

УДК 621.316.925

Сопоставление схем расщепления и пассивных фильтров измерительных органов

СУРВИЛО И. К.

Рига

При построении релейных измерительных органов (РИО) устройств релейной защиты и автоматики энергосистем должное внимание уделяется их быстродействию, а при наличии искажений входных величин — уменьшению влияния несинусоидальности.

Для схем сравнения [1] важно снизить пульсацию электрических величин, подводимых к реагирующему элементу (РЭ). этой целью применяют схемы расщепления [1, 2]. При идеальной настроенной схеме расщепления размах пульсации напряжения на выходе трехфазного выпрямителя составляет 14 %. Как показано в [3], сигнал на выходе схемы расщепления устанавливается за время примерно $\frac{3}{4}$ периода промышленной частоты. Хорошее быстродействие при увеличении сигнала обеспечивает также схема со сглаживающим конденсатором, но при уменьшении входного сигнала напряжение на конденсаторе уменьшается недопустимо медленно. Как в РИО со схемой расщепления, так и со сглаживающим конденсатором РЭ фиксирует амплитудное значение, что может привести к недопустимым погрешностям, если форма кривой входного сигнала искажена.

Фильтр нижних частот на выходе однофазного выпрямителя ослабляет влияние гармонических составляющих. Постоянная составляющая на выходе такого фильтра является средним по модулю значением выпрямленного напряжения, и влияние гармонической составляющей в выходном напряжении выпрямителя ослабляется по меньшей мере в число раз, равное номеру гармоники [4].

В статье приводится сравнение по быстродействию схем расщепления (однофазного сигнала в трехфазный) и активно-емкостных пассивных фильтров нижних частот, как наиболее простых, опускаящих перегрузку по входному сигналу.

Простейшие два способа расщепления однофазного сигнала в трехфазный с применением реактивных элементов одного типа (конденсатора или индуктивности) поясняются векторной диаграммой рис. 1.

Первый способ предполагает разложение вектора \vec{OA} при помощи одной ветви на векторы \vec{OC} и \vec{CA} , а при помощи другой ветви — на векторы \vec{OB} и \vec{BA} так, чтобы точки A, B, C были вершинами равностороннего треугольника. При этом $\alpha_1 = \alpha_2 = \pi/6$ [2]. Свободная экспоненциальная составляющая в ветви схемы расщепления затухает с постоянной времени τ [3]. При этом у одной ветви получается большая $\tau_{\max} = 1/\omega \operatorname{tg} \pi/6 = 5,5$ мс, а у другой — меньшая $\tau_{\min} = (\operatorname{tg} \pi/6)/\omega = 1,84$ мс постоянные времени.

Для сравнения с фильтром нижних частот следует принимать τ_{\max} .

Второй способ (рис. 2) предполагает образование равностороннего треугольника OCO' или OBO' . При этом возможно выбрать катеты так, что в расчет принимается τ_{\min} . Однако для сравнения следует использовать эквивалентную постоянную времени $\tau_{\text{ЭК}}$. Сторона треугольника CAB больше OCO' в $\sqrt{3}$ раз, но свободная составляющая в обоих способах одинакова. По первому способу свободная составляющая в ветви составляет 5 % установившегося через $3 \tau_{\min}$ значения, а по второму —

через время $t_{\text{ЭК}}$, определяемое из выражения $\sqrt{3} e^{-\frac{t_{\text{ЭК}}}{\tau_{\min}}} = 0,05$, откуда

$$\tau_{\text{ЭК}} = \frac{\tau_{\min}}{3} \ln \frac{\sqrt{3}}{0,05} = 2,17 \text{ мс.}$$

Скорость появления установившегося значения сигнала на выходе фильтра также возможно характеризовать постоянной времени τ , которая зависит от коэффициента фильтрации $k_\omega = U_{1\omega}/U_{2\omega}$, где $U_{1\omega}, U_{2\omega}$ — напряжения частоты ω на входе и выходе фильтра соответственно.

При сравнении быстродействия значение k_ω должно быть таким, чтобы на выходе размах пульсации был не более чем у схемы расщепления, т. е. 14 %.

При оценке пульсации в расчет следует принимать только вторую гармонику на выходе двухполупериодного выпрямителя, так как более высокие гармоники быстро убывают, а коэффициент фильтрации их увеличивается. На выходе выпрямителя вторая гармоника по отношению к среднему значению составляет 0,667. Размах пульсации равен 14% (как у схемы расщепления), когда амплитуда второй гармоники на выходе фильтра составляет не более 7% среднего значения. При этом $k_\omega \geq 9,5$.

Для однозвенного фильтра (рис. 3, а) $k_\omega = \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$ [5]. Тогда при $k_\omega = 9,5$ для второй гармоники постоянная времени $\tau = 15$ мс. Это значительно больше, чем при использовании любой схемы расщепления.

У двухзвенного фильтра (рис. 3, б) [5]:

$$k'_\omega = \sqrt{(0,394\tau'_1\tau'_2 - 1)^2 + 0,394 \left[\tau'_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) + \tau'_2 \right]^2}; \quad (1)$$

$$\tau_{1,2} = \frac{2\tau'_1\tau'_2}{\tau'_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) + \tau'_2 \mp \sqrt{\left[\tau'_1 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) + \tau'_2 \right]^2 - 4\tau'_1\tau'_2}}, \quad (2)$$

где

$$\tau'_1 = R_1 C_1; \quad \tau'_2 = R_2 C_2. \quad (3)$$

Примем $\tau'_1 = \tau'_2 = 4,55$ мс; $C_2/C_1 = 0,2$; тогда, согласно (1) и (2), $k'_\omega = 9,5$; $\tau_1 = 7,1$ мс; $\tau_2 = 2,92$ мс

Сигнал на выходе двухзвенного фильтра нарастает по закону

$$u_{02}(t) = U_{02} \left[1 + A_1 e^{-\frac{t}{\tau_1}} + A_2 e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right],$$

где U_{02} — среднее по модулю напряжение на выходе фильтра.

При оценке замедления следует принимать во внимание только τ_1 , так как влияние τ_2 мало к моменту приближения сигнала к установившемуся значению. Согласно этому закону, для начального момента времени при условии $u_{02}(0) = 0$, получаем

$$|A_1| = \frac{1}{1 + \left| \frac{A_2}{A_1} \right|}.$$

С учетом $|A_2/A_1| = \tau_2/\tau_1$ для данного конкретного примера $|A_1| = 1,66$. Время t_{95} , через которое сигнал на выходе фильтра будет отличаться на 5% от установившегося значения, определяется из выражения $|A_1| e^{-\frac{t_{95}}{\tau_1}} = 0,05$, откуда

$$\tau_{95} = \frac{t_{95}}{3} = \frac{\tau_1}{3} \ln \frac{|A_1|}{0,05}. \quad (4)$$

Для указанного примера двухзвенного фильтра $\tau_{95} = 8,3$ мс.

Определители схемы трехфазного фильтра (рис. 3, в):

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_1 + \frac{1}{pC_1} & -\frac{1}{pC_1} & 0 \\ -\frac{1}{pC_1} & R_2 + \frac{1}{pC_1} + \frac{1}{pC_2} & -\frac{1}{pC_2} \\ 0 & -\frac{1}{pC_2} & R_3 + \frac{1}{pC_2} + \frac{1}{pC_3} \end{vmatrix}; \quad (5)$$

$$\Delta_3 = \frac{U_1(p)}{p^2 C_1 C_2}. \quad (6)$$

С учетом (5) и (6) получаем формулу для коэффициента фильтрации трехфазного фильтра:

$$k'_\omega = \sqrt{(\omega^2 B - i)^2 + \omega^2 (C - \omega^2 A)^2},$$

Рис. 1. Диаграмма преобразования однофазного сигнала в трехфазный.

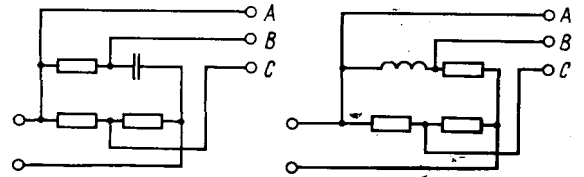
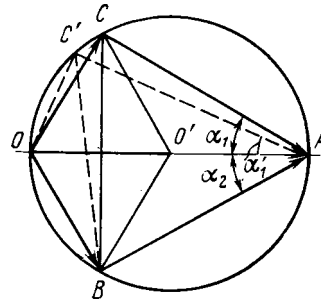


Рис. 2. Схемы расщепления напряжения с малыми постоянными времени: а — с применением конденсатора; б — с применением индуктивности.

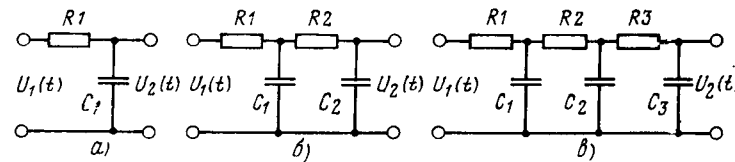


Рис. 3. Схемы фильтров нижних частот: а — однозвенный; б — двухзвенный; в — трехфазный

где

$$A = \tau'_1 \tau'_2 \tau'_3; \quad B = \tau'_1 \left[\tau'_2 \left(1 + \frac{C_3}{C_2} \right) + \tau'_3 \left(1 + \frac{C_2}{C_1} \right) \right] + \tau'_2 \tau'_3;$$

$$C = \tau'_1 \left(1 + \frac{C_2 + C_3}{C_1} \right) + \tau'_2 \left(1 + \frac{C_3}{C_2} \right) + \tau'_3;$$

$\tau'_1; \tau'_2; \tau'_3$ определяются аналогично (3).

Характеристическое уравнение трехфазного фильтра $PA + P^2B + PC = 0$;

Для конкретного фильтра с $\tau'_1 = \tau'_2 = \tau'_3 = 2,8$ мс; $C_2/C_1 = C_3/C_2 = 0,2$ получим $k'_\omega = 9,5$; $p_1 = -0,178$; $p_2 = -0,398$; $p_3 = -0,58$. Тогда $\tau_1 = 5,62$ мс; $\tau_2 = 2,52$ мс; $\tau_3 = 1,72$ мс.

Аналогично для двухзвенного фильтра

$$|A_1| = \frac{1}{1 - \left| \frac{A_2}{A_1} \right| + \left| \frac{A_3}{A_2} \right|}.$$

Численные значения корней p_1, p_2, p_3 определяют соотношения $\left| \frac{A_2}{A_1} \right|, \left| \frac{A_3}{A_2} \right|$ и значение $|A_1| = 2,66$.

Из выражения (4) получаем эквивалентную постоянную времени трехфазного фильтра $\tau_{95} = 7,45$ мс. В примерах двухзвенного и трехзвенного фильтров номиналы элементов выбраны оптимальными с точки зрения быстродействия. Следовательно, пассивный активно-емкостный фильтр по быстродействию хуже схемы расщепления, хотя двухзвенный и в еще большей мере трехзвенный фильтр мало уступает схеме расщепления по другим параметрам.

В схемах рис. 3 предполагается заданным входное напряжение $u_1(t)$, а это значит, что если двухполупериодный выпрямитель подключен к источнику напряжения, то выход выпрямителя должен быть нагружен резистором $R_{н.в.}$, сопротивление кото-

рого в 3—10 раз меньше сопротивления RI фильтра. Если выпрямитель подключен к источнику тока, то резистор RI и конденсатор C_1 фильтра соединяются параллельно и подключаются к выходу выпрямителя.

Для преобразователя со схемой расщепления отклонение параметров элементов схемы сказывается сильнее, чем для фильтра. Пусть, например, параметр элемента, определяющего вектор ОС (рис. 1), меньше на 10 % расчетного. Тогда размах пульсации напряжения составит 18,5 %.

Если у рассмотренного двухзвенного фильтра значение τ_1 уменьшить на 10 %, т. е. принять $\tau_1 = 4,1$ мс. то по формуле (1) $k_\omega = 8,67$. Вторая гармоника на выходе фильтра при этом равна 0,077, а размах пульсации — 15,4 %. Для схемы расщепления пульсации увеличилась в 1,32 раза, для фильтра — в 1,1 раза.

Таким образом, недостатком пассивного активно-емкостного фильтра нижних частот является несколько меньшее быстродей-

ствие. По остальным показателям он не уступает или превосходит схему расщепления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Фабрикант В. Л. Основы теории построения измерительных органов релейной защиты и автоматики. — М.: Высшая школа, 1968.
2. Фабрикант В. Л., Глухов В. П., Паперно Л. Б. Элементы устройств релейной защиты и автоматики энергосистем и их проектирование. — М.: Высшая школа, 1974.
3. Дорогунцев В. Г., Сараев Г. М. Быстродействие измерительных органов дистанционной защиты линии. — Изв. вузов. Электромеханика, 1975, № 7.
4. Лисовский В. К. Параметр регулирования напряжения при несинусоидальной форме напряжения в распределительной сети. — В кн.: Регулирование напряжения в электрических сетях. — М.: Энергия, 1968.
5. Сурвило И. К. Преобразователь релейного измерительного органа тока. — Электрические станции, 1979, № 11. [22.10.82]