \\ \underline{U}_0 &= \frac{1}{3} \left[U_A + U_B e^{j\varphi_B} + U_C e^{j\varphi_C} \right]. \end{aligned} \right\} \quad (1.6)$$

Воспользовавшись выражениями (1.1) и (1.6), перейдем к квадратурным составляющим напряжений

$$\begin{aligned} U_{nx} &= \frac{1}{3} (U_{Ax} + U_{Bnx} + U_{Cnx}); \\ U_{ny} &= \frac{1}{3} (U_{Ay} + U_{Bny} + U_{Cny}) \end{aligned} \quad (1.7)$$

Подставив вместо n в выражении (1.7) соответствующую последовательность напряжения, можно записать, что U_{1x} и U_{1y} ; U_{2x} и U_{2y} ; U_{0x} и U_{0y} - квадратурные составляющие действующих значений напряжений прямой, обратной и нулевой последовательностей, соответственно $U_{Ax} = U_A$ (при принятии условия $\psi_A = 0$ имеем $U_{Ay} = 0$);

$U_{Bx} = U_B \cos \psi_B$ и $U_{By} = U_B \sin \psi_B$ - квадратурные составляющие действующего значения напряжения U_B (аналогично U_{Cx} и U_{Cy});

$$U_{B(1)x} = U_B \cos(\varphi_B + 120^\circ); \quad U_{B(1)y} = U_B \sin(\varphi_B + 120^\circ);$$

- квадратурные составляющие действующего значения сдвинутого по фазе на 120° напряжения U_B ;

$$U_{C(1)x} = U_C \sin(\varphi_C + 240^\circ), \quad U_{C(1)y} = U_C \cos(\varphi_C + 240^\circ);$$

- квадратурные составляющие действующего значения сдвинутого по фазе на 240° напряжения U_C ;

$$U_{B(2)x} = U_B \cos(\varphi_B + 240^\circ), U_{B(2)y} = U_B \sin(\varphi_B + 240^\circ);$$

- квадратурные составляющие действующего значения сдвинутого по фазе на 240° напряжения U_B ;

$$U_{C(2)x} = U_C \cos(\varphi_C + 120^\circ), U_{C(2)y} = U_C \sin(\varphi_C + 120^\circ)$$

- квадратурные составляющие действующего значения сдвинутого по фазе на 120° напряжения U_C .

Перечисленные квадратурные составляющие определяются по интегральным (усредненным) значениям кусочно-гармонических напряжений. Например, для нахождения $U_{B(1)x}$ определяется усреднение кусочно-гармонической функции

$$U'_B(t) = \begin{cases} U_B \sin(\omega t + \varphi_B) & \text{при } 120^\circ \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} - \varphi_B \text{ } (\varphi_B < 0); \\ 0 & \text{при остальных значениях } \omega t. \end{cases}$$

Тогда

$$\begin{aligned} U_{B(1)x} &= \int_{120^\circ}^{\frac{\pi}{2} - \varphi_B} U'_B(t) d\omega t = U_B \int_{120^\circ}^{\frac{\pi}{2} - \varphi_B} \sin(\omega t - \varphi_B) d\omega t = \\ &= U_B \cos(\varphi_B + 120^\circ) . \end{aligned}$$

Формирование кусочно-гармонической функции легко реализуется с помощью электронного ключа, на информационный вход которого подается гармоническое напряжение $U_B \sin(\omega t + \varphi_B)$, а ключ каждый период открывается при $\omega t = 120^\circ$ и закрывается при $\omega t = \frac{\pi}{2} - \varphi_B$. Аналогично формируются кусочно-гармонические напряжения для определения остальных

квадратурных составляющих. По квадратурным составляющим находим действующие значения симметричных составляющих:

$$U = \sqrt{U_x^2 + U_y^2} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}. \quad (1.8)$$

Рассмотренный метод измерения симметричных составляющих реализован в цифровом измерителе, структурная схема которого приведена на рис. 1.4. Она включает ключи К1, К2, К3, интеграторы ИН1, ИН2, ИН3, сумматор СМ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, блок вычисления БВ, умножитель частоты УЧ, распределитель импульсов РИ, коммутатор КМ, блок задания фаз БЗФ и блок управления БУ.

Рассмотрим работу цифрового измерителя симметричных составляющих. В начале работы ключи К1, К2, К3 коммутатора КМ закрыты и открываются в соответствии с табл. 1.1. Эти фазные интервалы формируются следующим образом. Фазы 0° , 90° , 120° , 210° , 240° , 330° задаются умножителем частоты УЧ, и распределителем импульсов РИ. Умножитель частоты УЧ формирует калиброванные по фазе импульсы, цена деления которых не зависит от частоты фазного напряжения. Коэффициент умножения умножителя частоты УЧ целесообразно выбирать равным 12. Тогда выходной импульс умножителя частоты УЧ

будет соответствовать $\frac{2\pi}{12} = 30^\circ$ выходного напряжения на любой

частоте. Импульсы с выхода умножителя частоты УЧ поступают на распределитель РИ, который формирует управляющие сигналы, поступающие на ключи К1 - К3 коммутатора КМ. Так, управляющий сигнал, соответствующий фазе $\omega t = 0$, формируется в момент поступления на распределитель импульсов РИ первого импульса с умножителя УМ, в качестве которого принимается импульс напряжения U_A при переходе через ноль. Фазе $\omega t = 90^\circ$ соответствует четвертый импульс с умножителя частоты УЧ, фазе $\omega t = 120^\circ$ - пятый импульс и т. д., и, наконец, фазе 330° - двенадцатый импульс.

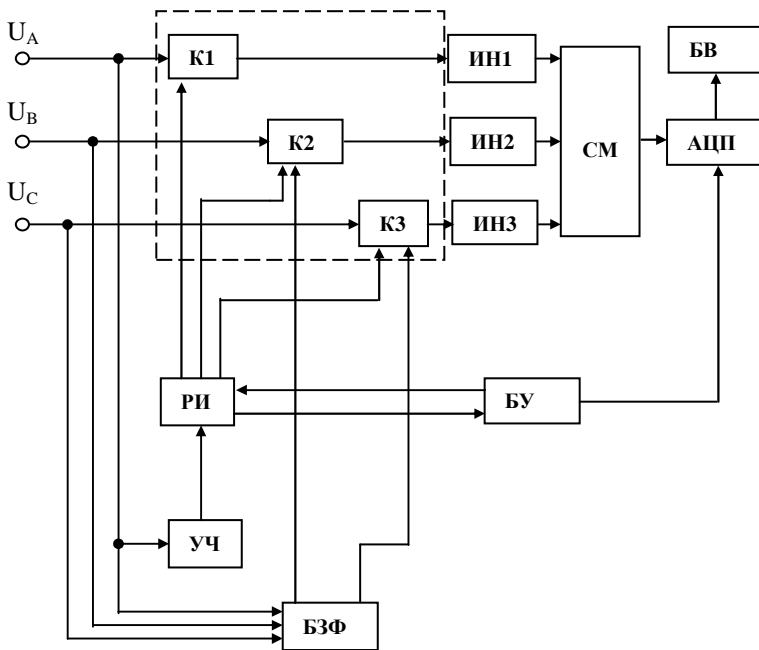


Рис. 1.4 – Структурная схема цифрового измерителя симметричных составляющих

Фазы $\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_B\right)$ и $\left(\frac{\pi}{2} - \varphi_C\right)$ формируются с помощью блока задания фаз БЗФ. Ключи КГ - КЗ управляющими сигналами распределителя импульсов РИ и блока БЗФ открываются на соответствующие фазные (или временные) интервалы. В течение этих интервалов на входы интеграторов ИН1 - ИН3 поступают фазные напряжения, а на остальном интервале периода ключи К1 - К3 закрыты, и входные напряжения интеграторов ИН1 ÷ ИН3 равны нулю. Выходные напряжения интеграторов ИН1 ÷ ИН3, пропорциональные соответствующим квадратурным составляющим, поступают на сумматор СМ, где они суммируются в соответствии с одним из выражений системы (1.7).

Таблица 1.1

Фазные напряжения	U_A	U_B	U_C	Квадратурные составляющие
Симметричные составляющие	Интервалы сохранения гармонического закона изменения фазных напряжений			
Прямая последовательность	–	120°	$240^\circ; \frac{\pi}{2} - \varphi_C$	U_{1x}
	$0; \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} - \varphi_B; 210^\circ$	$\frac{\pi}{2} - \varphi_C; 330^\circ$	U_{1y}
Обратная последовательность		210°	$\frac{\pi}{2} - \varphi_C; 330^\circ$	U_{2x}
	$0; \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2} - \varphi_B; 330^\circ$	$\frac{\pi}{2} - \varphi_C; 210^\circ$	U_{1y}
Нулевая последовательность		$0; \frac{\pi}{2} - \varphi_B;$	$0; \frac{\pi}{2} - \varphi_C$	U_{0x}
	$0; \frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} - \varphi_B;$	$\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} - \varphi_C$	U_{0y}

Выходное напряжение сумматора СМ подается на аналого-цифровой преобразователь АЦП, в котором по сигналу блока управления БУ проводится преобразование напряжения в код. Этот код вводится в блок вычисления БВ, которым осуществляется определение действующих значений симметричных составляющих трехфазной системы напряжений по формуле (1.8), а в случае необходимости и коэффициента обратной последовательности напряжения.

Таким образом, в измерителе определение симметричных составляющих выполняется по интегральным значениям фазных напряжений, что обеспечивает усиление помехозащищенности, а

тем самым и повышение точности измерений при наличии помех. Однако этому методу присущ следующий недостаток: формирование жесткой сетки моментов измерения, кратной 30° , не позволяет контролировать малые уровни несимметрии при значительных искажениях трехфазных сетей. Поэтому наряду с данным методом можно использовать и другие методы измерения симметричных составляющих. Изложение одного из них приводится в следующем параграфе.

1.2.2. Измерение амплитуд и фаз симметричных составляющих методом последовательных приближений

Рассмотрим метод измерения амплитуд и фаз симметричных составляющих, который является более эффективным по сравнению с методом, рассмотренным в предыдущем параграфе. Автором разработано измерение амплитуд и фаз симметричных составляющих методом последовательных приближений, основанным на использовании дискретного преобразования Фурье [23, 24]. Так, коэффициенты Фурье напряжения прямой последовательности в дискретной форме определяются по выражениям

$$U_{1x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{1m} \cdot \sin(\omega t_i + \psi_1) \cdot \sin(\omega t_i + \psi_{(1)}); \quad (1.9)$$

$$U_{1y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{1m} \cdot \sin(\omega t_i + \psi_1) \cdot \cos(\omega t_i + \psi_{(1)}),$$

где ψ_1 - начальная фаза прямой последовательности напряжения U_1 ;

$t_i = \frac{2\pi}{m\omega} i$ - моменты дискретизации напряжения прямой

последовательности;

m - число точек дискретизации;

$\sin(\omega t_i + \psi_{(1)})$ и $\cos(\omega t_i + \psi_{(1)})$ - числовые значения

нормированных гармоник с начальной фазой $\Psi_{(1)}$.

При условии, когда начальная фаза нормированной гармоники $\Psi_{(1)}$ равна начальной фазе напряжения прямой последовательности Ψ_1 , получим выражение

$$\begin{aligned} U_{1x} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{1m} \cdot \sin^2(\omega t_i + \Psi_1) = U_{1m} - \frac{U_{1m}}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \cos 2(\omega t_i + \Psi_1); \\ U_{1y} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{1m} \cdot \sin(\omega t_i + \Psi_1) \cos(\omega t_i + \Psi_1) = \frac{U_{1m}}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \sin 2(\omega t_i + \Psi_1). \end{aligned} \quad (1.10)$$

В этом выражении $\sum_{i=1}^{m-1} \cos 2(\omega t_i + \Psi_1) = 0$,

$\sum_{i=1}^{m-1} \sin 2(\omega t_i + \Psi_1) = 0$, т.е. при условии $\Psi_1 = \Psi_{(1)}$ получим $U_{1x} =$

U_{1m} и $U_{1y} = 0$. Из этого следует, что амплитуда напряжения прямой последовательности U_1 равна вещественному коэффициенту ряда Фурье.

Запишем выражения для определения коэффициентов Фурье для напряжения обратной последовательности U_2 :

$$U_{2x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{2m} \sin(\omega t_i + \Psi_2) \cdot \sin(\omega t_i + \Psi_{(2)}); \quad (1.11)$$

$$U_{2y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{2m} \sin(\omega t_i + \Psi_2) \cdot \cos(\omega t_i + \Psi_{(2)}),$$

и напряжения нулевой последовательности U_0 :

$$U_{0x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{0m} \sin(\omega t_i + \psi_0) \cdot \sin(\omega t_i + \Psi_0); \quad (1.12)$$

$$U_{0y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{0m} \sin(\omega t_i + \psi_0) \cdot \cos(\omega t_i + \Psi_0).$$

При равенстве начальных фаз ψ и Ψ выражения (1.11) и (1.12) примут такой вид:

- квадратурные составляющие напряжения обратной последовательности

$$U_{2x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{2m} \sin^2(\omega t_i + \psi_2) = U_{2m} - \frac{U_{2m}}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \cos 2(\omega t_i + \psi_2) = U_{2m}; \quad (1.13)$$

$$U_{2y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{2m} \sin 2(\omega t_i + \psi_2) = 0;$$

- квадратурные составляющие напряжения нулевой последовательности

$$U_{0x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{0m} \sin^2(\omega t_i + \psi_0) = U_{0m} - \frac{U_{0m}}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \cos 2(\omega t_i + \psi_0) = U_{0m}; \quad (1.14)$$

$$U_{0y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_{0m} \sin 2(\omega t_i + \psi_0) = 0.$$

Из выражений (1.10), (1.13) и (1.14) видно, что при равенстве начальных фаз ψ_1, ψ_2, ψ_0 соответственно напряжений прямой U_1 , обратной U_2 , нулевой U_0 последовательностей и начальных фаз Ψ_1, Ψ_2, Ψ_0 соответствующих им нормированных гармоник вещественные коэффициенты Фурье будут равны амплитудам напряжений. Сигналом об окончании процесса измерения может служить равенство нулю мнимого коэффициента ряда Фурье U_y или

максимум вещественного коэффициента ряда Фурье U_x . Рассмотренный метод измерения симметричных составляющих положен в основу работы измерителя симметричных составляющих. Структурная схема, реализующая этот метод, приведена на рис. 1.5. Она содержит входное устройство ВУ, коммутатор фаз КФ, сумматор СМ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, задатчик точек квантования ЗТК, блок умножения БУ, процессор ПР, задатчик кода гармоник ЗКГ, реверсивный счетчик РС, пороговое устройство ПУ, пересчетный блок ПБ, различитель полярности РП, регистрирующее устройство РУ и фаз, сдвигающее устройство ФУ.

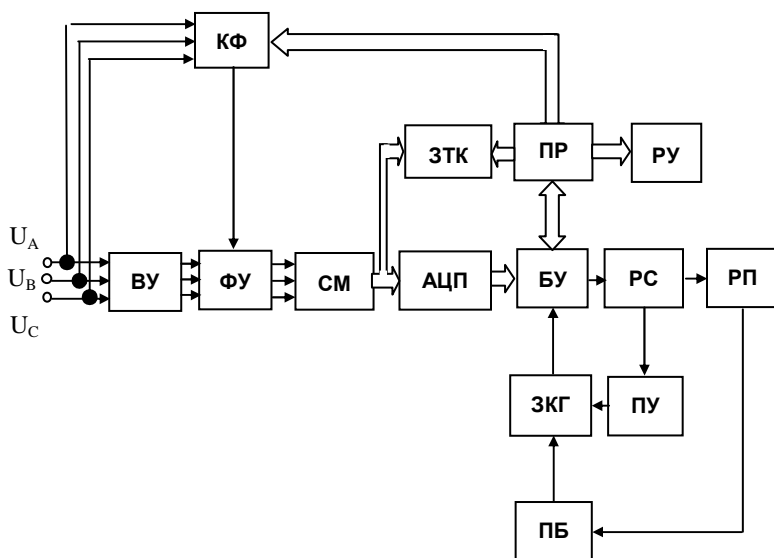


Рис. 1.5 – Структурная схема цифрового измерителя амплитуд и фаз симметричных составляющих

Задатчик точек квантования ЗТК задает моменты измерения t_i . Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует напряжение измеряемой последовательности в моменты измерения в цифровые коды. Задатчик кода гармоник ЗКГ задает в цифровом коде значения $\cos(\omega t_i + \varphi)$, а по команде с порогового устройства

$PU - \sin(\omega t_i + \varphi)$. Процессор ПР осуществляет вычислительные операции и управляет работой ЗТК и коммутатором фаз КФ. Блок умножения БУ в моменты измерения t_i перемножает значения напряжения, поступившие с АЦП, и значения ортогональных функций, поступившие с задатчика кодов гармоник ЗКГ. Различитель полярности РП определяет знак приращения фазы нормированной гармоники. Коммутатор фаз КФ устанавливает порядок подключения фаз и измеряемую последовательность путем управления режимом работы фазосдвигающего устройства ФУ. Сумматор СМ предназначен для суммирования фазных напряжений по выражению (1.1). Входное устройство ВУ согласует входные цепи прибора с трехфазной сетью.

Рассмотрим более подробно процесс измерения амплитуды и фазы напряжения прямой последовательности. Напряжения U_A , U_B , U_C поступают через входное устройство ВУ на фаз содвигающее устройство ФУ, где напряжение фазы В поворачивают на 120° , а напряжение фазы С – на -120° . На сумматоре СМ осуществляется суммирование напряжений трех фаз согласно выражению (1.1). С выхода сумматора СМ напряжение прямой последовательности поступает на аналого-цифровой преобразователь АЦП, с которого код, пропорциональный значению $U_{1m} \sin(\omega t_i + \psi_1)$, поступает на один вход блока умножения БУ. На второй вход блока умножения БУ с задатчика ЗКГ поступает код, пропорциональный значению $\cos(\omega t_i + \Psi_{(1)0})$. Код, пропорциональный исходному значению начальной фазы $\Psi_{(1)0}$, задает пересчетный блок. С выхода блока умножения БУ код произведения $U_{1m} \sin(\omega t_i + \psi_1) \cdot \cos(\omega t_i + \Psi_{(1)0})$ с учетом знака записывается в реверсивный счетчик РС. За время измерения (один или несколько периодов входного сигнала) в реверсивный счетчик РС поступит m произведений, которые согласно выражению (1.10) дают численное значение U_{1y} , соответствующее начальной фазе $\Psi_{(1)0}$.

Второй цикл измерений начинается, когда с пересчетного блока ПБ по команде с различителя полярности РП начальная фаза $\Psi_{(1)0}$ получает некоторое приращение $\Psi_{(1)1} = \Psi_{(1)0} + \Delta\Psi_{(1)}$. В конце второго цикла в реверсивном счетчике РС запишется новое значение U_{1y} , соответствующее начальной фазе $\Psi_{(1)1}$. Изменение

фазы $\Psi_{(1)}$ продолжается до выполнения условия $\psi_1 = \Psi_{(1)}$. В этот момент времени реверсивный счетчик РС выдает сигнал на ПУ. Пороговое устройство ПУ подает сигнал на задатчик кода гармоник ЗКГ, с которого на блок умножения БУ поступают коды нормированной гармоники $\sin(\omega t_i + \Psi_{(1)})$. В результате в процессоре ПР и в реверсивном счетчике РС образуется код вещественной части коэффициента Фурье, равного амплитуде напряжения U_{1m} , а в пересчетном блоке ПБ - код начальной фазы этого напряжения. Аналогично находятся амплитуды и начальные фазы обратной и нулевой последовательностей напряжений.

По рассмотренному методу возможен и другой вариант построения измерителя симметричных составляющих. Этот метод основан на реализации следующих выражений:

$$\begin{aligned}
 U_1 &= \frac{1}{3} \left[U_{Am} \sin(\omega t + \psi_A) + U_{Bm} \sin(\omega t + \psi_B + 120^\circ) + \right. \\
 &\quad \left. + U_{Cm} \sin(\omega t + \psi_C - 120^\circ) \right]; \\
 U_2 &= \frac{1}{3} \left[U_{Am} \sin(\omega t + \psi_A) + U_{Bm} \sin(\omega t + \psi_B - 120^\circ) + \right. \\
 &\quad \left. + U_{Cm} \sin(\omega t + \psi_C + 120^\circ) \right]; \\
 U_0 &= \frac{1}{3} \left[U_{Am} \sin(\omega t + \psi_A) + U_{Bm} \sin(\omega t + \psi_B) + \right. \\
 &\quad \left. + U_{Cm} \sin(\omega t + \psi_C) \right],
 \end{aligned} \tag{1.15}$$

где U_{Am} , U_{Bm} , U_{Cm} - амплитуды исходной несимметричной трехфазной системы напряжений; ψ_A , ψ_B , ψ_C - начальные фазы этих напряжений.

Из выражений (1.15) видно, что в данном варианте реализуется корреляционная обработка напряжения каждой фазы поисковым методом (последовательных приближений) с последующим суммированием. Структурная схема измерителя в данном варианте представлена на рис. 1.6. Она отличается от предыдущей входной частью.

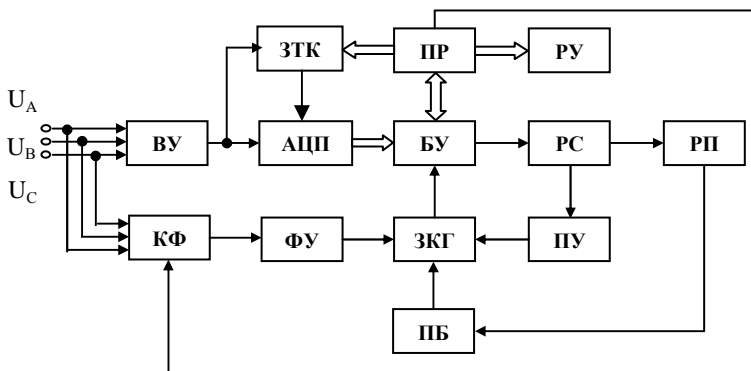


Рис.1.6 – Структурная схема цифрового измерителя симметричных составляющих, основанного на методе последовательных приближений

В последнем варианте входное устройство ВУ подключено к аналого-цифровому преобразователю АЦП напрямую, а операция поворота на $\pm 120^\circ$ в фазах В и С осуществляется фазосдвигающим устройством ФУ, подключенным к задатчику кода гармоник ЗКГ. Суммирование фазных напряжений осуществляется в процессоре ПР. В остальном работа схемы аналогична предыдущей.

Таким образом, рассмотренные устройства позволяют методом последовательных приближений определить амплитуду и фазу симметричных составляющих. Этот метод обладает высокой точностью, что позволяет контролировать малые уровни несимметрии напряжений при наличии в сети высших гармоник. Однако для него характерно низкое быстродействие (n периодов исследуемого напряжения), что ограничивает его применение в оперативных системах контроля. Для этих систем более перспективны методы измерения несимметрии напряжений, рассматриваемые в последующих разделах.

1.2.3. Метод и средство контроля симметричных составляющих по ортогональным составляющим

Рассмотрим метод измерения симметричных составляющих, который является более быстродействующим по сравнению с поисковым. Он основан на вычислении ортогональных (квадратурных) составляющих методом корреляционной обработки сигналов [25]. Корреляционные методы обработки сигналов обеспечивают наиболее высокую помехозащищенность [26]. Исследование этих методов весьма перспективно, так как реальные сети "засорены" высшими гармониками, вносящими дополнительные погрешности в методы и устройства измерения симметричных составляющих в трехфазных сетях.

Из выражения (1.7) следует, что квадратурные составляющие симметричных составляющих трехфазной сети равны сумме одноименных квадратурных составляющих. Запишем выражения квадратурных составляющих напряжений, входящих в выражение (1.7):

$$\begin{aligned}U_{Ax} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_A(t_i) \sin \omega t_i, \\U_{Ay} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_A(t_i) \cos \omega t_i, \\U_{B(1)x} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_A(t_i) \sin(\omega t_i + 120^\circ), \\U_{B(1)y} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_B(t_i) \cos(\omega t_i + 120^\circ), \\U_{C(1)x} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_C(t_i) \sin(\omega t_i - 120^\circ), \\U_{C(1)y} &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_C(t_i) \cos(\omega t_i - 120^\circ).\end{aligned} \tag{1.16}$$

Аналогично записываем квадратурные составляющие в выражении (1.7) для напряжений обратной и нулевой последовательностей. Амплитуда симметричных составляющих

определяется выражением (1.8), а фаза - по выражению

$$\psi = \arctg \frac{U_y}{U_x}. \quad (1.17)$$

Структурная схема устройства, поясняющая рассмотренный метод, приведена на рис. 1.7. Устройство содержит входное устройство ВУ, коммутатор фаз КФ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, блок управления БУ, блок умножителей БУ1, БУ2, датчик кодов гармоник ЗКГ, реверсивные счетчики РС1, РС2, вычислитель знака ВЗ, фазосдвигающее устройство ФУ, микропроцессор МП, пороговое устройство ПУ, регистрирующее устройство РУ. Рассмотрим работу устройства, приведенного на рис. 1.7 [25].

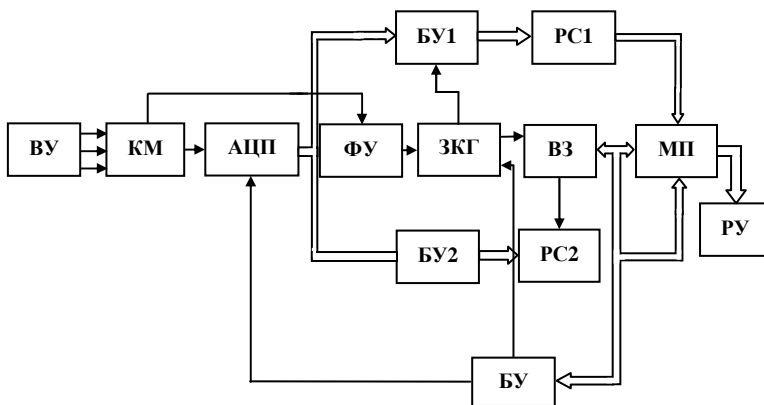


Рис.1.7 – Структурная схема цифрового измерителя напряжений

Напряжение трехфазной сети поступает на входное устройство ВУ, согласующее сеть с входными цепями прибора. Коммутатор фаз КФ подключает поочередно каждое из напряжений ко входу аналого-цифрового преобразователя АЦП и входу фазосдвигающего устройства ФУ. Датчик кода гармоник ЗКГ задает коды нормированных гармоник $\sin \omega t_i$ и $\cos \omega t_i$. Режим работы реверсивных счетчиков РС1 и РС2 (суммирование или вычитание) устанавливает вычислитель знака ВЗ, которым

управляет микропроцессор МП по сигналам с порогового устройства ПУ. Пороговое устройство ПУ выдает сигнал на своем выходе только при переходе измеряемого напряжения через нуль. Микропроцессор МП предназначен для возведения в квадрат, суммирования, извлечения квадратного корня и управления датчиком кодов гармоник. Блок - 1 управления БУ задает моменты запуска АЦП, управляет работой датчика кодов ЗКГ, а также синхронизирует работу всего устройства.

Рассмотрим работу устройства контроля симметричных составляющих подробнее. Напряжения трехфазной сети через входное устройство ВУ подключены ко входу коммутатора фаз КФ. Коммутатор КФ подключает фазу А ко входу аналого-цифрового преобразователя АЦП, с выхода которого коды мгновенных значений напряжения поступают на один из входов блоков умножения БУ1 и БУ2. На блоках умножения БУ1 и БУ2 осуществляется перемножение кодов нормированных гармоник $\sin \omega t_i$ и $\cos \omega t_i$, поступивших на второй вход блоков БУ1 и БУ2, с кодами мгновенных значений напряжений. Знак произведения (установка реверсивных счетчиков РС1 и РС2 на суммирование или вычитание) определяет вычислитель знака ВЗ. В результате измерений в счетчике РС1 будет записано число

$$U_{Ay} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_A(t_i) \cos \omega t_i, \quad (1.18)$$

а в счетчике РС2

$$U_{Ax} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_A(t_i) \sin \omega t_i. \quad (1.19)$$

Вычислив квадратурные составляющие напряжения U_A , коммутатор подключает фазу В ко входу аналого-цифрового преобразователя АЦП. Измерение ортогональных составляющих напряжения В по последовательности операций аналогично измерению квадратурных составляющих напряжения фазы А. Отличие состоит в том, что мгновенные значения напряжения $U_B(t_i)$ умножаются на коды угла, сдвинутые на $+120^\circ$. Сдвиг на 120° производится с помощью фазосдвигающего устройства ФУ путем изменения фазы на 120° по команде с коммутатора КФ. В результате измерений в РС1 запишется код

$$U_{B(t)y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_B(t_i) \cdot \cos(\omega t_i + 120^\circ), \quad (1.20)$$

а в счетчике РС2

$$U_{B(t)x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_B(t_i) \cdot \sin(\omega t_i + 120^\circ). \quad (1.21)$$

При измерении ортогональных составляющих напряжения фазы С коммутатор КФ подключает фазу С ко входу аналого – цифрового преобразователя АЦП. В остальном процесс изменения ортогональных составляющих фазы С повторяется. Отличие состоит том, что блок ФУ задает сдвиг фазы на -120^0 через задатчик кодов гармоник ЗКГ. В результате измерений в счетчике РС1 запишется число

$$U_{C(t)y} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_C(t_i) \cos(\omega t_i - 120^\circ), \quad (1.22)$$

а в счетчике РС2

$$U_{C(t)x} = \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} U_C(t_i) \sin(\omega t_i - 120^\circ). \quad (1.23)$$

Окончательно в счетчике РС1 будет записан код $U_{C(t)y}$, а в счетчике РС2 – код $U_{C(t)x}$. Ортогональные составляющие напряжения прямой последовательности $U_{C(t)y}$ и $U_{C(t)x}$ поступают на микропроцессор МП, в котором определяется амплитуда или действующее значение напряжения прямой последовательности. Перед определением другой измеряемой последовательности напряжения по команде с блока управления БУ все узлы устройства устанавливаются в исходное состояние.

При измерении напряжения обратной последовательности работа устройства аналогична определению напряжения прямой последовательности, за исключением фазовых сдвигов

нормированных гармоник при определении значений напряжений U_C и U_B . При вычислении напряжения обратной последовательности ортогональные составляющие напряжения U_2 определяются путем перемножения мгновенного значения напряжения $U_A(t_i)$ с нормированными гармониками $\cos \omega t_i$ и $\sin \omega t_i$, мгновенного значения напряжения $U_B(t_i)$ с нормированными гармониками $\cos(\omega t_i + 120^\circ)$ и $\sin(\omega t_i + 120^\circ)$.

В конце измерения в реверсивном счетчике РС1 будет записан код U_{2y} , в реверсивном счетчике РС2 – код U_{2x} .

Ортогональные составляющие из реверсивных счетчиков РС1 и РС2 поступают на микропроцессор МП, где возводятся в квадрат, суммируются и из суммы квадратов извлекается квадратный корень. Градиент обратной последовательности напряжения K_{2U} вычисляется микропроцессором МП по алгоритму (1.3) и выдается на регистрирующее устройство РУ.

При определении напряжения нулевой последовательности мгновенные значения напряжения фаз умножаются на значения ортогональных функций $\cos \omega t_i$ и $\sin \omega t_i$. В остальном вычислительные операции аналогичны предыдущим режимам. В реверсивном счетчике РС1 запишется код U_{0y} , а в счетчике РС2 код – U_{0x} . Микропроцессор МП определяет коэффициент несимметрии напряжения по нулевой последовательности по алгоритму (1.4) с регистрацией на РУ.

Рассмотренный метод построения цифрового устройства для определения симметричных составляющих позволяет осуществить их контроль в реальных сетях, в которых присутствуют высшие гармоники. Он дает возможность выполнить контроль измеряемой последовательности за три периода исследуемого сигнала. Для измерения за один период необходимы три измерительных канала, работа которых аналогична и подробно изложена, однако в этом случае усложняется схемная реализация прибора. Измеритель несимметрии напряжения с более простой схемной реализацией, но с быстродействием в один период исследуемого напряжения рассматривается в следующем разделе.

1.2.4. Цифровой метод и устройство измерения прямой и обратной последовательностей напряжений

Этот метод реализуется более простой схемой по сравнению с предыдущим, так как он основан на корреляционной обработке сигналов с предварительным преобразованием исходной системы трехфазных величин. Преобразованию подвергаются трехфазное в двухфазное напряжение; измеряются действующие значения напряжений с последующим вычислением по ним симметричных составляющих.

Рассмотрим подробнее этот метод [30, 33]. В выражении (1.1) напряжения прямой и обратной последовательностей определяются как сумма фазных напряжений, где напряжения фаз В и С через оператор поворота α сдвигаются на 120° . Преобразованию подвергаются трехфазное в двухфазное напряжение; измеряются действующие значения этих напряжений с последующим вычислением по ним симметричных составляющих.

Рассмотрим подробнее этот метод [26]. В выражении (1.1) напряжения прямой и обратной последовательностей определяются как сумма фазных напряжений, где напряжения фаз В и С через оператор поворота α сдвигаются на $\pm 120^\circ$. Преобразовав в выражении (1.1) $\alpha = e^{j120^\circ}$, по формуле Эйлера получим

$$\begin{aligned}\underline{U}_1 &= \frac{1}{3}(\underline{U}_A + \underline{U}_B \cdot \cos 120^\circ + j\underline{U}_B \cdot \sin 120^\circ + \underline{U}_C \cdot \cos 120^\circ - j\underline{U}_C \cdot \sin 120^\circ) = \\ &= \frac{1}{3}[\underline{U}_A + \cos 120^\circ(\underline{U}_B + \underline{U}_C) + j\sin 120^\circ(\underline{U}_B - \underline{U}_C)];\end{aligned}\quad (1.24)$$

$$\begin{aligned}\underline{U}_2 &= \frac{1}{3}(\underline{U}_A + \underline{U}_B \cdot \cos 120^\circ - j\underline{U}_B \cdot \sin 120^\circ + \underline{U}_C \cdot \cos 120^\circ + j\underline{U}_C \cdot \sin 120^\circ) = \\ &= \frac{1}{3}[\underline{U}_A + \cos 120^\circ(\underline{U}_B + \underline{U}_C) + j\sin 120^\circ(\underline{U}_B - \underline{U}_C)].\end{aligned}\quad (1.25)$$

Обозначим

$$\underline{U} = \underline{U}_A + \cos 120^\circ(\underline{U}_B + \underline{U}_C); \quad (1.26)$$

$$\underline{W} = \sin 120^\circ (\underline{U}_B - \underline{U}_C). \quad (1.27)$$

Подставив выражения (1.26) и (1.27) в формулы (1.24) и (1.25), получим

$$\underline{U}_1 = \frac{1}{3}(\underline{V} + j\underline{W}); \quad (1.28)$$

$$\underline{U}_2 = \frac{1}{3}(\underline{V} - j\underline{W}). \quad (1.29)$$

Запишем мгновенные значения напряжений прямой и обратной последовательностей:

$$u_1(t) = \frac{1}{3} \left[\vartheta(t) + w \left(t + \frac{T}{4} \right) \right]; \quad (1.30)$$

$$u_2(t) = \frac{1}{3} \left[\vartheta(t) + w \left(t - \frac{T}{4} \right) \right], \quad (1.31)$$

где

$$\vartheta(t) = \frac{1}{3} \left\{ U_A(t) + \cos 120^\circ [U_B(t) + U_C(t)] \right\}, \quad (1.32)$$

$$w(t) = \frac{1}{3} \left\{ \sin 120^\circ [U_B(t) U_C(t)] \right\}. \quad (1.33)$$

Запишем выражения (1.28) и (1.29) через действующие значения напряжений:

$$U_1^2 = \frac{1}{9} \left[V^2 + W^2 + 2VW \sin(\psi_v - \psi_w) \right]; \quad (1.34)$$

$$U_2^2 = \frac{1}{9} \left[V^2 + W^2 - 2VW \sin(\psi_v - \psi_w) \right], \quad (1.35)$$

где ψ_v, ψ_w - начальные фазы напряжений $V(t)$ и $W(t)$.
 Преобразовав выражение $VW \sin(\psi_v - \psi_w)$, запишем

$$\begin{aligned} VW \sin(\psi_v - \psi_w) &= VW(\sin \psi_v \cos \psi_w - \cos \psi_v \sin \psi_w) \\ &= V_y W_x - V_x W_y, \end{aligned} \quad (1.36)$$

где

$$\left. \begin{aligned} V_x &= V \cos \psi_v; \\ V_y &= V \sin \psi_v; \end{aligned} \right\} \quad (1.37)$$

$$\left. \begin{aligned} W_x &= W \cos \psi_w; \\ W_y &= W \sin \psi_w. \end{aligned} \right\}$$

Из выражения (1.37) видно, что V_x, V_y, W_x, W_y представляют собой ортогональные составляющие напряжений V и W . Они могут быть измерены любым методом, в частности корреляционным. Так, используя дискретное преобразование Фурье, для составляющих можно записать следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} V_y &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} v(t_i) \cos \omega_i; \\ V_x &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} v(t_i) \sin \omega_i; \\ W_y &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} w(t_i) \cos \omega_i; \\ W_x &= \frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} w(t_i) \sin \omega_i. \end{aligned} \right\} \quad (1.38)$$

Учитывая соотношения (1.37), выражения (1.34) и (1.35) можно записать в следующем виде:

$$U_1^2 = \frac{1}{9} (V_x^2 + V_y^2 + W_x^2 + W_y^2 + 2V_y W_x - 2V_x W_y), \quad (1.39)$$

$$U_1^2 = \frac{1}{9} (V_x^2 + V_y^2 + W_x^2 + W_y^2 - 2V_y W_x - 2V_x W_y) \quad (1.40)$$

Выражения (1.39) и (1.40) могут быть записаны в более простом виде:

$$U_1 = \frac{1}{3} \sqrt{[(V_x - W_y)^2 + (V_y + W_x)^2]}, \quad (1.41)$$

$$U_2 = \frac{1}{3} \sqrt{[(V_x + W_y)^2 + (V_y - W_x)^2]}. \quad (1.42)$$

Рассмотренный метод показал, что для определения прямой и обратной последовательностей напряжений необходимо трехфазное напряжение преобразовать в двухфазное и определить ортогональные составляющие двухфазного напряжения, а затем произвести вычисления согласно выражениям (1.39), (1.40) или (1.41), (1.42). На рис. 1.8 приведена структурная схема, реализующая данный метод. Схема цифрового измерителя прямой и обратной последовательностей напряжений содержит блок входных устройств БВУ, блок аналого-цифровых преобразователей АЦП, делители частоты ДЧ1, ДЧ2, ДЧ3, ДЧ4, реверсивные сумматоры СР1, СР2, блоки переноса БП1, БП2, регистры памяти РП1, РП2, блок управления БУ, блоки умножения БУ1, БУ2, БУ3, БУ4, задатчик кодов гармоник ЗКГ, реверсивные счетчики РС1, РС2, РС3, РС4, микропроцессор МП, оперативное запоминающее устройство ОЗУ, регистрирующее устройство РУ.

Принцип действия цифрового устройства, реализующего данный метод, состоит в следующем. Напряжения U_A , U_B , U_C поступают через блок входных устройств БВУ на аналого-цифровые преобразователи АЦП. С выходов преобразователей АЦП числовые коды, пропорциональные мгновенным значениям напряжений $U_A(t)$, $U_B(t)$, $U_C(t)$, поступают на вход реверсивного сумматора СР1, причем с преобразователя АЦП фаза А - на суммирование, а с преобразователей АЦП фаз В и С через делители частоты ДЧ1 и ДЧ2 с коэффициентом деления 0,87 - на вычитание. В результате в реверсивном сумматоре СР1

записывается код, пропорциональный напряжению $v(t)$ согласно выражению (1.32). С выходов преобразователей АЦП фаз В и С через делители частоты ДЧЗ и коэффициентом деления 0,5 коды, пропорциональные $U_B(t)$ $U_C(t)$, поступают на вход реверсивного сумматора СР2. В результате этого в сумматоре СР2 записывается код напряжения $w(t)$ согласно выражению (1.33). Коды $v(t)$ и $w(t)$ напряжений из реверсивных сумматоров СР1 и СР2 по команде с блока управления БУ через блоки переноса БП1 и БП2, вводятся в регистры памяти РП1 и РП2. После переноса кодов напряжений $v(t_i)$ и $w(t_i)$ в регистры памяти РП1 и РП2 реверсивные сумматоры СР1 и СР2 устанавливаются в нулевое состояние и тем самым подготавливаются для записи следующих мгновенных значений $v(t_i)$ и $w(t_i)$, в регистры памяти РП1 и РП2 реверсивные сумматоры СР1 и СР2 устанавливаются в нулевое состояние и тем самым подготавливаются для записи следующих мгновенных значений $v(t_{i+1})$ и $w(t_{i+1})$. По команде с блока управления БУ код напряжения $v(t_i)$ поступает на первый и второй блоки умножения БУ1 и БУ2, где перемножаются с кодами $\cos \omega t_i$ и $\sin \omega t_i$, задаваемыми задатчиком кодов гармоник ЗКГ. Произведение $v(t_i)\sin \omega t_i$ выхода блока умножения БУ1 поступает на реверсивный счетчик РС1, а произведение $v(t_i)\cos \omega t_i$ кода блока умножения БУ2 - на реверсивный счетчик РС2. В следующий момент времени код напряжения $w(t_i)$ перемножается в блоках умножения БУ1 и БУ2 с кодами тех же значений ортогональных функций $\cos \omega t_i$ и $\sin \omega t_i$. Произведение $w(t_i)\sin \omega t_i$ с выхода блока умножения БУ1 поступает на реверсивный счетчик РС3, а произведение $w(t_i)\cos \omega t_i$ блока умножения БУ2 - на реверсивный счетчик РС4.

За период исследуемого сигнала (после обработки кодов мгновенных значений) в реверсивных счетчиках РС1 ÷ РС4 будут получены коды V_x , V_y , и W_x , W_y ортогональных составляющих основной гармоники напряжений. Из реверсивных счетчиков РС1 ÷ РС4 коды ортогональных составляющих поступают на микропроцессор МП, а с выхода последнего квадраты этих кодов вводятся в оперативное запоминающее устройство ОЗУ. Коды ортогональных составляющих с выходов реверсивных счетчиков

PC1, PC4 и PC2, PC3 поступают на входы блоков умножения БУЗ и БУ4. Ввод кодов в множительные блоки БУЗ и БУ4 производится так, чтобы на выходе были получены коды удвоенных произведений квадратурных составляющих $2V_y W_x$ и $2V_x W_y$. Эти коды с выходов множительных блоков БУЗ и БУ4 поступают на входы оперативного запоминающего устройства ОЗУ с соответствующим знаком. Микропроцессор МП по алгоритмам (1.39) и (1.40) вычисляет симметричные составляющие.

Таким образом, предлагаемый измеритель позволяет существенно сократить время измерений и исключить погрешность, обусловленную измерением симметричных составляющих по различным реализациям исследуемого напряжения.

Рассмотренный метод измерения симметричных составляющих может быть реализован с помощью аналого-цифрового измерителя несимметрии [41]. Структурная схема аналого-цифрового измерителя несимметрии напряжений приведена на рис. 1.9. Измеритель содержит операционные блоки ОБ1, ОБ2, аналого-цифровые преобразователи АЦП1, АЦП2, блок управления БУ, регистры РГ1, РГ2, блоки перемножения БП1, БП2, задатчик кодов гармоник ЗКГ, распределитель импульсов РИ, сумматор СМ, микропроцессор МП.

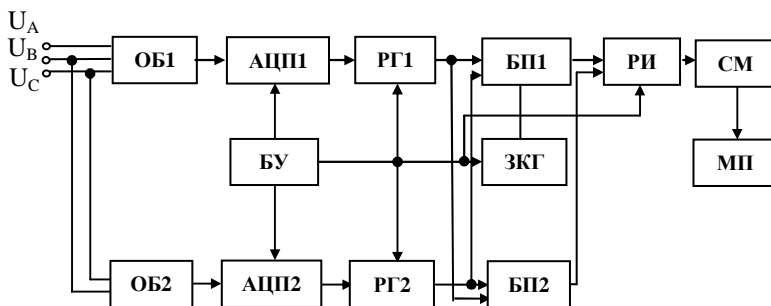


Рис. 1.9 – Структурная схема аналого - цифрового измерителя симметричных составляющих

Рассмотрим принцип работы измерителя симметричных составляющих. Трехфазная система напряжений U_A, U_B, U_C

поступает на вход операционного блока ОБ1, два из этих напряжений U_B и U_C подаются на вход операционного блока ОБ2. Операционные блоки ОБ1, ОБ2 служат для изменения уровня входных напряжений U_B , U_C , а также для выполнения операций суммирования и вычитания. Напряжения \underline{V} и \underline{W} , образующиеся на выходах операционных блоков ОБ1 и ОБ2, поступают на информационные входы преобразователей аналого-цифровых АЦП1 и АЦП2; напряжение V подается также на вход блока управления БУ. С блока управления БУ поступает команда на преобразователи АЦП1, АЦП2 и коды переносятся на регистры РГ1 и РГ2. Затем эти коды по сигналам блока управления БУ вводятся поочередно из регистров памяти РГ1 и РГ2 перемножения БП1 и БП2, на другие входы которых с задатчика кодов гармоник ЗКГ поступают коды функций и $\sin \omega t_i$ и $\cos \omega t_i$. Вначале в блоки БП1 и БП2 с регистра РГ1 вводится код напряжения $v(t_i)$ и на выходе блоков БП1 и БП2 образуются коды произведений $v(t_i) \sin \omega t_i$ и $v(t_i) \cos \omega t_i$ соответственно. Затем в эти блоки вводится код напряжения w регистра памяти РГ2, который перемножается с кодами тех же значений функций. Коды произведений с выходов блоков БП1 и БП2 поступают через распределитель импульсов РИ на реверсивные сумматоры, расположенные в блоке сумматоров СМ. Количество сумматоров определяется числом измеряемых коэффициентов. В результате в блоках БП1 и БП2 образуются коды произведений $w(t_i) \sin \omega t_i$ и $w(t_i) \cos \omega t_i$.

Распределение кодов произведений по соответствующим сумматорам осуществляется распределителем импульсов РИ по сигналам управления БУ. После обработки мгновенных значений фазных напряжений в сумматорах блока СМ образуются коды коэффициентов для проведения вычислений. Эти коды вводятся в вычислительный блок, которым является микропроцессор МП, вычисляющий действующие значения напряжений прямой, обратной и коэффициент несимметрии напряжения по обратной последовательности.

Преимуществом данного измерителя является более простая схема по сравнению с предыдущим устройством.

Для систем электроснабжения с низким уровнем гармоник более перспективно применение аналогового измерителя

симметричных составляющих. При синусоидальном напряжении не требуется высокая помехозащищенность измерения симметричных составляющих, поэтому нет смысла применять сложные методы обработки, какими являются корреляционные.

Аналоговый измеритель основан на реализации алгоритмов (1.30) и (1.31). Из этих выражений следует, что напряжения прямой и обратной последовательностей могут быть получены путем суммирования напряжений U_A и сдвинутых на 90° напряжений U_B и U_C с определенными весовыми коэффициентами. Структурная схема измерителя приведена на рис. 1.10. Она состоит из измерительного трансформатора Т, фазовращателей ФВ1, ФВ2 на $\pm 90^\circ$, сумматоров СМ1, СМ2, выпрямителей В1, В2 и логометра Л. Рассмотрим принцип работы измерителя симметричных составляющих [34]. Исследуемая трехфазная система напряжений U_A, U_B, U_C подается на первичные обмотки измерительного трансформатора Т. На зажимах одной выходной обмотки трансформатора образуется напряжение $v(t)$ согласно выражению (1.32), а на второй обмотке - выражению (1.33). Напряжение $v(t)$ поступает на первые входы сумматоров СМ1, СМ2, а напряжение $w(t)$ - на фазовращатели ФВ1, ФВ2, осуществляющие фазовый сдвиг напряжения $w(t)$ соответственно на $+90^\circ$ и на -90° .

Напряжения $w\left(t + \frac{T}{2}\right)$ и $w\left(t - \frac{T}{2}\right)c$ выходов

фазовращателей ФВ1 и ФВ2 поступают на вторые входы сумматоров СМ1 и СМ2 соответственно. Очевидно, на выходе сумматора СМ1 образуется напряжение $U_1(t)$, а на выходе статора СМ2 - напряжение $U_2(t)$.

Таким образом, напряжения на выходе сумматоров СМ1, СМ2 являются напряжениями прямой и обратной последовательностей. Их действующие значения могут быть измерены любым вольтметром переменного тока. Эти напряжения могут быть использованы в качестве информационных величин в качестве симметрирующих устройств. Для измерения коэффициента обратной последовательности напряжения $U_1(t)$ и $U_2(t)$ поступают на выпрямители В1 и В2, к которым подключены входы логометра Л. Показания логометра Л пропорциональны отношению действующих значений напряжений обратной и прямой

последовательностей.

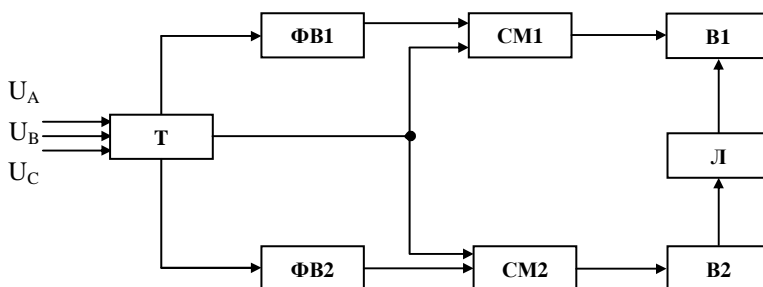


Рис. 1.10 – Структурная схема аналогового измерителя несимметрии напряжений

Преимуществом рассмотренной схемы является простота схемной реализации, недостатком - возможность использования измерителя в сетях с низким уровнем высших гармоник. Для таких сетей можно использовать методы измерения несимметрии, которые применяются при квазисинусоидальном напряжении. О разработке такого метода и пойдет речь в следующем разделе.

1.2.5. Измерение симметричных составляющих методом опорных точек

Автором пособия разработан метод измерения симметричных составляющих трехфазной сети при синусоидальном (квазисинусоидальном) напряжении, если использовать метод опорных точек. Данный метод основан на измерении ортогональных составляющих в опорных точках [35]. Возможны различные варианты выбора точек. Однако из выражений (1.15) видно, что наиболее простым является вариант, сводящийся к измерению мгновенных значений при $\omega t = 0$ и $\omega t = \frac{\pi}{2}$. В первом случае при $\omega t = 0$ будут измерены мнимые составляющие, а во втором случае при $\omega t = \frac{\pi}{2}$ - вещественные

составляющие симметричных составляющих. Имеются также различные возможности для реализации этого метода. Одна из них состоит в выделении симметричных составляющих U_1 и U_2 в соответствии с выражением (1.15), с последующим квантованием их мгновенных значений в опорных точках. Но такой путь требует предварительных фазовых сдвигов напряжений U_B и U_C на $\pm 120^\circ$, что может существенно затруднить аппаратную реализацию и ограничить технические характеристики прибора. Цифровая обработка позволяет избежать этих недостатков, если измерить вначале мгновенные значения фазных напряжений в опорных точках, а затем только просуммировать их в соответствии с выражением (1.15).

Рассмотрим работу измерителя симметричных составляющих, в основу которого положен метод опорных точек. Структурная схема измерителя приведена на рис. 1.11. Она содержит входное устройство ВУ, коммутатор фаз КФ, блок управления БУ, умножитель частоты УЧ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, элемент И, триггер ТГ, счетчик СЧ, дешифратор ДШ, оперативное запоминающее устройство ОЗУ, процессор ПР.

На коммутатор фаз КФ через входное устройство ВУ поступают фазные напряжения U_A , U_B , U_C . С выхода коммутатора фаз КФ на вход аналого-цифрового преобразователя АЦП подается фазное напряжение U_A . Это же напряжение поступает на первый вход блока управления БУ и вход умножителя частоты УЧ. Умножитель частоты УЧ служит для формирования опорных точек (импульсов), цена деления которых не зависит от частоты контролируемого напряжения. Эти опорные точки используются для задания моментов измерения выборочных мгновенных значений фазных напряжений. Если выбрать моменты дискретизации, кратные 30° , то коэффициент умножения умножителя частоты УЧ целесообразно принимать равным 12.

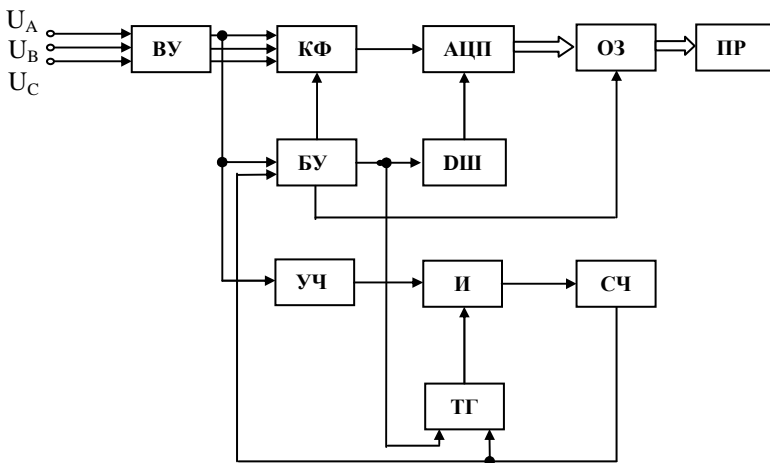


Рис. 1.11 – Структурная схема измерителя несимметрии напряжений

Импульсы с выхода умножителя частоты УЧ поступают на информационный вход элемента И, который в исходном состоянии закрыт по управляющему входу потенциалом триггера ТГ. В момент времени, соответствующий $\omega t = 0$, блок управления БУ формирует сигнал, который поступает на триггер ТГ и управляющий вход дешифратора ДШ. Триггер ТГ изменяет свое состояние на противоположное и подготавливает к работе по управляющему входу элемента И. Импульсы с умножителя частоты УЧ через элемент И поступают на счетчик СЧ. Дешифратор ДШ служит для формирования на своем выходе управляющих сигналов для запуска аналого-цифрового преобразователя АЦП. Эти управляющие сигналы формируются при поступлении на счетчик СЧ определенного количества импульсов с умножителя частоты УЧ. Так, первый управляющий сигнал, соответствующий $\omega t = 0$, формируется с приходом первого же импульса на счетчик СЧ. Для формирования управляющего сигнала в момент дискретизации $\omega t = 90^\circ$ на счетчик СЧ должны поступить четыре импульса, в момент дискретизации $\omega t = 120^\circ$ – пять импульсов, и т. д., наконец, в

момент дискретизации $\omega t = 330^\circ$ – двенадцать импульсов. Поскольку для определения симметричных составляющих необходимо одно значение напряжения U_A при $\omega t = 90^\circ$ (если начальную фазу напряжения U_A выбирать равной нулю, т.е. моменты дискретизации $\omega t = 0$ принять совпадающими с переходом напряжения U_A через нуль) и шесть значений напряжений U_B и U_C при $\omega t = 0^\circ, 90^\circ, 120^\circ, 210^\circ, 240^\circ, 330^\circ$, то дешифратор ДШ имеет второй управляющий вход, которым он подключен к третьему выходу блока управления БУ. По этому входу дешифратор ДШ настраивается либо на формирование одного управляющего сигнала при $\omega t = 90^\circ$ для напряжения U_A , либо шести управляющих сигналов при $\omega t = 0, 90^\circ, 120^\circ, 210^\circ, 240^\circ, 330^\circ$ для напряжений U_B и U_C . С поступлением каждого из управляющих сигналов с выхода дешифратора ДШ на управляющий вход аналого-цифрового преобразователя АЦП последний преобразует соответствующие мгновенные значения напряжения на его входе в код, который записывается в оперативное запоминающее устройство. Для напряжения U_A управляющий сигнал с выхода дешифратора ДШ на запуск преобразователя поступает только с приходом четвертого импульса на счетчик СЧ. С поступлением двенадцатого импульса счетчик СЧ переполняется и на его выходе формируется сигнал, который подается на единичный вход триггера ТГ и на второй вход блока управления БУ. Триггер ТГ возвращается в исходное состояние и элемент И становится нечувствительным к импульсам умножителя частоты УЧ. Блок управления БУ переключает коммутатор КФ в следующее состояние, при котором на вход преобразователя АЦП подается напряжение U_B . Затем при $\omega t = 0$ напряжение U_A со второго выхода блока управления БУ поступает сигнал на перестройку дешифратора ДШ и на нулевой вход триггера ТГ. На вход счетчика СЧ с выхода умножителя частоты УЧ начинают поступать калиброванные импульсы, и на выходе дешифратора ДШ формируются импульсы запуска преобразователя АЦП в моменты дискретизации напряжения U_B : $\omega t = 0^\circ, 30^\circ, 120^\circ, 210^\circ, 240^\circ, 330^\circ$. Коды мгновенных значений напряжения в этих точках с выхода преобразователя АЦП записываются в блок ОЗУ по соответствующим адресам,

которые задаются со второго выхода блока управления БУ. Аналогично происходит измерение мгновенных значений напряжения U_C , коды которых также записываются в оперативное запоминающее устройство ОЗУ. Затем коды мгновенных значений напряжений U_A, U_B, U_C вводятся из блока ОЗУ в процессор ПР. Если нужно определить коэффициент несимметрии напряжения по обратной последовательности, процессор ПР реализует алгоритм (1.3).

К преимуществам данного измерителя симметричных составляющих относится высокое быстродействие, так как между моментами дискретизации не производится перестройка задатчика кодов и не выполняется операция умножения. Рассмотренный измеритель необходимо использовать только при синусоидальном (квазисинусоидальном) напряжении.

1.3. Методы и средства контроля нелинейных искажений в электрических сетях

В этом разделе рассматриваются методы и средства контроля коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения и коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения. Методам и средствам контроля нелинейных искажений посвящены работы [2, 12, 14, 16, 22, 23]. Проведенный в разделе 1.1 анализ методов и средств контроля нелинейных искажений показал, что наиболее перспективно разрабатывать цифровые приборы.

1.3.1. Корреляционный метод измерения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения

В этом разделе рассматривается цифровой метод измерения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения, основанный на корреляционной обработке сигнала [39]. Как известно из [1], коэффициент искажения синусоидальности кривой напряжения определяется выражением

$$K_{\text{нсу}} = 100 \cdot \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^n U_n^2}}{U_1} = \frac{\sqrt{U^2 - U_1^2}}{U_1} \cdot 100, \quad (1.43)$$

где U, U_1 - действующие значения контролируемого напряжения и его первой гармоники.

В этом выражении $(U^2 - U_1^2)$ можно представить в таком виде:

$$U^2 - U_1^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [u(t) - U_{1m} \sin(\omega t + \psi_1)]^2 dt, \quad (1.44)$$

где $u(t)$ - контролируемое напряжение;

T - период контролируемого напряжения ;

U_{1m}, ψ_1 - амплитуда и начальная фаза его первой гармоники.

Подставляя равенство (1.44) в выражение (1.43), получим

$$K_{\text{нсу}} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^T \left[\frac{U(t)}{U_{1m}} - \sin(\omega t + \psi_1) \right]^2 dt}. \quad (1.45)$$

В дискретном варианте последнее соотношение может быть представлено в виде

$$K_{\text{нсу}} = \sqrt{\frac{2}{m} \sum_{i=0}^{m-1} \left[\frac{U(t_i)}{U_{1m}} - \sin(\omega t_i + \psi_1) \right]^2}. \quad (1.46)$$

Из формулы (1.46) следует, что процесс измерения коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения может быть разделен на два этапа: этап измерения амплитуды U_{1m} и начальной фазы ψ_1 и этап вычисления $K_{\text{нсу}}$. Из сравнения алгоритма (1.46) с алгоритмом контроля симметричных составляющих следует, что амплитуда и начальная фаза первой гармоники в обоих случаях могут быть определены в соответствии

с выражениями (1.8) и (1.17) и работа рассматриваемого измерителя на данном этапе совпадает с принципом действия измерителя симметричных составляющих, приведенным на рис. 1.6.

Второй этап измерения сводится к выполнению арифметических операций, а именно деления, вычитания, возведения в квадрат, суммирования и извлечения квадратного корня. Для их реализации на основе устройства контроля амплитуд и фаз симметричных составляющих (рис. 1.12) в состав последнего введены блок деления Д, блок вычитания БВ и квадратор КВ.

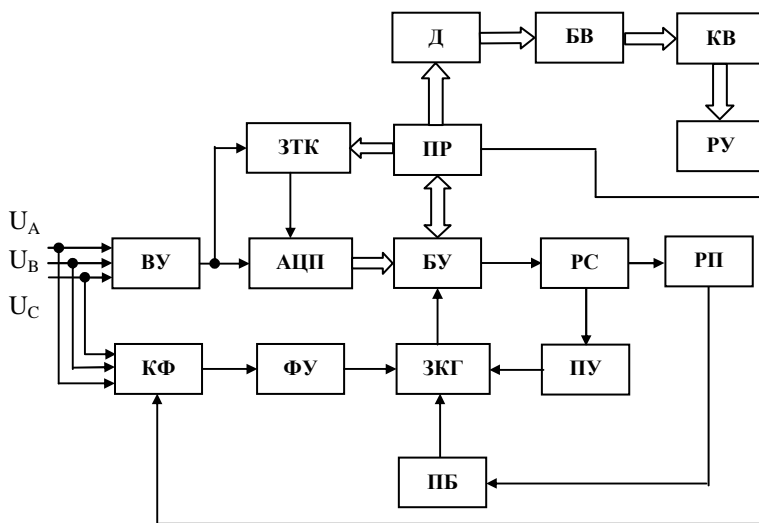


Рис.1.12 – Структурная схема измерителя коэффициента искажения синусоидальности кривой напряжения

Работа измерителя на втором этапе заключается в следующем. Мгновенные значения исследуемого сигнала $U(t_i)$ и значение амплитуды его первой гармоники одновременно поступают в блок деления Д, из которого частное от деления $U(t_i)$ на U_{m1} переносится в блок вычитания БВ. Сюда же из задатчика кодов ЗКГ вводятся коды значений нормированной первой

гармоники $\sin(\omega t_i + \psi_1)$, соответствующие моментам времени t_i . Разность $\frac{U(t_i)}{U_{1m}} - \sin(\omega t_i + \psi_1)$ переписывается в квадратор КБ, осуществляющий выполнение операций возведения в квадрат, накопления суммы квадратов разностей и извлечения корня квадратного. В итоге будет получен код, $K_{\text{нсу}}$, который фиксируется устройством регистрации РУ.

Достоинством рассматриваемого измерителя является то, что все операции в нем выполняются с малыми числами. Это обеспечивает повышение точности за счет уменьшения погрешности округления, что особенно важно при исследовании сигналов с малыми коэффициентами искажения синусоидальности кривой напряжения, уменьшении аппаратных затрат и повышении надежности функционирования измерителя. И еще один немаловажный фактор: обработка информации во многом совпадает с методами измерения симметричных составляющих, активной и реактивной мощности, что выгодно отличает этот метод с позиций унификации.

1.3.2. Измерение коэффициента n-й гармонической составляющей напряжения по коэффициентам Фурье

В основу работы измерителя коэффициента n-й гармонической составляющей напряжения положена работа [40]. Действующие значения первой и n-й гармоник вычисляются с помощью дискретного преобразования Фурье. Рассмотрим метод измерения подробнее. Коэффициент n-й гармонической составляющей напряжения $K_{u(n)}$ определяется выражением [1]:

$$K_{u(n)} = \frac{U_n}{U_1}, \quad (1.47)$$

где U_n – действующее значение n-й гармонической составляющей напряжения.

Действующее значение первой и измеряемой n-й гармоники определяется по коэффициентам Фурье U_x и U_y из

выражения (1.8) и с помощью формулы (1.16).

Квадрат действующего значения первой и измеряемой n -й гармоники определяется через коэффициенты Фурье по выражениям

$$\begin{aligned} U_1^2 &= U_{x1}^2 + U_{y1}^2; \\ U_n^2 &= U_{xn}^2 + U_{yn}^2. \end{aligned} \quad (1.48)$$

Подставив выражение (1.48) в (1.47), получим

$$K_{u(n)} = \frac{\sqrt{U_{xn}^2 + U_{yn}^2}}{\sqrt{U_{x1}^2 + U_{y1}^2}}. \quad (1.49)$$

Рассмотрим работу измерителя коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения по коэффициентам Фурье, структурная схема которого представлена на рис. 1.13.

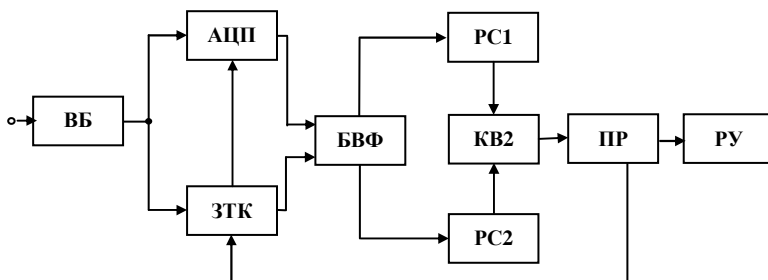


Рис. 1.13 – Структурная схема измерителя коэффициента n -й гармонической составляющей напряжения

Схема содержит входной блок ВБ, аналого-цифровой преобразователь АЦП, квадратор КВ1, блок вычисления коэффициентов Фурье БВФ, реверсивные счетчики РС1, РС2, процессор ПР, задатчик точек квантования ЗТК, регистрирующее устройство РУ.

Работа схемы устройства состоит из двух циклов. В первом цикле исследуемое напряжение поступает на входной ВБ,

масштабирующий входной сигнал. Аналого-цифровой преобразователь АЦП преобразует входной сигнал в цифровой код в моменты измерения t_i . Моменты измерения t_i задает ЗТК. Цифровые коды мгновенных значений напряжения $U(t_i)$ с выхода АЦП поступают на блок вычисления БВФ коэффициентов Фурье.

В блоке вычисления БВФ коэффициентов Фурье коды мгновенных значений $U(t_i)$ умножаются на нормированные гармоники $\sin \omega t_i$ и $\cos \omega t_i$. Эти произведения поступают соответственно на реверсивные счетчики РС1 и РС2. В конце периода исследуемого сигнала в счетчиках РС1 и РС2 будут записаны коды коэффициентов Фурье первой гармоники U_{x1} и U_{y1} согласно выражениям (1.16).

Из счетчиков РС1 и РС2 коды, пропорциональные коэффициентам Фурье, поступают на квадратор КВ2. Квадратор КВ2 осуществляет возведение в квадрат и суммирование коэффициентов Фурье по выражению (1.48).

Коды, пропорциональные квадратам первой гармоники с выходов квадратора КВ2, поступают на процессор ПР.

Второй цикл работы измерителя в основном идентичен первому, отличие состоит только в том, что в блоке БВФ коды мгновенных значений $U(t_i)$ умножаются на нормированные гармоники $\sin n\omega t_i$ и $\cos n\omega t_i$.

Процессор ПР по поступившим значениям вычисляет коэффициент n -й гармонической составляющей напряжения.

Преимуществом рассмотренного устройства является общность подхода к методам измерения несинусоидальности и несимметрии напряжений.

Разработанные в данном разделе приборы для контроля коэффициентов искажения синусоидальности кривой и n -й гармонической составляющей напряжения и тока подключаются по схемам, приведенным на рис. 1.14 и 1.15 [2]. Класс точности измерительных трансформаторов тока и напряжения должен быть не ниже, чем рекомендованные в работе [2].

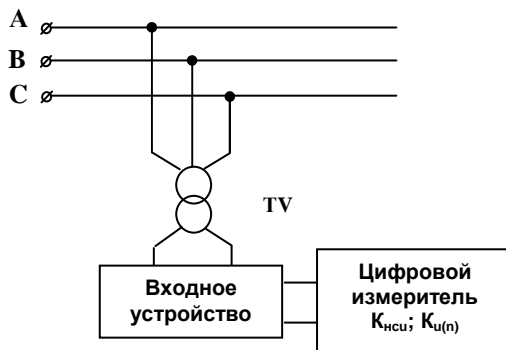


Рис. 1.14 – Схема измерения коэффициента искажения синусоидальности кривой и n -й гармонической составляющей напряжения

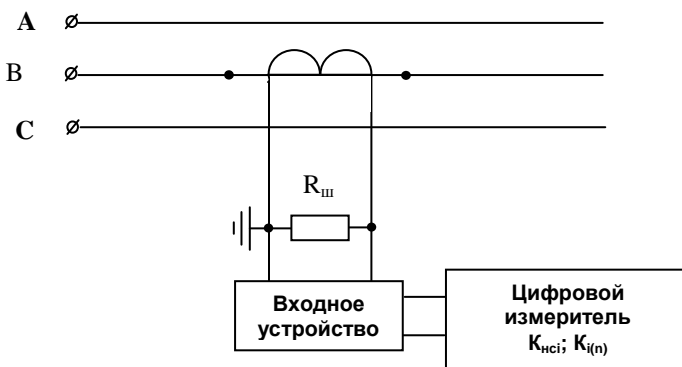


Рис.1.15 – Схема измерения коэффициентов искажения синусоидальности кривой напряжения и n -й гармонической составляющей тока

1.4. Измерение отклонения частоты

Отклонение частоты является основным показателем качества электроэнергетики. В настоящее время измерение частоты не представляет особых трудностей. Однако всегда остаются актуальными вопросы дальнейшего развития аппаратуры более высокой точности и с широким диапазоном измеряемых частот. Рассмотрим один из возможных вариантов построения прецизионного измерителя частоты [41].

Принцип измерения частоты данным прибором заключается в следующем. В момент времени t_1 равенства мгновенного значения исследуемого сигнала напряжению, задаваемому источником постоянного напряжения, справедливо соотношение

$$U_0 = U_m \sin \omega t_1, \quad (1.50)$$

где U_0 - напряжение источника постоянного напряжения ;
 U_m - амплитуда входного сигнала; ω - измеряемая угловая частота.

Из равенства (1.50) следует

$$\omega = \frac{1}{t_1} \arcsin \frac{U_0}{U_m}. \quad (1.51)$$

Преобразовав временной интервал t_1 в числоимпульсный код, равенство (1.51) можно записать в виде

$$\omega = \frac{N_0}{N_1} \arcsin \frac{U_0}{U_m}, \quad (1.52)$$

где N_0 - некоторое постоянное число, определяющее дискретность измерения; N_1 - число импульсов, пропорциональное времени t_1 .

Соотношение (1.52) положено в основу работы данного

устройства.

На рис. 1.16 приведена структурная схема измерителя частоты. Измеритель состоит из амплитудного детектора АД, аналого-цифрового преобразователя АЦП, блока сравнения БС, формирователя Φ , источника постоянного напряжения ПН, ключа КЛ, генератора образцовой частоты ГОЧ, задатчика временных интервалов ЗВИ, процессора ПР, в состав которого входят блоки деления Д1, Д2; вычислителя функции \arcsin ВФ, множительного устройства МУ. Устройство работает следующим образом. Исследуемый сигнал одновременно поступает на входы амплитудного детектора АД, блока сравнения БС и формирователя Φ . В момент перехода исследуемого сигнала через ноль на выходе формирователя Φ образуется импульс, который открывает ключ КЛ и включает работу задатчика временных интервалов ЗВИ. Импульсы с генератора ГОЧ через открытый ключ КЛ поступают на первый вход блока деления Д2, на вход которого поступают импульсы с выхода задатчика временных интервалов ЗВИ.

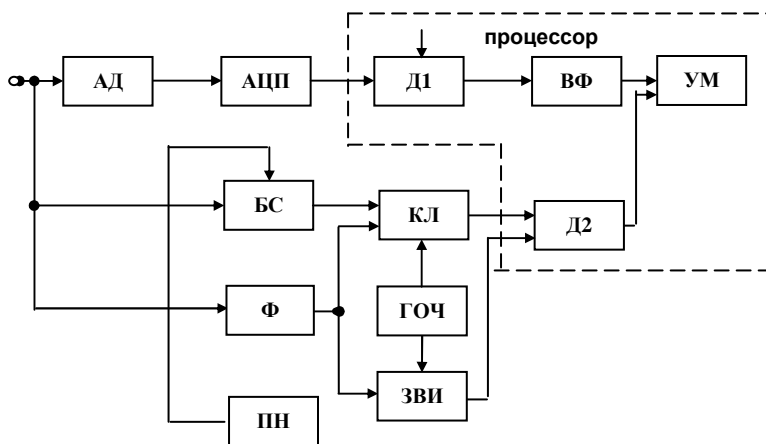


Рис. 1.16 – Структурная схема измерителя частоты

В момент времени t_1 , когда мгновенное значение входного равно пороговому уровню, задаваемому источником постоянного напряжения ПН, на выходе блока сравнения БС формируется импульс, который закрывает ключ КЛ, прекращая тем самым

поступление импульсов на первый вход блока деления Д2. К этому времени с выхода ключа КЛ на первый вход блока деления Д2 поступает число импульсов N_1 . Через определенное время t_o , формируемое задатчиком временных интервалов ЗВИ, прекращается поступление импульсов на второй вход блока деления Д2. Это число импульсов, равное $N_o = f_o t_o$, выбирают исходя из дискретности измерения частоты. В результате на выходе блока Д2 деления образуется первый сомножитель соотношения (1.52), который поступает на первый вход блока умножения УМ.

Второй сомножитель соотношения (1.52) формируется следующим образом. С выхода амплитудного детектора АД сигнал, пропорциональный амплитуде U_m входного сигнала, поступает на аналого - цифровой преобразователь АЦП. Входной сигнал АЦП поступает первый вход блока деления Д1, входящего в состав процессора ПР. На второй вход блока деления Д1 заносится число импульсов N_o , соответствующее пороговому уровню U_o и определяющее дискретность измерения U_o .

Результат деления $\frac{U_o}{U_m}$ с выхода блока деления Д1 подается на вход вычислителя ВФ. Таким образом, на выходе ВФ образуется результат $\arcsin \frac{U_o}{U_m}$, представляющий второй сомножитель выражения (1.52). Этот результат поступает на второй вход множительного устройства МУ, выходной сигнал которого соответствует искомому значению измеряемой частоты.

Такое построение измерителя частоты позволяет определить частоту исследуемого сигнала в широком диапазоне измерения частоты. Что особенно важно, на результат измерения не оказывает влияние изменение амплитуды исследуемого сигнала.