

УДК 621.316.925

ПОЛУЧЕНИЕ АМПЛИТУД ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ В МИКРОПРОЦЕССОРНЫХ ЗАЩИТАХ ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Докт. техн. наук, проф. РОМАНЮК Ф. А.,
инж. КОВАЛЕВСКИЙ А. В.

Белорусский национальный технический университет

Амплитуду входного синусоидального сигнала в микропроцессорной защите можно рассчитать по отсчетам его мгновенных значений. При этом алгоритм вычисления должен обеспечивать независимость полученных результатов от изменений промышленной частоты. Так, используя метод, рассмотренный в [1], для получения амплитуды сначала создают вспомогательный сигнал путем сдвига вектора входного сигнала на угол α ($0^\circ < \alpha \leq 90^\circ$) в сторону опережения или отставания. Затем из входного и вспомогательного сигналов формируются два дополнительных соответственно как их полусумма и полуразность. Опирируя двумя отсчетами мгновенных значений этих сигналов, получают формулу

$$U_m = \left(U_{m1}^2 + U_{m2}^2 \right)^{\frac{1}{2}}, \quad (1)$$

где

$$U_{m1} = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{2(n)}^2 - u_{2(n-1)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (2)$$

$$U_{m2} = \left(\frac{u_{1(n-1)}^2 u_{2(n)}^2 - u_{1(n)}^2 u_{2(n-1)}^2}{u_{1(n-1)}^2 - u_{1(n)}^2} \right)^{\frac{1}{2}}; \quad (3)$$

u_1, u_2 – мгновенные значения соответственно первого и второго дополнительных сигналов.

Формула (1) обеспечивает стабильность амплитуды при любой частоте, так как информация о последней в неявном виде входит в (2), (3).

Амплитуду входного сигнала можно также вычислить по трем отсчетам мгновенных значений [2]. В этом случае три последовательных мгновенных значения фиксируются через равные промежутки времени, при

этом не требуется информация о численных значениях интервала и частоты, а зафиксированные отсчеты связаны системой соотношений:

$$u_{\text{вх}(n)} = U_{mn} \sin \varphi_n; \quad (4)$$

$$u_{\text{вх}(n-1)} = U_{mn} \sin(\varphi_n - \omega \Delta t); \quad (5)$$

$$u_{\text{вх}(n-2)} = U_{mn} \sin(\varphi_n - 2\omega \Delta t). \quad (6)$$

Разрешив (4)–(6) относительно U_{mn} , получим выражение, которое не чувствительно к изменениям промышленной частоты:

$$U_{mn} = \left(\frac{(0,5u_{\text{вх}(n-2)}u_{\text{вх}(n)} + 0,5u_{\text{вх}(n)}^2 - u_{\text{вх}(n-1)}^2)^2}{u_{\text{вх}(n-1)}^2 - 0,25u_{\text{вх}(n-2)}^2 - 0,5u_{\text{вх}(n-2)}u_{\text{вх}(n)} - 0,25u_{\text{вх}(n)}^2} + u_{\text{вх}(n)}^2 \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (7)$$

Для применения указанных выше методов в микропроцессорный защите входной сигнал необходимо сначала подвергнуть частотной фильтрации. Используя цифровые фильтры (ЦФ), исследованные в [3], проведем сравнительный анализ названных методов.

Амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) для первого (получение амплитуды по двум отсчетам мгновенных значений) и второго (по трем отсчетам мгновенных значений) методов, но одного ЦФ (например, с $n = 10$, $\Delta t = 0,0022$), полностью совпадают. То же относится и ко второму типу ЦФ с $n = 10$, $\Delta t = 0,0025$.

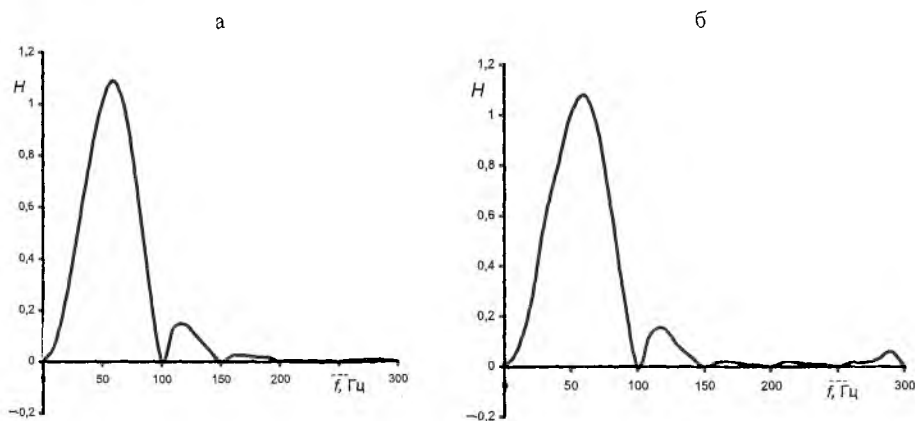


Рис. 1. АЧХ: а – ЦФ с $n = 10$, $\Delta t = 0,0022$; б – $n = 10$, $\Delta t = 0,0025$

Параметром, позволяющим оценить предпочтительность применения конкретного метода, является дополнительная погрешность определения амплитуды в диапазоне возможных изменений частоты. Как и в случае с АЧХ, значения дополнительных погрешностей не изменяются при применении одного и того же фильтра для первого и второго методов. Но применение фильтра с $n = 10$, $\Delta t = 0,0022$ предпочтительно, так как в области изменений частоты 50...52 Гц его характеристика лежит ниже, а в области 45...50 Гц существенной разницы нет (рис. 2).

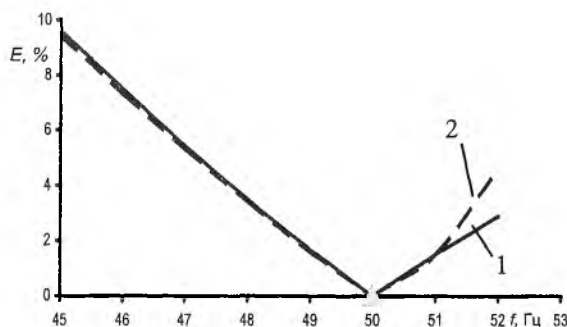


Рис. 2. Зависимость дополнительной погрешности от частоты сигнала:
1 – ЦФ с $n = 10$, $\Delta t = 0,0022$; 2 – $n = 10$, $\Delta t = 0,0025$

На рис. 3 представлены переходные характеристики рассматриваемых способов при подаче на вход защиты синусоидального сигнала. Они показывают время, необходимое для определения амплитуды сигнала с заданной точностью при реализации ЦФ с $n = 10$, но разным шагом: $\Delta t = 0,0022$ и $\Delta t = 0,0025$ соответственно. Для каждого из фильтров характеристики по первому и второму методам совпадают.

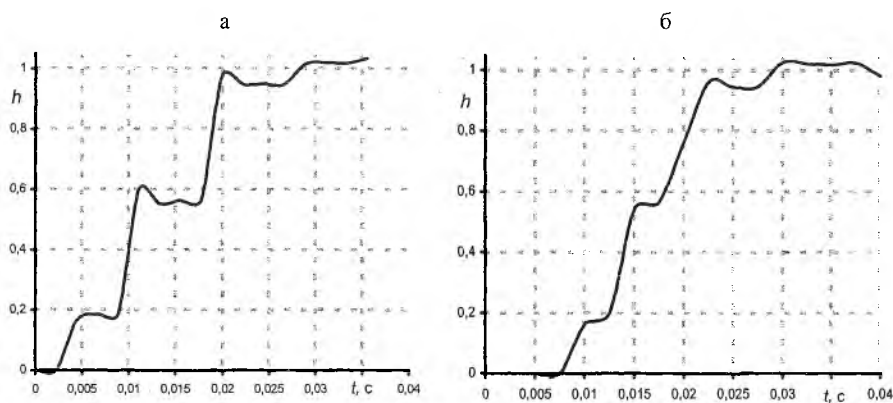


Рис. 3. Переходные характеристики: а – ЦФ с $n = 10$, $\Delta t = 0,0022$;
б – $n = 10$, $\Delta t = 0,0025$

В В О Д

Целесообразность использования первого или второго метода определяется количеством математических операций или условиями конкретной задачи, так как частотные, динамические и точностные свойства практически совпадают. Что касается фильтров, то предпочтительным является ЦФ с $n = 10$; $\Delta t = 0,0022$, так как для него необходимо меньшее время (порядка одного периода промышленной частоты) для определения амплитуды с заданной точностью, чем для ЦФ с $n = 10$, $\Delta t = 0,0025$ (порядка 1,25 периода). Для первого фильтра дополнительная погрешность в возможном диапазоне изменений частоты имеет меньшие значения, чем для второго. АЧХ с учетом методов и АЧХ ЦФ, приведенные в [3], практически совпадают. Это позволяет говорить о том, что дополнительную погрешность вносят

сами фильтры, а использованные методы не чувствительны к изменениям частоты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романюк Ф. А., Рождественский А. В. Адаптивные формирователи ортогональных составляющих сигналов для микропроцессорных защит // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2004. – № 5. – С. 5–15.

2. Романюк Ф. А. Информационное обеспечение микропроцессорных защит электроустановок. – Мн.: УП «Технопринт», 2001. – 133 с.

3. Романюк Ф. А., Гурьянич О. А., Ковалевский А. В. Цифровые фильтры для микропроцессорных защит электроустановок // Энергетика... (Изв. высш. учеб. заведений и энерг. объединений СНГ). – 2005. – № 5. – С. 17–20.

Представлена кафедрой
электрических станций

Поступила 17.10.2005

УДК 621.314.672

АНАЛИЗ ВХОДНЫХ ТОКОВ СИСТЕМЫ «ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЧАСТОТЫ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ» ПРИ НЕСИММЕТРИИ ПИТАЮЩЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

Докт. техн. наук, проф. ФИРАГО Б. И., асп. МЕДВЕДЕВ К. М.

Белорусский национальный технический университет

В последние годы в Республике Беларусь в промышленность и другие отрасли активно внедряется различная преобразовательная техника, главным образом преобразователи частоты регулируемого электропривода с целью экономии электроэнергии и улучшения технических показателей рабочих машин. С их внедрением появилось много проблем, связанных с эксплуатацией, важнейшая из которых – электромагнитная совместимость преобразователей частоты с питающей сетью. Преобразователи частоты (ПЧ) весьма чувствительны к качеству питающего напряжения, и в то же время они являются генераторами высших гармоник тока в систему электроснабжения, приводя к искажению синусоидальной формы кривой питающего напряжения. Цель данной статьи – анализ влияния современных ПЧ, работающих на асинхронные двигатели (АД), на питающую сеть.

По технико-экономическим показателям самой распространенной системой «преобразователь частоты – асинхронный двигатель» (ПЧ–АД) в диапазоне мощностей 0,1–1000 кВт является система с неуправляемым выпрямителем и широтно-импульсной модуляцией для регулирования величины и формирования кривой напряжения ПЧ [1, 2]. Нагрузка выпрямителя в системе ПЧ–АД (рис. 1) обусловлена активной и реактивной мощностями асинхронного двигателя в данный момент времени [1]. Ее можно пересчитать в эквивалентные величины R_d и L_d схемы замещения (рис. 2).