

ОПТИМИЗАЦИЯ ТАКТОВОЙ ЧАСТОТЫ ИЗМЕРИТЕЛЯ ФАЗ ГАЗО-РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ДВС ПО МИНИМУМУ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОЙ ОШИБКИ

Постановка проблемы. При определении угла сдвига фаз между моментом открытия (закрытия) впускного (выпускного) клапана и опорным синхроимпульсом с помощью цифрового интегрирующего фазометра наибольшее влияние на точность измерения оказывают две составляющие погрешности: 1) низкочастотная, обусловленная некрatностью измеряющего фазового интервала и периода следования синхроимпульсов; 2) высокочастотная составляющая погрешности, обусловленная дискретностью самого процесса квантования по времени измеряемой величины. Условия минимизации указанных составляющих, как правило, совершенно различные, в связи с чем и возникает задача поиска оптимальной по точности тактовой частоты фазометра, поскольку частота следования синхроимпульсов и виброимпульсов клапанного механизма определяется скоростным режимом работы ДВС. При этом надо учесть, что частота следования пачек виброимпульсов клапанного механизма в двухтактном ДВС совпадает с частотой вращения коленчатого вала, а в четырехкратном ДВС – вдвое ниже.

Анализ литературы [1-3] показывает, что цифровые интегрирующие фазометры применяются и усовершенствуются в тех случаях, когда частоты импульсных серий, между которыми определяется сдвиг фаз, одинаковы и постоянны. Если же фазометр применяется для диагностики ДВС, скоростной режим которого в реальных условиях эксплуатации может изменяться, то частоты следования упомянутых импульсных последовательностей изменяются и повысить точность измерений по известным методам крайне затруднительно.

Цель статьи – разработать методику определения оптимальной по минимуму среднеквадратической ошибки тактовой частоты измерителя фаз газораспределения двухтактного и четырехтактного ДВС в установившихся и переходных режимах его работы.

Основная часть. Вначале рассмотрим измеритель, который позволяет определять сдвиг фаз Φ между импульсными последовательностями одной частоты следования (первый режим работы), а также между соответствующими импульсами последовательностей, имеющих частоты следования F и $0,5F$ (второй режим работы). Структурная схема измерителя, который реализован на базе устройства для сравнения частот, описанного в работе [4, 5], представлена на рис. 1. Первый источник сигнала (ИС1) вырабатывает прямоугольный импульс, длительность которого равна продолжительности вибросигнала при открытии впускного или выпускного клапана. Источник сигнала (ИС2) вырабатывает прямоугольный импульс при заходе поршня в нижнюю мертвую точку (НМТ).

При работе измерителя в первом режиме переключатель (П) установлен в положение «а», и квантующие импульсы частотой следования f_k , вырабатываемые управляемым генератором (УГ), поступают на вход второго счетчика (СЧ2) непосредственно и на вход первого счетчика (СЧ1) через схему совпадения (СС). Последняя пропускает импульсы только в те промежутки времени, когда первый триггер (Т1) установлен в единичное состояние. Установка Т1 в единичное состояние происходит при действии переднего фронта выходного импульса первого формирователя (Ф1), а сброс в нулевое состояние – при действии переднего фронта импульса на выходе Ф2.

© А. Н.Борисенко, 2016

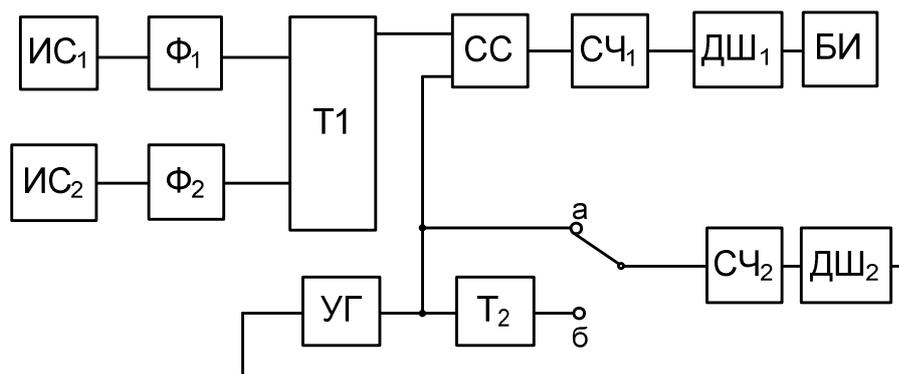


Рис. 1. – Блок-схема цифрового интегрирующего фазометра для диагностирования одноцилиндровых двух- и четырехтактных дизелей в установившихся режимах.

При записи в СЧ2 некоторого числа M на соответствующем выходе второго дешифратора (ДШ2) появляется нулевой сигнал, УГ прекращает генерацию импульсов, и процесс записи в СЧ1 и СЧ2 прекращается. Число, записанное в СЧ1 по окончании времени t_3 записи преобразуется с помощью ДШ1 в десятичное число M_1 , которое регистрируется блоком индикации (БИ). Измеренное значение сдвига фаз в этом случае

$$\varphi = 360 M_1 M^1, \quad (1)$$

а объемы СЧ1, СЧ2 и f_k выбираются такими, чтобы $t_3 \gg F^{-1}$. Такой случай работы цифрового фазометра подробно рассмотрен в работе [6], согласно которой суммарная среднеквадратичная погрешность измерения сдвига фаз

$$\sigma = \frac{360}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{F}{f_k^2 t_3} + \frac{1}{30 F^2 t_3^2}}. \quad (2)$$

Первое слагаемое под знаком радикала в выражении (2) обусловлено погрешностью квантования временного сдвига между импульсными последовательностями и представляет собой высокочастотную составляющую погрешности фазометра, а второе - погрешностью дискретизации, вызванной некрatностью t_3 и периода указанных последовательностей (низкочастотная составляющая погрешности). Учитывая, что $t_3 = M f_k^{-1}$, последнее выражение приведем к виду

$$\sigma = 60\sqrt{6}(F / f_k M + f_k^2 / 30 F^2 M^2)^{0.5}. \quad (3)$$

Из полученного соотношения видно, что существенным резервом повышения точности фазометра является повышение объема СЧ2, однако в большинстве практических случаев это неприемлемо в связи с усложнением устройства. Более целесообразна минимизация σ за счет рационального выбора f_k , от которой высоко- и низкочастотная составляющие зависят по-разному. Продифференцировав (3) по f_k и приравняв производную нулю, после соответствующих математических операций найдем

$$f_{k0} = F\sqrt[3]{15M}, \quad (4)$$

где $f_{ко}$ – оптимальная частота квантования.

Подставив (3) в (4), получим минимальное значение среднеквадратичной погрешности

$$\sigma_{\min} = 180 / \sqrt{M^3 / 15M}. \quad (5)$$

Результаты расчета по формулам (4) и (5) показывают, что, например, при $f_{\kappa} = 10^6$ Гц, $F = 5 \cdot 10^3$ Гц, $t_3 = 1$ с, $M = 10^6$, $\sigma_{\min} = 0,0174^0$; при $f_{\kappa} = 10^7$ Гц, $F = 2 \cdot 10^4$ Гц, $t_3 = 1$ с, $M = 10^6$, $\sigma_{\min} = 0,0025^0$; при $f_{\kappa} = 10^7$ Гц, $F = 10^4$ Гц, $t_3 = 10$ с, $M = 10^8$, $\sigma_{\min} = 0,00055^0$, что достаточно близко к значениям функции $\sigma(f_{\kappa}, t_3, F)$ в точках минимума.

Во втором режиме работы измерителя, когда частота следования импульсов, вырабатываемых первым источником сигнала (ИС1), вдвое ниже частоты импульсов второго источника сигнала (ИС2), П устанавливается в положение «б». В соответствии с этим частоты следования прямоугольных импульсов, формируемых Ф1 и Ф2, составляют $0,5F$ и F . При этом импульс Ф1 устанавливает в единичное состояние Т1, первый следующий за ним импульс Ф2 устанавливает в нулевое состояние Т1, а второй импульс Ф2 подтверждает нулевое состояние Т1, благодаря чему импульсы на выходе этого триггера имеют частоту $0,5F$. Триггер Т2 подключен счетным входом к выходу УГ, вследствие чего на вход СЧ2 поступают импульсы с частотой $0,5f_{\kappa}$. Цикл измерения в этом случае длится в течение

$$t_3 = 2 M f_{\kappa}^{-1}.$$

После подстановки последней формулы в выражение (2) с учетом изложенного получим

$$\sigma = 60\sqrt{6} \sqrt{\frac{F}{4f_{\kappa}M} + \frac{f_{\kappa}^2}{30F^2M^2}}. \quad (6)$$

Из сравнения выражений (3) и (6) видно, что в последнем случае высокочастотная составляющая погрешности в четыре раза ниже. Обусловлено это тем, что преобразование в код интервала времени, соответствующего измеряемому Φ , осуществляется импульсами той же частоты квантования f_{κ} , время измерения увеличивается вдвое, а процесс измерения происходит в течение такого же числа периодов следования импульсов ИС1, что и в первом случае. Если бы измерение Φ между импульсными последовательностями с частотами $0,5F$ производилось устройством в первом режиме работы, то высокочастотная составляющая погрешности уменьшилась бы вдвое, а низкочастотная - увеличилась бы в четыре раза, что видно из формулы (1). При этом σ могла бы как уменьшаться, так и увеличиваться. В этом заключается основное отличие описываемого измерителя, работающего во втором режиме, от цифровых фазометров [6], в которых одна и та же частота f_{κ} используется для заполнения фазовых интерва-

лов и задания времени измерения. Отметим, что при работе устройства во втором режиме Φ определяется по той же формуле (1), благодаря сохранению числа фазовых интервалов за время измерения и частоты квантования. В этом случае тоже существует $f_{к0}$, при которой $\sigma = \sigma_{\min}$. После дифференцирования соотношения (6) по f_k и соответствующих преобразований получим

$$f_{к0} = F \sqrt[3]{\frac{15M}{4}}. \quad (7)$$

Подстановка (4.17) в (4.18) дает

$$\sigma_{\min} = 90 \sqrt[3]{2} / \sqrt{M \sqrt[3]{15M}}. \quad (8)$$

Следовательно, $f_{к0}$ и σ_{\min} для первого и второго режимов работы измерителя различны. При сравнении (5) и (8) видно, что в последнем случае суммарная среднеквадратичная погрешность почти вдвое ниже. Это позволяет сделать вывод, что одним из путей повышения точности цифрового фазометра с интегрированием при увеличении периода входных импульсов является такое же увеличение времени измерения при неизменности частоты квантования фазовых интервалов.

Данный измеритель используется авторами для определения фазовых характеристик газораспределения двигателей внутреннего сгорания (ДВС).

На рис. 2 приведена блок-схема измерителя фаз газораспределения ДВС, построенного на базе устройства [7], разработанного при участии авторов, в котором датчик топливоподачи заменен датчиком вибраций клапанного механизма.

Устройство работает следующим образом.

Рассмотрим случай измерения фазы газораспределения двухтактного ДВС, когда переключатель 12 установлен в первое (верхнее по схеме) положение.

При работе ДВС впускной клапан открывается и подает воздух в цилиндр, благодаря чему датчик 1 перемещения клапана вырабатывает вибросигнал, который преобразуется с помощью первого формирователя 3 импульсов в прямоугольный импульс нормированной амплитуды (например, равной уровню логической единицы) и длительности, равной продолжительности сигнала датчика 1. При этом передний фронт выходного импульса формирователя 3 совпадает с моментом начала импульса датчика 1, а задний фронт импульса этого формирователя совпадает с моментом окончания сигнала датчика 1. Под действием переднего фронта выходного импульса второго формирователя 4 импульсов первый триггер 5 устанавливается в единичное состояние, вследствие чего его выходной сигнал, равный, например, уровню логической единицы, поступает на первый вход первой схемы 7 совпадения.

При достижении поршнем ДВС верхней мертвой точки (ВМТ) датчик 2 вырабатывает электрический импульс, начало которого соответствует моменту ВМТ. С помощью второго формирователя 4 импульсов сигнал датчика 2 преобразуется в прямоугольный импульс нормированной амплитуды и длительности, причем передний фронт этого импульса формируется в момент начала сигнала датчика 2.

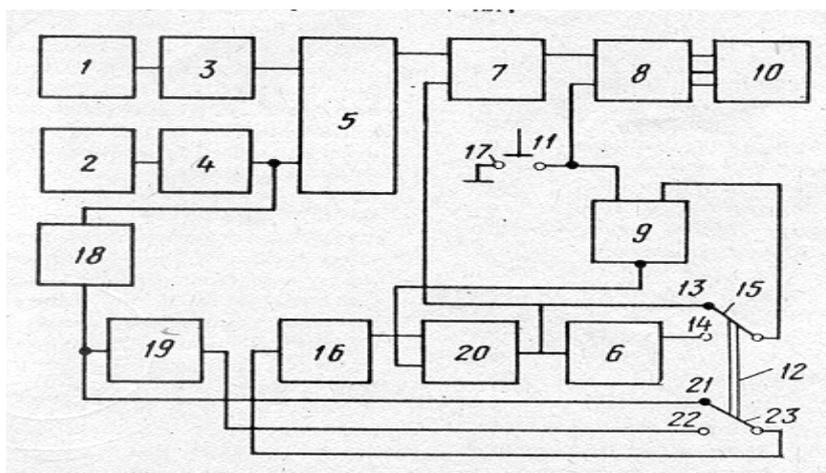


Рис. 2. – Блок-схема фазометра с оптимальной по точности частотой квантования, предназначенного для диагностирования двух- и четырехтактных ДВС в переходных режимах работы.

При действии переднего фронта выходного импульса второго формирователя 4 первый триггер 5 переходит в нулевое состояние и единичный сигнал на первом входе первой схемы 7 совпадения исчезает. Так как выходной импульс первого триггера 5 начинается в момент начала открытия клапана и оканчивается в момент достижения поршнем верхней мертвой точки, то его длительность представляет собой время с момента открытия впускного клапана до момента прихода поршня в ВМТ.

При работе двухтактного ДВС открытие впускного клапана происходит в каждом обороте коленчатого вала, благодаря чему единичный импульс на выходе первого триггера 5 вырабатывается также в каждом обороте вала. Импульсы второго формирователя 4, вырабатываемые в каждом обороте вала, поступают на вход фильтра 18 низкой частоты, который формирует постоянное (по знаку) напряжение, пропорциональное частоте следования указанных импульсов. Это напряжение поступает через замкнутые второй подвижный 23 и третий неподвижный 21 контакты дополнительной секции переключателя 12 на вход управляемого генератора 16 прямоугольных импульсов. Последний генерирует импульсы с частотой следования F_3 , пропорциональные напряжению на его входе. Поскольку произведение коэффициента передачи фильтра 18 низкой частоты на коэффициент передачи управляемого генератора 16 импульсов равно $(15N)^{1/3}$, то

$$F_3 = F \sqrt[3]{15N}, \quad (9)$$

где F – частота следования выходных импульсов второго формирователя 4 импульсов.

Импульсы управляемого генератора 16 поступают на первый вход второй схемы 20 совпадения, которая пропускает импульсы на связанные с ее выходом элементы только в том случае, когда на ее втором входе действует единичный сигнал.

Цикл измерения фазы открытия впускного клапана начинается с момента нажатия кнопки 11 сброса, в результате которого первый 8 и второй 9 регистры устанавливаются в нулевое состояние. При этом на табло блока 10 индикации высвечиваются нули, а с инверсного выхода второго регистра 9 поступает единичный сигнал на второй вход второй схемы 20 совпадения. Последняя отпирается, и на второй вход первой схемы 7 совпадения, на счетный вход второго триггера 6 и на вход второго регистра 9 поступают импульсы, вырабатываемые генератором 16 и имеющие частоту $f_3 = F \sqrt[3]{15N}$.

На вход первого регистра 8 импульсы поступают только тогда, когда первая схема 7 совпадения открыта, т.е. при наличии на выходе первого триггера 5 единичного импульса. Цикл измерения продолжается до тех пор, пока в регистры идет запись кодов. Как только во второй регистр 9 записывается заранее известное число N , равное емкости этого регистра, на его инверсном выходе вместо единичного сигнала устанавливается нулевой сигнал, в результате чего вторая схема 20 совпадения закрывается и поступление импульсов на входы регистров прекращается. От момента нажатия кнопки 11 до момента записи числа N во второй регистр 9 в первый регистр 8 записывается число N^1 , значение которого в десятичной системе счисления высвечивается на табло блока 10 индикации. За промежуток времени t_3 , в течение которого происходит запись указанных чисел, коленчатый вал дизеля совершает количество оборотов, равное $m = t_3 F$. При этом числа N^1 и N можно представить выражениями (без учета погрешностей квантования)

$$N^1 = m t_u f_3; \quad N = m f_3 F^{-1},$$

где t_u – длительность выходного импульса первого триггера 5, а отношение указанных чисел запишем следующим образом:

$$\frac{N}{N^1} = \frac{m t_u f_3 F}{m f_3} = \frac{t_u \omega}{2\pi} = \frac{\theta}{2\pi},$$

где ω – угловая скорость коленчатого вала дизеля;

θ – фаза открытия впускного клапана;

2π – угол поворота на один оборот.

Из последнего выражения получают формулу для вычисления угла открытия впускного клапана (предполагая, что преобразования интервалов времени в коды происходят без погрешности)

$$\theta = \frac{2\pi N^1}{N} \text{ [рад]},$$

или

$$\theta = \frac{360 N^1}{N} \text{ [град]}.$$

Задавая $N = 360 \cdot 10^K$ и выбирая любые величины K , фазу открытия впускного клапана получают из показаний блока 10 индикации путем переноса запятой на K знаков влево.

Минимальная величина среднеквадратичной погрешности измерения фазы открытия впускного клапана в предложенном устройстве может быть выражена следующей зависимостью:

$$\sigma = \frac{360}{\sqrt{6}} \sqrt{\frac{F}{NF \sqrt[3]{15N}} + \frac{F^2 \sqrt[3]{(15N)^2}}{30F^2 N^2}} = \frac{180}{\sqrt{N \sqrt[3]{15N}}}. \quad (10)$$

Из выражения (2) следует, что минимальное значение погрешности измерения

фазы открытия клапана не зависит от скоростного режима работы ДВС. Для повторения цикла измерения необходимо снова нажать кнопку 11 сброса.

Рассмотрим работу устройства при диагностировании четырехтактных ДВС.

В этом случае переключатель 12 переводится во второе (нижнее по схеме) положение. Поскольку в четырехтактном ДВС открытие впускного клапана происходит один раз в два оборота коленчатого вала, то импульсы поступают на единичный вход первого триггера 5 с частотой, вдвое меньшей частоты вращения этого вала и равной $0,5F$. Частота следования импульсов на нулевой вход первого триггера 5 совпадает с частотой вращения вала и остается равной F . В связи с этим на выходе указанного триггера каждые два оборота вала появляется один прямоугольный импульс, длительность которого равна времени с момента открытия впускного клапана до момента прихода поршня в ВМТ.

Цикл измерения начинается с нажатия кнопки 11 сброса, в результате которого оба регистра 8 и 9 сбрасываются и на цифровом табло блока 10 индикации высвечиваются нули. После сброса второго регистра 9 на его инверсном выходе устанавливается единичный сигнал, отпирающий вторую схему 20 совпадения. Поскольку переключатель 12 переведен во второе положение, то на вход второго регистра 9 поступают импульсы с выхода второго триггера 6, а на вход управляемого генератора 16 поступает сигнал с выхода делителя 19 напряжения. Так как фильтр 18 низкой частоты, делитель 19 напряжения и управляемый генератор 16 прямоугольных импульсов в этом случае соединены последовательно, то частота f_3 на выходе генератора 16 и частота F на выходе второго формирователя 4 импульсов связаны соотношением

$$f_3 = F \sqrt{\frac{15N}{4}}. \quad (11)$$

Поскольку на вход второго регистра 9 импульсы поступают с выхода второго триггера 6, то частота импульсов записи в этом регистре вдвое ниже частоты импульсов на входе первого регистра 8. При записи во второй регистр 9 заранее известного числа N , равного емкости этого регистра, на его инверсном выходе устанавливается нулевой сигнал, запирающий вторую схему 20 совпадения. В результате этого поступление импульсов на входы регистров 8 и 9 и вместе с ним процесс измерения прекращаются. За время записи в первый регистр 8 записывается число N_1 , значение которого в десятичной системе счисления индицируется блоком 10 индикации. Поскольку в рассматриваемом случае запись во второй регистр 9 происходит частотой $0,5f_3$, то время записи равно

$$t_3 = \frac{N}{0,5f_3} = \frac{2N}{f_3} t,$$

а вал совершает количество оборотов

$$m = t_3 F = \frac{2NF}{f_3} \quad (12)$$

Число, записанное в этом случае в первый регистр 8, определяется выражением (без учета погрешности квантования):

$$N_1 = \frac{1}{2} m t_u f_3.$$

(множитель 1/2 использован потому, что на выходе первого триггера 5 один импульс вырабатывается каждые два оборота коленчатого вала). После соответствующих преобразований получено

$$N_1 = N F t_u = \frac{N t_u}{T} = \frac{N t_u \omega}{T \omega} = \frac{N t_u \omega}{2\pi}.$$

При этом фазу открытия впускного клапана можно представить следующим образом

$$\theta = \frac{2\pi N_1}{N} \text{ [рад]}$$

или в градусах

$$\theta = \frac{360 N_1}{N}.$$

Минимальная величина среднеквадратичной погрешности измерения фазы открытия впускного клапана для четырехтактного ДВС может быть выражена следующей зависимостью:

$$\sigma_{\text{мин}} = \frac{360}{\sqrt{6}} \cdot \frac{F}{4NF \cdot \sqrt[3]{\frac{15N}{4}}} + \frac{F^2 \cdot \sqrt[3]{\left(\frac{15N}{4}\right)^2}}{30F^2 N^2} = \frac{90}{\sqrt{N \sqrt[3]{\frac{15N}{4}}}}. \quad (13)$$

Из выражения (13) так же, как и из выражения (10) для двухтактного ДВС, следует, что минимальное значение погрешности измерения фазы открытия впускного клапана не зависит от скоростного режима работы двигателя, что, безусловно, является достоинством устройства.

Литература: 1. Шляндин В. М. Цифровые измерительные устройства. / В.М. Шляндин // Москва, Высш. школа. – 1981. – 335 с., ил. 2. Чинков В. М. Цифрові вимірювальні прилади. [текст]: навч. посіб. / В. М. Чинков // Харків: НТУ «ХПІ», – 2008. – 508с. 3. Куц Ю. В. Статистична фазометрія. / Ю. В. Куц // Тернопіль, – 2009. – 383 с. 4. Борисенко А. Н. Анализ характеристик измерителя сдвига фаз между импу-

льськими послідовностями. / А. Н. Борисенко, В. П. Самсонов, А. Ф. Еникеев // Киев, – 1986. – *Техническая электродинамика. no 1* – С. 92–96. 5. Борисенко А. Н. Цифровой измеритель углов топливоподачи / А. Н. Борисенко, А. Ф. Еникеев, В. В. Золотых // *Двигателестроение*. – 1987. – no 5. 6. Цифровые методы измерения сдвига фаз / ред. С. Ф. Кондорфа // Новосибирск: Наука – 1989. – 288 с. 7. Гапунин Д. А. Устройство измерения угла опережения впрыска топлива в дизель: А. с. 1574892 СССР. МКИ F02M65/00/ Д. А. Гапунин, И. В. Михлин, Г. Я Невяжский // no 1239541/25-06; Заявл. 23.05.88; Опубл. 30.06.90. Бюл. no 24 – 4 с., ил.

Bibliography (transliterated): 1. Shlyandin V. M. Tsifrovyye izmeritelnyie ustroystva. / V.M. Shlyandin // Moskva, Vyssh. shkola. – 1981. – 335 s., il. 2. Chinkov V. M. Tsifrovyl vimIryuvalnl priladi. [tekst]: navch. posIb. / V. M. Chinkov // HarkIv: NTU «HPI», – 2008. – 508s. 3. Kuts Yu. V. Statistichna fazometrIya. / Yu. V. Kuts // TernopIl, – 2009. – 383 s. 4. Borisenko A. N. Analiz harakteristik izmeritelya sdviga faz mezhdu impulsnyimi posledovatelnostyami. / A. N. Borisenko, V. P. Samsonov, A. F. Enikeev // Kiev, – 1986. – *Tehnicheskaya elektrodinamika. no 1* – С. 92–96. 5. Borisenko A. N. Tsifrovoy izmeritel uglov toplivopodachi / A. N. Borisenko, A. F. Enikeev, V. V. Zolotyih // *Dvigatellestroenie*. – 1987. – no 5. 6. Tsifrovyye metodyi izmereniya sdviga faz / red. S. F. Kondorfa // *Novosibirsk: Nauka* – 1989. – 288 s. 7. Gapunin D. A. Ustroystvo izmereniya ugla operezheniya vpryiska topliva v dizel: A. s. 1574892 SSSR. MКИ F02M65/00/ D. A. Gapunin, I. V. Mihlin, G. Ya Nevyazhskiy // no 1239541/25-06; Zayavl. 23.05.88; Opubl. 30.06.90. Byul. no 24 – 4 s., il.

Борисенко А. М., Лавріненко О. В., Литвіненко С. А., Богаєвський О.Б.

ОПТИМІЗАЦІЯ ТАКТОВОЇ ЧАСТОТИ ВИМІРЮВАЧА ФАЗ ГАЗОРОЗПОДІЛУ ДВС ПО МІНІМУМУ СЕРЕДНЬОКВАДРАТИЧНОЇ ПОМИЛКИ

Розглянуті питання вибору оптимальної тактової частоти для забезпечення заданої точності вимірювання. При цій частоті досягається мінімальна середньоквадратична похибка цифрового інтегруючого фазометра, що призначений для визначення фаз газорозподілу двотактних та чотиритактних двигунів внутрішнього згорання в режимі, що встановився та в перехідному режимі їх роботи. В першому випадку тактова частота постійна та обирається в залежності від об'єму пам'яті лічильника або реєстратора та швидкісного режиму роботи двигуна. В другому випадку тактова частота також залежить від згаданого об'єму, але пропорційна частоті обертання колінчастого валу двигуна.

Borisenko A. N., Lavrinenko O. V., Litvinenko S. A., Bogaevskij A.B.

OPTIMIZATION OF CLOCK RATE OF MEASURING DEVICE OF PHASES OF DISTRIBUTION OF GAS ENGINE INTERNAL COMBUSTION ON A MINIMUM OF MEAN SQUARE ERROR

Questions of a choice of the clock frequency, optimum on accuracy of measurement, are considered. With this frequency the minimum mean square error of the digital integrating is reached the phasemeter intended for determination of phases of gas distribution of two-cycle and four-cycle engines internal combustion in the steady conditions and transitional modes of their work. In the first case clock frequency is constant and gets out depending on counter memory size or register and high-speed power setting. In the second case clock frequency also depends from the mentioned volume, but it is proportional to the frequency of rotation of a cranked shaft of the engine.