

Цифровая обработка тока электромагнитного переходного процесса в электрической машине

- Кочетов И. Д.¹, ООО “Релематика”; Чувашский госуниверситет, Чебоксары
- Лямец Ю. Я., доктор техн. наук, ООО “Релематика”; Чувашский госуниверситет, Чебоксары
- Макашкин Ф. А., ООО “Релематика”; Чувашский госуниверситет, Чебоксары

Специфические особенности электромагнитных переходных процессов в электрических машинах предъявляют повышенные требования к алгоритму цифровой обработки тока короткого замыкания (КЗ) на малом окне наблюдения. Процедура выделения за короткое время ортогональных составляющих основного компонента тока КЗ востребована системой быстрого автоматического включения резерва (БАВР) электропитания. Концепция решения подобной задачи, излагаемая в статье, заключается в целенаправленном подавлении всех значимых компонентов тока, кроме одного из двух элементарных компонентов мнимой основной частоты; что же касается второго компонента, то он подлежит подавлению наряду с остальными. Показано, что подавление затухающих компонентов с неизвестными коэффициентами затухания улучшает двухкаскадные заграждающие фильтры. Принята многозвенная структура фильтра ортогональных составляющих со смещением частот вдоль мнимой оси, подавлением компонентов ненулевых частот и сглаживанием выходного сигнала. Заграждающие звенья модифицируются в зависимости от сложности переходного процесса. Аналогичным образом подбирается окно сглаживания, играющее роль ещё и в дополнительном подавлении гармоник, не отнесённых к числу тех, которые подавляются индивидуально. Многозвенный фильтр апробирован на токах трёхфазного и междуфазного КЗ на выводах синхронной электрической машины.

Ключевые слова: электромагнитные переходные процессы, электрические машины, быстрое автоматическое включение резерва питания, цифровая обработка тока.

Кратковременные перерывы питания электродвигателей непрерывных производств физически неизбежны, но несут в себе опасность и требуют минимизации. Задачу решает автоматика быстрого аварийного включения резерва (БАВР) электропитания [1, 2], реализуемая на микропроцессорных терминалах в составе устройства БАВР. Программа БАВР наибольшую часть времени срабатывания расходует на выделение ортогональных составляющих компонента основной частоты в токе переходного процесса электродвигателя.

Предположим, что наблюдаемый ток насчитывает n_k значимых компонентов. Требуется на малом окне наблюдения выделить один из них. В качестве ключа к пониманию проблемы и решению стоящей задачи воспользуемся очевидным положением: выделение одного компонента есть не что иное, как подавление остающихся $(n_k - 1)$. Иначе говоря, быстроедействие фильтра ортогональных составляющих основного компонента ограничено временем, затрачиваемым на подавление остальных компонентов. Фильтр основного компонента может быть построен в виде многозвенного заграждающего фильтра, каждое звено которого рассчитано на подавление одного из $(n_k - 1)$ остальных компонентов [3].

Подавление компонентов переходного процесса

Затухающая гармоника – общий компонент переходного процесса – образована наложением двух сопряжённых элементарных компонентов. В дискретном времени $k = \text{ent}(t/\Delta t)$ (Δt – интервал дискретизации) –

$$i(k) = I_m e^{-\beta k} \sin(\alpha k + \psi) = \underline{I} e^{pk} + \underline{I}^* e^{p^* k}, \quad (1)$$

где $\underline{I} = -j0,5I_m$; $\underline{I}_m = I_m \angle \psi = I_{m1} + jI_{m2}$ – комплекс амплитуды; I_{m1} и I_{m2} – его ортогональные составляющие; $p = -\beta + j\alpha$ – безразмерная комплексная частота; $\beta = \delta\Delta t$, $\alpha = \omega\Delta t$; δ и ω – коэффициент затухания и угловая частота во времени t .

Специфике функции дискретного времени отвечает Z -преобразование [4]. Так, Z -изображение комплексной экспоненты

$$e^{pk} \sim \frac{z}{z - e^p}. \quad (2)$$

Соответственно, изображение затухающей гармоники (1)

$$i(k) \sim I(z) = \frac{z\underline{I}}{z - e^p} + \frac{z\underline{I}^*}{z - e^{p^*}}. \quad (3)$$

¹ Кочетов Иван Дмитриевич: ivankochetov171298@mail.ru

Изображение экспоненты (2) характеризуется одним комплексным полюсом $z_1 = e^{\beta}$, а изображение (3) – двумя полюсами: \underline{z}_1 и сопряжённым ему $\underline{z}_2 = \underline{z}_1^* = e^{\beta}$.

Сигнал, Z-изображение которого обладает ограниченным числом полюсов, может быть подавлен нерекурсивным цифровым фильтром, нули передаточной функции которого $\underline{H}(z)$ совпадают с полюсами сигнала. Так, экспонента (2) будет подавлена простейшим фильтром с передаточной характеристикой

$$\underline{H}(z) = 1 - e^{\beta} z^{-1}, \quad (4)$$

чему отвечает комплексный фильтр

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - e^{\beta} i_{\text{вх}}(k-1). \quad (5)$$

Затухающая гармоника, в свою очередь, будет подавлена каскадным соединением сопряжённых фильтров первого порядка. Её передаточная характеристика $H_{\text{к}}$ оказывается вещественной

$$H_{\text{к}}(z) = \underline{H}(z) \underline{H}^*(z) = (1 - e^{\beta} z^{-1})(1 - e^{\beta} z^{-1})^* = \quad (6)$$

$$= 1 - (2 \cos \alpha) e^{-\beta} z^{-1} + e^{-2\beta} z^{-2},$$

и ей отвечает вещественный фильтр

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - (2 \cos \alpha) e^{-\beta} \times \quad (7)$$

$$\times i_{\text{вх}}(k-1) + e^{-2\beta} i_{\text{вх}}(k-2).$$

Время установления фильтра (5) не превышает $2\Delta t$, а фильтра (7) – $3\Delta t$.

Заметим, что при $\alpha \rightarrow 0$ сигнал (1) сводится к вещественной экспоненте $e^{-\beta k}$, а передаточная характеристика, между тем, сохраняет второй порядок

$$H_2(z) = (1 - e^{-\beta} z^{-1})^2, \quad (8)$$

демонстрируя кратные полюсы $z_{1,2} = e^{-\beta}$ и отвечая фильтру

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - 2 \exp(-\beta) i_{\text{вх}}(k-1) + \quad (9)$$

$$+ \exp(-2\beta) i_{\text{вх}}(k-2).$$

Выделение ортогональных составляющих

Для выделения комплекса \underline{I}_m достаточно одной из двух комплексных экспонент сигнала (1). Один компонент воспринимается в качестве полезного сигнала, а второй становится излишним и должен быть подавлен. Примем, что первый компонент подлежит выделению, а второй – подавлению фильтром (4). Элементарный фильтр ортогональных составляющих работает с той же выборкой из двух отсчётов $i_{\text{вх}}(k-1)$ и $i_{\text{вх}}(k)$ (рис. 1). Его структуру образуют заграждающий фильтр (4) и

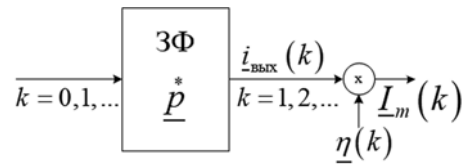


Рис. 1. Элементарный фильтр ортогональных составляющих гармоники с известным затуханием:

3Ф – заграждающий фильтр

умножитель выходной величины на безразмерный опорный сигнал $\underline{\eta}(k)$

$$\underline{I}_m(k) = \underline{\eta}(k) i_{\text{вых}}(k). \quad (10)$$

Затухающая гармоника (1) преобразуется сопряжённым фильтром (5) в величину

$$i_{\text{вых}}(k) = -j0,5(1 - e^{-j2\alpha}) e^{\beta k} \underline{I}_m, \quad (11)$$

откуда следует описание опорного сигнала

$$\underline{\eta}(k) = \frac{1}{\sin \alpha} e^{j\alpha} e^{-\beta k}. \quad (12)$$

Подавление компонентов с неизвестным затуханием

В электромагнитном переходном процессе частота основного компонента принимается той же, что и в предшествующем режиме. Известны, как следствие, и частоты затухающих высших гармоник. Коэффициенты затухания, вообще говоря, неизвестны. Конечно, их может предоставить спектральный анализ наблюдаемого процесса [5], но он не подходит для алгоритмов реального времени. Ограничимся минимумом априорной информации о коэффициентах затухания. Будем полагать, что постоянные времени компонентов $\tau \gg T/2$, где T – период частоты сети. В таких условиях представляется возможным ограничиться двумя членами разложения затухающей экспоненты в степенной ряд

$$e^{-\beta k} \approx 1 - \beta k \quad (13)$$

и обратиться к задаче подавления гармоники с линейно нарастающей амплитудой

$$i_{\text{вх}}(k) = I_m k \sin(\alpha k + \psi). \quad (14)$$

Сигнал $I_m \sin(\alpha k + \psi)$ с неизменяющейся амплитудой подавляется модификацией фильтра (7) при $\beta = 0$

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - (2 \cos \alpha) i_{\text{вх}}(k-1) + i_{\text{вх}}(k-2). \quad (15)$$

Сигнал (14) этим фильтром не подавляется. Однако он обладает свойством преобразования такого сигнала в гармонику с неизменной амплитудой и смещённой фазой

$$i_{\text{вых}}(k) = 2 \sin \alpha \cos(\alpha k + \psi - \alpha). \quad (16)$$

Коль скоро угол α располагается в первом квадранте, получается, что фильтр (15) ослабляет сигнал (14) тем сильнее, чем ниже частота α , а при $\alpha \rightarrow 0$ имеем $i_{\text{вых}}(k) \equiv 0$. Эффект полного подавления линейного сигнала $i_{\text{вых}}(k) \equiv k$ нуждается в объяснении. При $\alpha = 0$ фильтр (15) обладает передаточной характеристикой

$$H(z) = (1 - z^{-1})^2, \quad (17)$$

следовательно, его образует каскадное соединение двух фильтров – разностей соседних отсчётов. Первый из них определяет разность первого порядка

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - i_{\text{вх}}(k-1) = \Delta i(k), \quad (18)$$

а второй – разность второго порядка $\Delta^2 i(k)$. Для линейного входного сигнала $\Delta^2 i(k) \equiv 0$ при $k \geq 2$.

Любопытно, хотя и предсказуемо, что подобный эффект носит общий характер. Сигнал (16) также будет подавлен вторым фильтром, идентичным первому фильтру (15). Таким образом, справедливо утверждение, что каскадное соединение идентичных заграждающих фильтров, рассчитанных в отдельности на подавление гармоники с постоянной амплитудой, приобретает способность подавлять гармонику той же частоты, но с линейно изменяющейся амплитудой.

Выделение ортогональных составляющих гармоники с изменяющейся амплитудой

Разделим сигнал (14) на комплексные сопряжённые компоненты по аналогии с выражением (1), но с учётом специфики новой задачи

$$I_m k \sin(\alpha k + \psi) = \underline{I}(k) e^{j\alpha k} + \underline{I}^*(k) e^{-j\alpha k}, \quad (19)$$

где

$$\underline{I}(k) = -j0,5 I_m(k);$$

$$\underline{I}_m(k) = I_m k \angle \psi = I_{m1}(k) + j I_{m2}(k);$$

$$\underline{I}^*(k) = -j0,5 I_m \angle -\psi.$$

Ставится задача подавить второй компонент с мнимой частотой $(-j\alpha)$, Z-изображение которого имеет вид

$$\underline{I}_2(z) = \frac{\underline{I} z e^{-j\alpha}}{(z - e^{-j\alpha})^2}. \quad (20)$$

Для подавления сигнала, изображение которого имеет кратные полюсы $e^{-j\alpha}$, потребуется каскадное соединение идентичных комплексных фильтров первого порядка с передаточной характеристикой одного фильтра

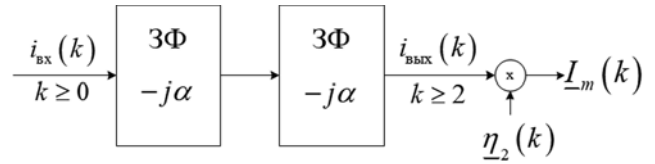


Рис. 2. Фильтр ортогональных составляющих гармоники с неизвестным затуханием

$$\underline{H}_1(z) = 1 - e^{-j\alpha} z^{-1}, \quad (21)$$

и, как следствие, всего каскадного соединения

$$H(z) = H_1^2(z) = 1 - 2e^{-j\alpha} z^{-1} + e^{-j2\alpha} z^{-2}. \quad (22)$$

Соответствующие уравнения одного фильтра

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - e^{-j\alpha} i_{\text{вх}}(k-1) \quad (23)$$

и каскадного соединения двух таких фильтров

$$i_{\text{вых}}(k) = i_{\text{вх}}(k) - 2e^{-j\alpha} i_{\text{вх}}(k-1) + e^{-j2\alpha} i_{\text{вх}}(k-2). \quad (24)$$

Остающийся первый компонент сигнала (14), проходя через фильтр (24), претерпевает следующие изменения

$$i_{\text{вых}}(k) = (1 - e^{-j2\alpha})^2 e^{j\alpha k} \underline{I}(k) \quad (25)$$

при том условии, что для определения функции $\underline{I}(k)$ допустимо принять равенство трёх её соседних отсчётов: $\underline{I}(k) \approx \underline{I}(k-1) \approx \underline{I}(k-2)$. Структура фильтра ортогональных составляющих, реализующего каскадное соединение заграждающих фильтров (23), показана на рис. 2. Описание опорного сигнала следует из выражения (25)

$$\underline{\eta}_2(k) = \frac{j2e^{-j\alpha k}}{(1 - e^{-j2\alpha})^2} = \frac{-je^{-j\alpha(k-2)}}{2 \sin^2 \alpha}. \quad (26)$$

Гармоника со сложной огибающей кривой

В электромагнитном переходном процессе, протекающем в электрической машине, встречаются компоненты вида

$$i(k) = I_m(k) \sin(\alpha k + \psi), \quad (27)$$

где амплитуда гармоники представляет собой сложную функцию

$$I_m(k) = I_0 + \sum_{r=1}^{n\beta} I_r e^{-\beta_r k}. \quad (28)$$

Ограничиваясь в (22), как и ранее, разложением (13), получим линейную зависимость амплитуды от времени

$$I_m(k) \approx I_0 + I_3 - I_3 k, \quad (29)$$

$$I_3 = \sum_{r=1}^{n\beta} I_r \beta_r, \quad (30)$$

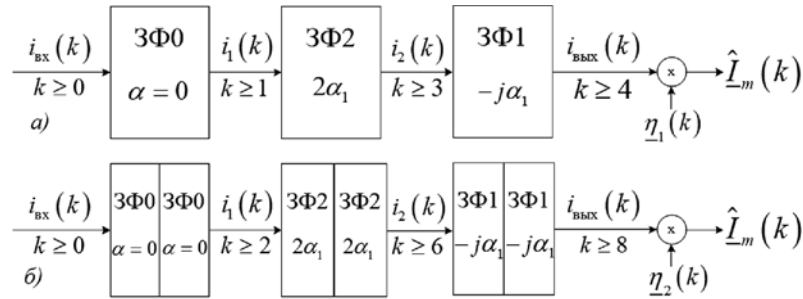


Рис. 3. Модификации фильтра ортогональных составляющих для обработки трёхкомпонентного тока:

а – без учёта затухания; б – с расчётом на подавление всех затухающих компонентов, кроме одного

что устраняет различия в цифровой обработке сигнала (27) и обычной затухающей гармоники (1).

Цифровая обработка тока трёхфазного КЗ на выводах синхронной электрической машины

Известно, что в токе данного электромагнитного переходного процесса явно выражены три составляющие – основная гармоника, амплитуда которой изменяется по сложному закону, и совместно затухающие постоянная величина и вторая гармоника [6]

$$i(k) = (I_0 + I_1 e^{-\beta_1 k} + I_2 e^{-\beta_2 k}) \sin(\alpha_1 k + \psi) - e^{-\beta_3 k} [I_3 + I_4 \sin(2\alpha_1 k + \psi)]. \quad (31)$$

Частота α_1 известна по результатам наблюдения предшествующего режима. Коэффициенты затухания β неизвестны. Задача цифровой обработки тока, описываемого выражением (31), заключается в оценивании комплекса

$$\underline{I}_m(k) = (I_0 + I_1 e^{-\beta_1 k} + I_2 e^{-\beta_2 k}) e^{j\psi}. \quad (32)$$

Структура цифрового фильтра ортогональных составляющих показана на рис. 3 в двух модификациях. Обе представлены каскадным соединением трёх заграждающих фильтров, однозвенных или двухзвенных. Каждый двухзвенный фильтр образован каскадным соединением соответствующих однозвенных фильтров. Фильтр $3\Phi 0$ рассчитан на подавление постоянной составляющей или же экспоненциальной с фиксированным затуханием. Идущий за ним фильтр $3\Phi 2$ аналогичным образом ориентирован на подавление второй гармоники, незатухающей или затухающей с заданной

постоянной времени. Фильтры $3\Phi 0$ и $3\Phi 2$ вещественные. Особняком стоит оконечный комплексный фильтр $3\Phi 1$, нацеленный на подавление экспоненциального сигнала с мнимым показателем степени ($-j\alpha$) или же с комплексным ($-\beta - j\alpha$), если значение β удастся фиксировать. Передаточная характеристика каскадного соединения определяется как произведение передаточных характеристик отдельных звеньев. Если $H_0(z)$, $H_2(z)$ и $H_1(z)$ – передаточные характеристики фильтров $3\Phi 0$, $3\Phi 2$ и $3\Phi 1$, то передаточная характеристика каскадного соединения по рис. 3, а

$$\underline{H}_a(z) = H_0(z)H_2(z)\underline{H}_1(z), \quad (33)$$

а у второй модификации (рис. 3, б)

$$\underline{H}_b(z) = \underline{H}_a^2(z). \quad (34)$$

Частотную характеристику фильтров определит подстановка в выражения (33), (34) $z = e^{j\alpha}$. Отсюда следует описание опорных сигналов в структурах фильтров ортогональных составляющих по рис. 3

$$\eta_1(k) = \frac{2je^{-j\alpha_1 k}}{\underline{H}_a(e^{j\alpha_1})}; \quad (35)$$

$$\eta_2(k) = \frac{2je^{-j\alpha_1 k}}{\underline{H}_a^2(e^{j\alpha_1})}. \quad (36)$$

Простейшая реализация каскадного соединения включает в себя фильтр $3\Phi 0$ в форме (18), фильтр $3\Phi 2$ в форме (15) при $\alpha = 2\alpha_1$ и фильтр $3\Phi 1$ в форме (5) при $p = -j\alpha_1$. Тогда

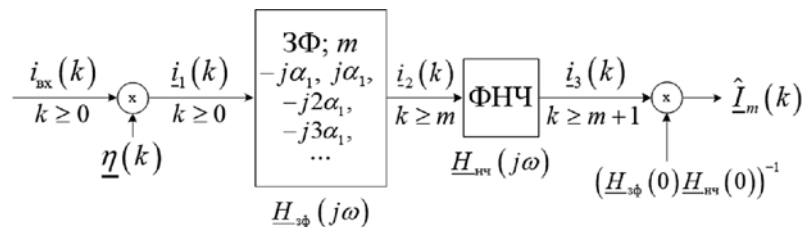


Рис. 4. Обобщённая структура фильтра ортогональных составляющих

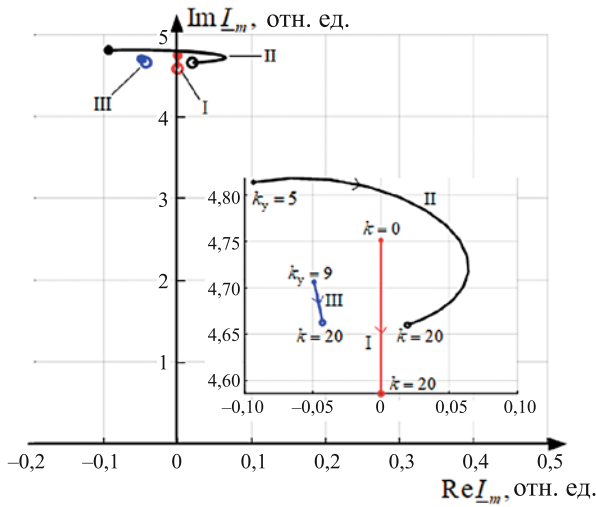


Рис. 5. Годографы комплекса $I_m(k)$:

I – сигнала (32); II – выходного сигнала фильтра по рис. 3, а; III – фильтра по рис. 3, б

$$\underline{H}_a(j\alpha_1) = (1 - e^{-j\alpha_1})[1 - (2 \cos 2\alpha_1)e^{-j\alpha_1} + e^{-j2\alpha_1}](1 - e^{-j2\alpha_1}). \quad (37)$$

Быстродействие нерекурсивного фильтра оценивается временем его установления. Если интервал дискретизации Δt задан, то время установления t_y определяется порядком фильтра m

$$t_y = (m + 1)\Delta t. \quad (38)$$

Фильтр по рис. 3, а, порядок которого $m_a = 4$, обрабатывает процесс (31) за минимально возможное время. Для терминалов релейной защиты типично значение $\Delta t = 1$ мс, тогда $t_{ay} = 5$ мс, что составляет четверть периода номинальной частоты. Порядок фильтра по рис. 3, б – $m_b = 2m_a = 8$, и для этого исполнения $t_{by} = 9$ мс.

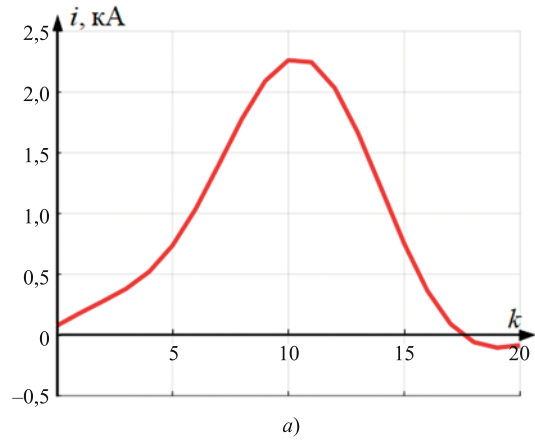
Обобщённая структура фильтра ортогональных составляющих

В частных структурах фильтров по рис. 1 – 3 не показано сглаживающее звено – фильтр нижних частот (ФНЧ), призванный ослаблять как высшие гармоники, для которых не предусмотрены заграждающие фильтры, так и случайные помехи. В общей структуре (рис. 4) присутствует окончательный ФНЧ. Кроме того, операция смещения частоты вдоль мнимой оси, осуществляемая опорным сигналом, в общей структуре выполняется в начале преобразований, а не в конце, как на рис. 3. В общей схеме на входе

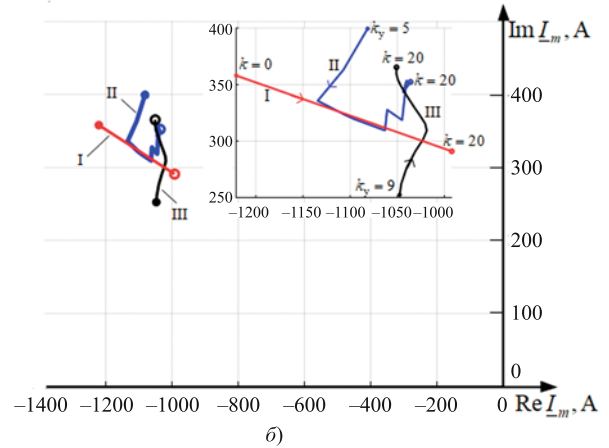
$$\underline{i}_1(k) = \underline{\eta}(k) i_{\text{вх}}(k); \quad (39)$$

$$\underline{\eta}(k) = j2e^{-j\alpha k}. \quad (40)$$

Операция (39) смещает мнимые частоты всех гармоник на $(-j\alpha)$. В комплексном сигнале $\underline{i}_1(k)$ по-



а)



б)

Рис. 6. Ток модели электродвигателя:

а – трёхфазное КЗ; б – основная гармоника, выделенная путём спектрального разложения (I) или фильтрами по рис. 3, а (II) и рис. 3, б (III)

стоянная составляющая входного сигнала располагается на мнимой оси в точке $(-j\alpha_1)$, бывшая первая гармоника – в точках 0 и $(-j2\alpha_1)$, вторая гармоника – в точках $(j\alpha_1)$ и $(-j3\alpha_1)$. Полезному сигналу отводится нулевая частота, а остальные четыре компонента указаны на рис. 4 в числе подавляемых заграждающим фильтром 3Φ порядка m . Один из возможных алгоритмов ФНЧ – операция усреднения сигнала $\underline{i}_2(k)$ на возрастающем числе отсчётов

$$\underline{i}_3(k) = \frac{1}{k - m + 1} \sum_{q=m}^k \underline{i}_2(q). \quad (41)$$

Заключительная операция – приведение постоянной составляющей сигнала (41) ко входу заграждающего фильтра, что определяет выходной сигнал как оценку комплекса основной гармоники

$$\hat{I}_m(k) = [\underline{H}_{3\Phi}(0)\underline{H}_{\text{нч}}(0)]^{-1} \underline{i}_3(k),$$

где $\underline{H}_{3\Phi}(0)$ и $\underline{H}_{\text{нч}}(0)$ – значения передаточных характеристик $\underline{H}_{3\Phi}(j\alpha)$ и $\underline{H}_{\text{нч}}(j\alpha)$ двух фильтров на нулевой частоте.

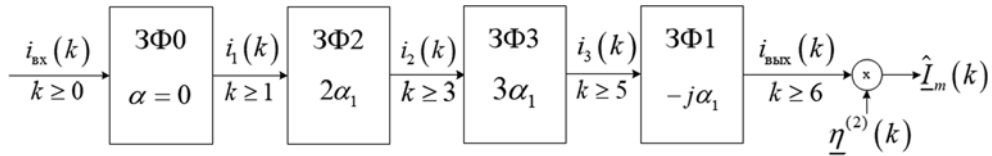


Рис. 7. Фильтр ортогональных составляющих для цифровой обработки тока междуфазного КЗ

Обработка процесса, имеющего аналитическое описание

Воспользуемся числовыми данными формулы трёхфазного КЗ (31), которые приведены в [6]. В относительных единицах $I_0 = 1, I_1 = 2,88, I_2 = 0,88, I_3 = 4, I_4 = 0,76$. Постоянные времени (в секундах) – $\tau_1 = 1,64, \tau_2 = 0,34, \tau_3 = 0,16$, и начальная фаза $\psi = 90^\circ$. Безразмерный коэффициент затухания в дискретном времени связан с постоянной времени интервалом дискретизации $\beta = \Delta t / \tau$.

На рис. 5 приведены результаты обработки тока по формуле (31) многосвязными фильтрами по рис. 3 при $\Delta t = 1$ мс. Выходной сигнал $\underline{I}_m(k)$ представлен в виде годографа на комплексной плоскости, где I – график функции (32), II – выходной сигнал фильтра по рис. 3, а, III – по рис. 3, б. Начальный момент годографа выходного сигнала цифрового фильтра принят равным моменту установления $k_y = m + 1$, а конечный момент у всех годографов один и тот же – окончание первого после КЗ периода основной частоты; в данном случае $N = 20$.

Обработка тока трёхфазного замыкания, моделируемого в среде MATLAB-Simulink

Моделировалось замыкание на выводах синхронного двигателя типа СТД-2000-2 с параметрами: $U_{ном} = 10$ кВ, $\cos \varphi_{ном} = 0,87$, КПД = 96,8%; сверхпереходные, переходные и нормальные реактивные сопротивления статора (в относительных единицах): $X_d'' = 0,133, X_d' = 0,220, X_d = 1,865, X_q'' = 0,102, X_q = 0,622$; постоянные времени (в секундах): $\tau_d'' = 0,047, \tau_{d0}' = 3,2, \tau_a = 0,043$.

График тока КЗ приведён на рис. 6, а, а на рис. 6, б даны результаты его обработки при $\Delta t = 1$ мс. Аналитическое выражение функции $\underline{I}_m(k)$ в данном случае недоступно. На рис. 6, б его заменяет результат спектрального разложения [5] сигнала $i(k)$ на окне наблюдения в 20 мс с выделением затухающей гармоники основной частоты.

Цифровая обработка тока двухфазного КЗ на выводах синхронной электрической машины

Структуры токов трёхфазного и двухфазного КЗ во многом схожи друг с другом за тем лишь исключением, что в последнем присутствуют кратные гармоники, убывающие с ростом их порядка [7]. В токе электромагнитного переходного процесса двухфазного КЗ явно выражены четыре компонента – те же частоты, что и при трёхфазном КЗ,

но с отличающимися коэффициентами, а также третья гармоника

$$i(k) = (I_{11} + I_{12} e^{-\beta_1 k}) \sin(\alpha_1 k + \psi) + (I_{21} + I_{22} e^{-\beta_1 k}) \sin(3\alpha_1 k + \psi) - e^{-\beta_2 k} [I_3 + I_4 \sin(2\alpha_1 k + \psi)]. \quad (42)$$

Структура цифрового фильтра ортогональных составляющих по рис. 3, а должна быть дополнена звеном 3Φ3, подавляющим третью гармонику (рис. 7). Передаточная функция каскадного соединения представляет собой произведение передаточных функций всех четырёх звеньев

$$\underline{H}(z) = H_0(z)H_2(z)H_3(z)\underline{H}_1(z) = (1 - e^{-j\alpha_1}) [1 - (2 \cos 2\alpha_1) e^{-j\alpha_1} + e^{-j2\alpha_1}] \times [1 - (2 \cos 3\alpha_1) e^{-j\alpha_1} + e^{-j2\alpha_1}] (1 - e^{-j2\alpha_1}). \quad (43)$$

Опорный сигнал $\underline{\eta}^{(2)}(k)$ в структуре фильтров ортогональных составляющих по рис. 7 определяется аналогично выражению (35). Для фильтра по рис. 7, порядок которого $m = 6$, время установления $t_y = 7$ мс.

Обработка процесса, имеющего аналитическое описание

Для формулы двухфазного КЗ (42) найдены числовые данные всех коэффициентов. Значения токов (в относительных единицах): $I_{11} = -1,21, I_{12} = -1,17, I_{21} = -0,206, I_{22} = -0,20, I_3 = -2,03,$

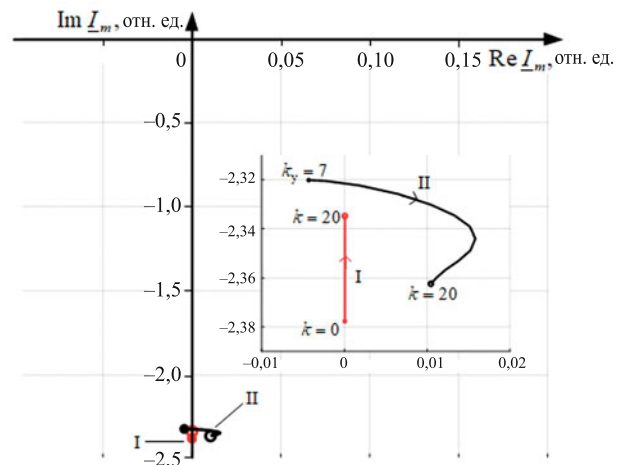


Рис. 8. Годографы комплекса $\underline{I}_m(k)$:

I – основной гармоники; II – основной гармоники на выходе фильтра по рис. 7

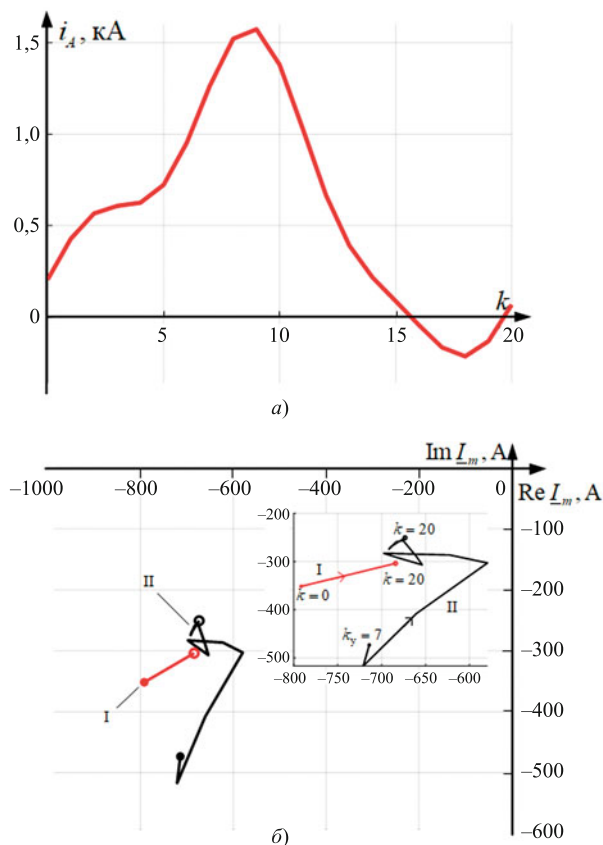


Рис. 9. Ток модели электродвигателя:

a – междуфазное КЗ; *б* – основная гармоника, выделенная путём спектрального разложения (I) или фильтром по рис. 7 (II)

$I_4 = -0,69$; постоянные времени $\tau_1 = 0,508$ с, $\tau_2 = 0,270$ с и начальная фаза $\psi = 90^\circ$. На рис. 8 представлены результаты обработки тока по формуле (42) многозвенным фильтром по рис. 7.

Обработка тока двухфазного замыкания, моделируемого в среде MATLAB-Simulink

Моделировалось междуфазное замыкание фаз *A* и *B* на выводах рассмотренного ранее двигателя. График тока КЗ, протекающего в фазе *A*, приведён на рис. 9, *a*, результаты обработки тока замыкания приведены на рис. 9, *б*. Аналитическое выражение тока рассматриваемого КЗ всё также недоступно, поэтому как и для случая трёхфазного замыкания его заменяет спектральное разложение тока на окне наблюдения в 20 мс.

Выводы

1. Разнообразные компоненты тока переходного процесса в электрической машине изменяются с известными частотами, но с неизвестными затуханиями. В таких условиях задача выделения ортогональных составляющих основной гармоники на малом окне наблюдения решается многозвен-

ной структурой заграждающих фильтров. Элементарное звено – нерекурсивный комплексный фильтр первого порядка, подавляющий экспоненциальную составляющую комплексной частоты. Обязательно присутствие звена, подавляющего одну из сопряжённых мнимых частот сети.

Многозвенная структура фильтров минимального порядка отвечает задаче подавления затухающих компонентов известных частот при том, что сами фильтры рассчитаны на подавление незатухающих сигналов.

2. Структуре фильтра ортогональных составляющих придают общий характер входная операция смещения частот вдоль мнимой оси на величину частоты сети и оконечная операция сглаживания выходного комплексного сигнала.

3. Цифровая обработка имеющих аналитическое описание токов трёхфазных или междуфазных коротких замыканий на выводах синхронной электрической машины при частоте дискретизации 1 кГц свидетельствует о возможности выделения ортогональных составляющих основной гармоники за время в пределах полупериода частоты сети.

Компонентный состав токов моделируемых или реальных процессов неизвестен, что создаёт препятствие оцениванию быстродействия фильтров основного компонента и требует применения спектрального анализа процесса. В итоге анализ таких процессов показывает, что они успешно обрабатываются многозвенным фильтром с увеличенным на 2–3 единицы порядком оконечного фильтра нижних частот.

Список литературы

1. Путин, В. М. Методы, модели и средства обеспечения динамической устойчивости электротехнических систем непрерывных производств [Текст]: автореф. дис. ... д-ра техн. наук / Путин Валерий Михайлович. – М., 2019.
2. Кочетов, И. Д. Распознавание коротких замыканий в подводящих цепях с целью быстрого аварийного включения резерва электропитания [Текст] / И. Д. Кочетов, Ю. Я. Лямец, Ф. А. Макашкин, И. Е. Петряшин // Изв. РАН. Энергетика. – 2021. – № 3. – С. 150 – 160.
3. Иванов, С. В. Оценивание параметров элементарных компонентов электрической величины по малому числу отсчетов [Текст] / С. В. Иванов, Ю. Я. Лямец, Ф. А. Макашкин // Электротехника. – 2020. – № 3. – С. 59 – 67.
4. Дёч, Г. Руководство к практическому применению преобразования Лапласа и Z-преобразования [Текст] / Г. Дёч. – М.: Наука, 1971.
5. Ильин, В. А. Задачи и методы спектрального анализа переходных процессов в электрических сетях [Текст] / В. А. Ильин, Ю. Я. Лямец // Изв. РАН. Энергетика. – 1997. – № 6. – С. 46 – 62.
6. Ульянов, С. А. Электромагнитные переходные процессы в электрических системах [Текст] / С. А. Ульянов. – М.: Энергия, 1964.
7. Важнов, А. И. Переходные процессы в машинах переменного тока [Текст] / А. И. Важнов. – М.: Энергия, 1980.