

# Влияние входного фильтра

## на характеристики импульсных преобразователей постоянного напряжения

**В статье с помощью линеаризованной малосигнальной модели рассматривается влияние входных фильтров нижних частот на характеристики импульсных преобразователей постоянного тока (конвертеров). Получены аналитические выражения передаточной функции и выходного напряжения, которые позволяют построить графики Боде и оценить степень воздействия фильтра.**

**Норик Петросян,**  
д. т. н., профессор

v-khotanan@yandex.ru

Известно, что почти всем преобразователям (конвертерам) большой мощности, работающих в ключевых режимах, требуются входные фильтры, так как из-за импульсного характера входного тока на входе этих преобразователей возникают высокочастотные помехи, способные оказывать существенное влияние на питающую сеть и на работу преобразователя. Использование фильтров помогает демпфировать и отфильтровать помехи, присутствующие в питающей сети, а также защищать преобразователь и его нагрузку от переходных процессов и тем самым повышать надежность системы [1, 2].

Цель статьи — выяснить степень влияния входного фильтра нижних частот на динамику конвертера и определить пути снижения отрицательного воздействия этих фильтров.

На рис. 1 показана упрощенная силовая схема типового понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН) и форма входного тока. Как видно на рис. 1б, входной ток преобразователя  $i_g(t)$  имеет импульсный характер (большинство ИППН имеют схожую форму). Согласно ряду Фурье ток  $i_g(t)$  содержит высшие гармоники, кратные частоте переключения преобразователя  $f_s$ , что можно представить следующим образом [3]:

$$i_g(t) = DI + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2I}{k\pi} \sin(k\pi D) \cos(k\omega t). \quad (1)$$

В практике на величину гармоник высших порядков могут существенно влиять текущие всплески, вызванные обратным восстановлением диода и коммутационными переключаящими процессами силовых ключей.

Высокие гармоники, изменяющиеся в широком диапазоне частот, являются электромагнитными помехами (ЭМП), и при совместном использовании силовой шины данные помехи способны воздействовать на теле-, радио и другие типы оборудования, подключенные к той же шине, и срывать их работу. Подобные ситуации требуют контроля и уменьшения таких ЭМП предпочтительно на стадии проектирования [4, 5].

Использование LC-фильтра нижних частот на входе ИППН (рис. 2) позволяет (при соответствующем выборе параметров) изменить импульсный характер входного тока на непрерывную  $i_m(t)$  (рис. 2б).

Если передаточная функция фильтра  $H(s) = i_m/i_g$ , то входной ток преобразователя можно представить в виде ряда Фурье:

$$i_m(t) = H(0)DI + \sum_{k=1}^{\infty} \|H(kj\omega)\| \frac{2I}{k\pi} \times \sin(k\pi D) \cos(k\omega t + \varphi_H(kj\omega)), \quad (2)$$

где  $\varphi_H(kj\omega) = \angle H(kj\omega)$ ;  $D$  — коэффициент регулирования ( $0 \leq D \leq 1$ ).

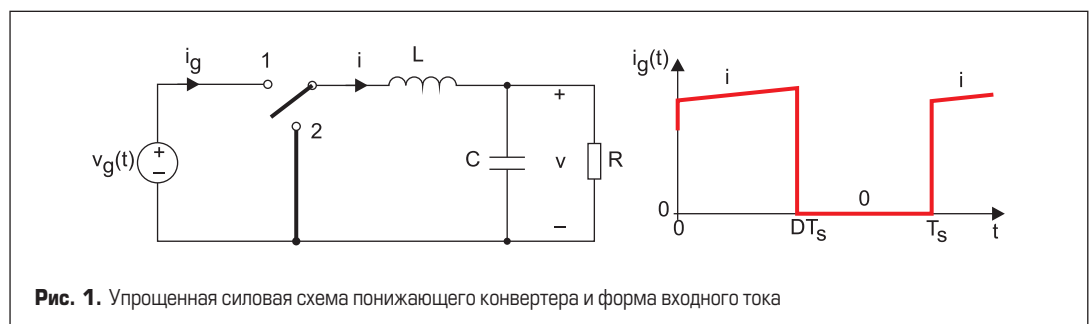


Рис. 1. Упрощенная силовая схема понижающего конвертера и форма входного тока

Можно сказать, что каждая гармоника тока, зависящая от угловой частоты ( $k\omega$ ), ослабляется с помощью фильтра на величину передаточной функции фильтра  $\|H(kj\omega)\|$ .

Для повышения надежности системы и обеспечения нормальной работы преобразователя необходимо выбирать параметры входного фильтра так, чтобы резонансные явления затухали, поскольку на вход схемы попадают помехи, способные возбуждать резонансные токи или напряжения внутри фильтра или преобразователя. Для этого воспользуемся малосигнальными трансформаторными моделями анализируемых схем [1, 6].

Малосигнальные трансформаторные модели схем рис. 1 и 2 показаны на рис. 3а и б соответственно.

Вследствие присутствия входного фильтра переходный процесс хорошо затухает во всем рабочем диапазоне. Параметры фильтра таковы, что выходной импеданс фильтра достаточно мал в широком диапазоне частот.

Передаточная функция от входной линии к выходу ( $G_{vg}$ ), или аудиовосприимчивость, достаточно мала, так что выходное напряжение остается регулируемым, несмотря на маленькие колебания  $\hat{v}_g(s)$  напряжения  $v_g(t)$  [2, 7].

Однако, несмотря на все положительные стороны использования входных низкочастотных фильтров, эти фильтры воздействуют на динамические характеристики преобразователя. Отклик переходного процесса модифицируется, и система управления даже может стать нестабильной. В некоторых частотных диапазонах выходное сопротивление способно возрастать при вероятных резонансных явлениях [2, 8, 9].

Эффект воздействия входного фильтра на динамику преобразователя заключается в снижении быстродействия работы регулятора. Из эквивалентной схемы рис. 3б видно, что передаточная функция  $G_{vg}$  и выходной импеданс преобразователя  $Z_{vg}$  существенно

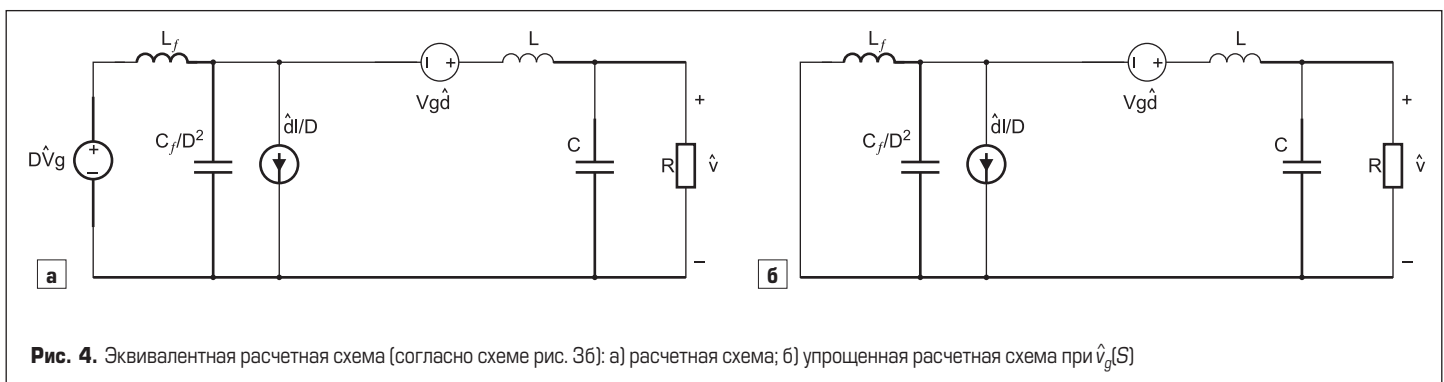
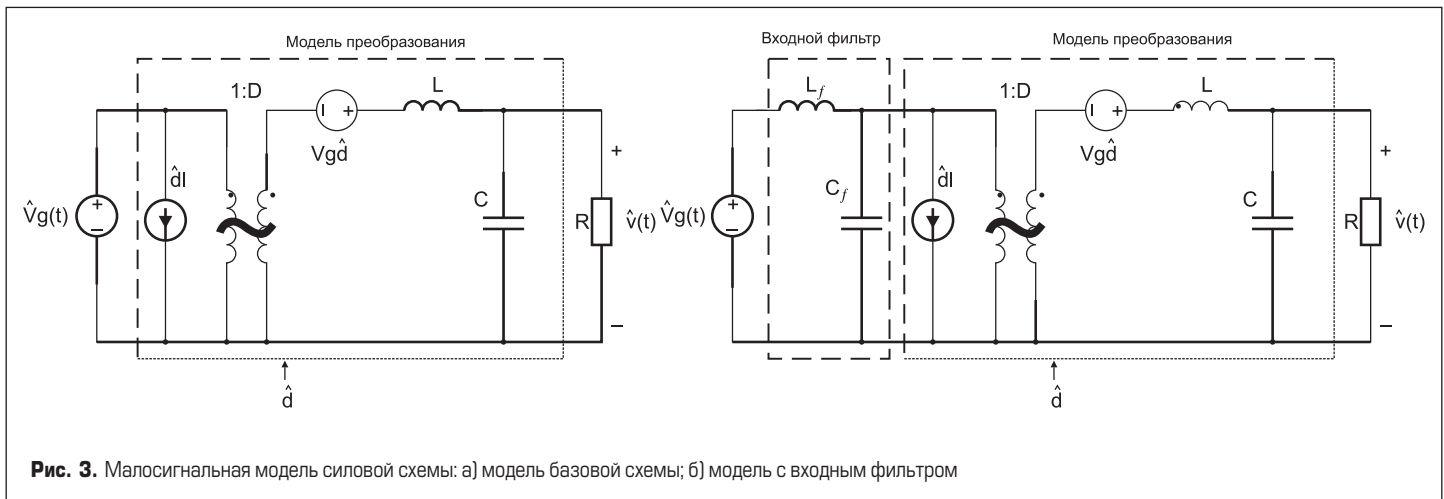
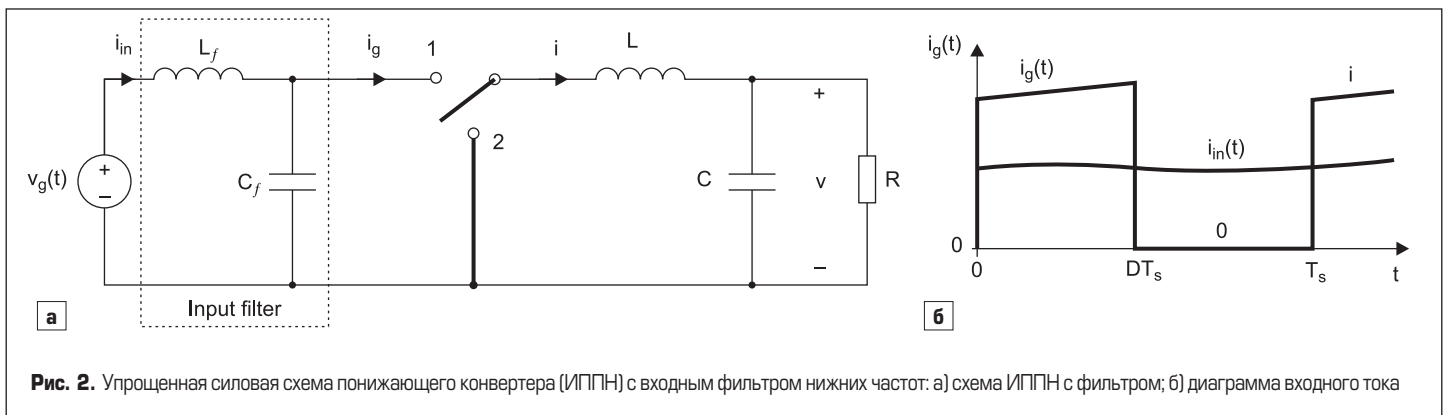
меняются при дополнении ИППН входным фильтром.

На рис. 3а приведена малосигнальная модель силовой базовой схемы без фильтра, а на рис. 3б — модель схемы с входным фильтром. С помощью этих схем рассмотрим, насколько влияет входной фильтр на характеристики преобразователя, в частности на АЧХ и ФЧХ. Переводя первичные параметры к вторичной цепи трансформатора из схемы рис. 3б, получим эквивалентные расчетные схемы рис. 4а, б.

Передаточная выходная характеристика по малосигнальному анализу определяется следующим выражением [2, 4]:

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_g(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_g(s)=0}, \quad (3)$$

где  $\hat{d}$  — это малое приращение коэффициента регулирования  $D(\hat{d} \ll D)$ .



С учетом, что при определении передаточной характеристики принимается напряжение  $\hat{v}_g(s) = 0$ , получим упрощенную расчетную схему (рис. 4б).

Из расчетной схемы методом суперпозиции определим передаточную выходную характеристику  $G_{vd}(s)$ .

Сначала допустим, что генератор напряжения  $V_g \hat{d} = 0$ , с учетом этого из схемы рис. 5 выходное напряжение  $\hat{v}_g(s)$  определяется следующим выражением:

$$\hat{v}(s) = \frac{-I \hat{d} (x_{Lf} \parallel x_{Cf})(x_C \parallel R)}{D(x_{Lf} \parallel x_{Cf}) + x_L + (x_C \parallel R)} \quad (4)$$

Примем во внимание, что ток  $I$  определяется выражением, приведенным в работе[2]:

$$I = \frac{-D}{(1-D)^2 R} V_g \quad (5)$$

тогда из (4) и (5) получим:

$$\hat{v}(s) = \frac{-V_g \hat{d} (x_{Lf} \parallel x_{Cf})(x_C \parallel R)}{(1-D)^2 R(x_{Lf} \parallel x_{Cf}) + x_L + (x_C \parallel R)} \quad (6)$$

Во втором случае считается, что источник тока  $I \hat{d} = 0$ , с учетом этого из схемы рис. 3 получим:

$$\hat{v}(s) = \frac{-V_g \hat{d} (x_C \parallel R)}{(x_{Lf} \parallel x_{Cf}) + x_L + (x_C \parallel R)} \quad (7)$$

Просуммировав (6) и (7) и разделив результат на  $\hat{d}$ , получим выражение для  $G_{vd}(s)$  в следующем виде:

$$G_{vd}|_{\hat{v}_g=0} = \left( \frac{(x_{Lf} \parallel x_{Cf}) \times (x_C \parallel R)}{(1-D)^2 R} + (x_C \parallel R) \right) \frac{V_g}{(x_{Lf} \parallel x_{Cf}) + x_L + (x_C \parallel R)} \quad (8)$$

Преобразуя (8), окончательно для  $G_{vd}(s)$  получим (9), где  $k = 1/(1-D)^2$ .

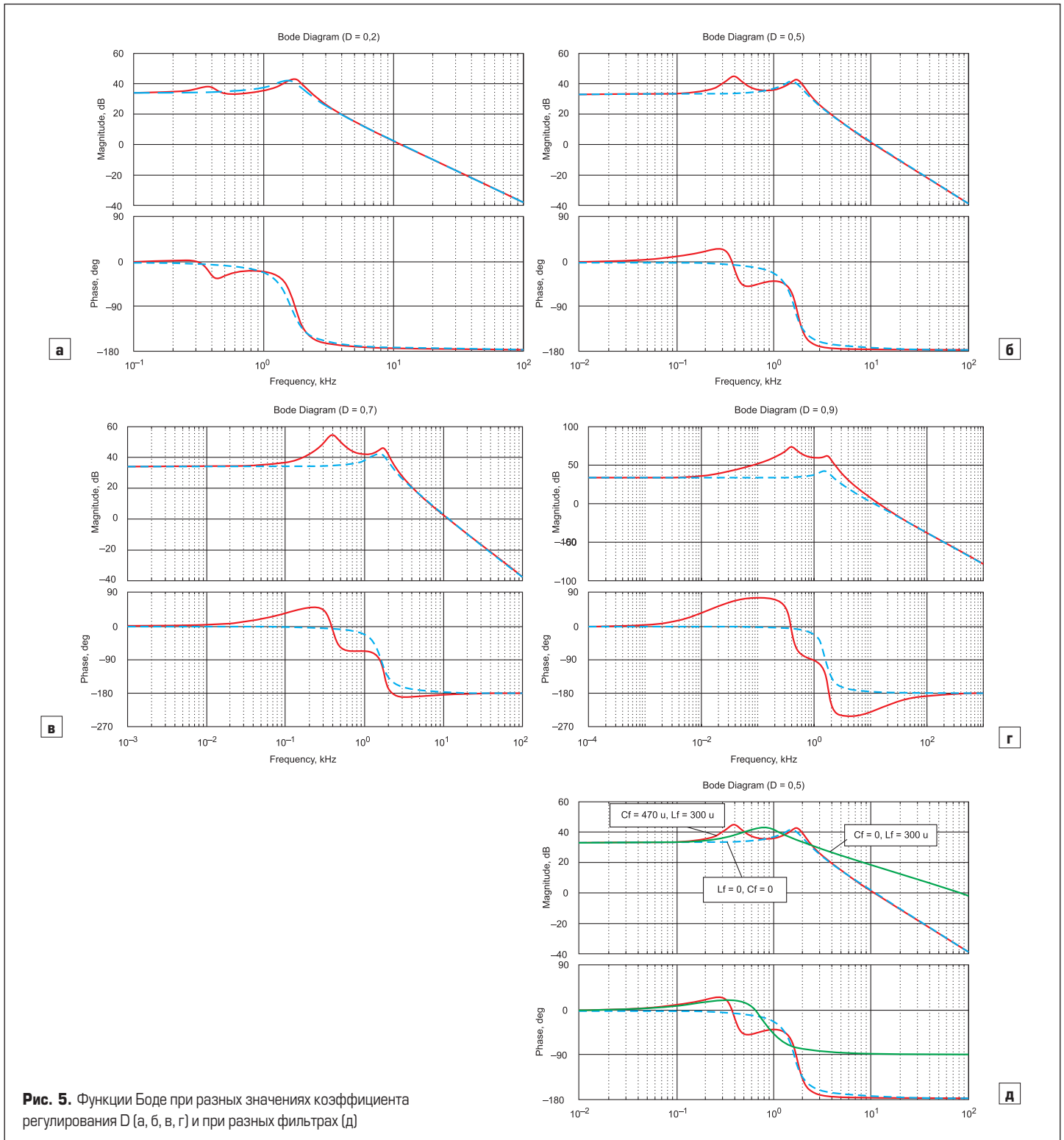


Рис. 5. Функции Бодэ при разных значениях коэффициента регулирования D (а, б, в, г) и при разных фильтрах (д)

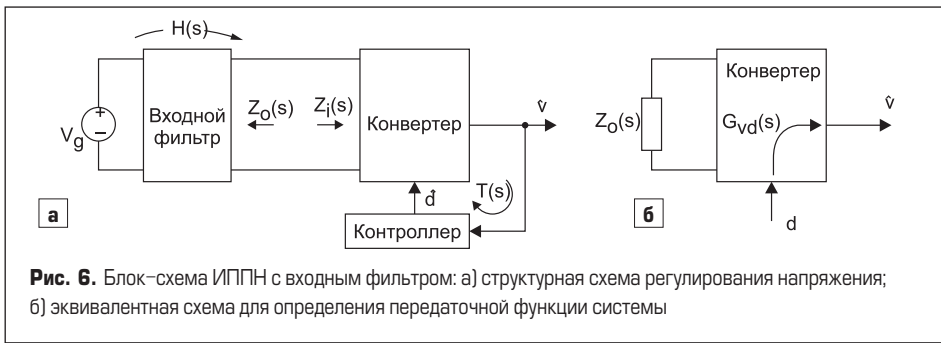


Рис. 6. Блок-схема ИППН с входным фильтром: а) структурная схема регулирования напряжения; б) эквивалентная схема для определения передаточной функции системы

$$G_{vd}|_{\hat{v}_g=0} = \frac{s^2 RC_f L_f + s C_f k + R}{s^4 RLCC_f L_f + s^3 LC_f L_f + (RLC + RCL_f + RC_f L_f)s^2 + s(L + L_f) + R} V_g \quad (9)$$

Как видно из (9), подключение фильтра на входе схемы существенно осложняет вид передаточной функции.

Для того чтобы показать, насколько изменяется вид передаточной функции  $G_{vd}(s)$  при подключении на входе конвертера LC-фильтра, рассмотрим пример схемы рис. 2 в следующих параметрах:

$$R = 2,5 \text{ Ом}, L = 100 \text{ мкГн}, C = 100 \text{ мкФ}, \\ L_f = 300 \text{ мкГн}, C_f = 470 \text{ мкФ}, V_g = 80 \text{ В}.$$

Согласно выражению (9) получены функции Боде при разных значениях коэффициента регулирования  $D$  (рис. 5а, б, в, г) и при разных фильтрах (рис. 5д).

Как видно из графических зависимостей рис. 5, влияние входного фильтра при больших значениях коэффициента рабочего цикла  $D$  значительно, а при использовании чисто индуктивного фильтра резонансная частота смещается влево, в более низкочастотную сторону, но при этом ФЧХ во всех случаях меняет свой знак, когда на входе ИППН подключен фильтр, что, конечно, является недостатком. Поэтому при проектировании таких преобразователей необходимо выбирать параметры входного фильтра максимально оптимально.

Вышеприведенный процесс определения передаточной функции  $G_{vd}(s)$  довольно трудоемкий, а потому для определения передаточной функции ИППН с входным фильтром можно воспользоваться методикой, приведенной в работе [3], — теоремой экстра-элемента.

Для этого воспользуемся блок-схемой ИППН с входным фильтром, показанной на рис. 6. Для определения передаточной функции  $G_{vd}(s)$  здесь также принимается  $\hat{v}_g(s) = 0$  и по схеме рис. 6а воздействие входного фильтра учитывается с помощью выходного сопротивления фильтра  $Z_0(s)$ , который и принимается в качестве дополнительного (экстра) элемента.

Теорема экстра-элемента позволяет определить влияние отдельно взятого блока или элемента (в данном случае — входного фильтра) на характеристики преобразователя, в частности на АЧХ и ФЧХ.

Согласно этой теореме передаточную функцию можно определить по выражению:

$$G_{vd}(s) = (G_{vd}(s))|_{Z(s)=0} \frac{1 + \frac{Z_0(s)}{Z_N(s)}}{1 + \frac{Z_0(s)}{Z_D(s)}}, \quad (10)$$

где  $G_{vd}(s)|_{Z(s)=0}$  — это оригинал передаточной функции при отсутствии входного фильтра, ве-

личина  $Z_D(s)$  равна входному импедансу  $Z_i(s)$  преобразователя при условии, что  $\hat{d}(s)$  равно нулю:

$$Z_D(s) = Z_i(s)|_{\hat{d}(s)=0}, \quad (11)$$

величина  $Z_N(s)$  равна входному импедансу  $Z_i(s)$  преобразователя при условии, что контроллер (система управления, СУ) обратной связи на рис. 6б работает идеально, другими словами, СУ меняет  $\hat{d}(s)$  по мере необходимости, чтобы поддерживать  $\hat{v}(s)$  равным нулю:

$$Z_N(s) = Z_i(s)|_{\hat{v}(s)=0}. \quad (12)$$

Выражения для  $Z_D(s)$  и  $Z_N(s)$  можно легко получить из схемы рис. 3.

Уравнение (9) связывает передаточную функцию с выходным импедансом  $Z_0$  входного фильтра, а также с величинами  $Z_N(s)$  и  $Z_D(s)$ , измеренными во входной цепи питания преобразователя. Величина  $Z_D(s)$  совпадает с входным импедансом преобразователя с разомкнутым контуром обратной связи.

Как было сказано выше, величина  $Z_N(s)$  равна входному импедансу  $Z_i(s)$  преобразователя при условии, что контроллер обратной связи на рис. 6а работает идеально, то есть поддерживает  $\hat{v}(s)$  равным нулю.

Следовательно,  $Z_N(s)$  совпадает с импедансом, который будет измеряться на входных клеммах преобразователя, если обратная связь идеальна и петля обратной связи регулирует выходное напряжение конвертера. Разумеется, уравнение (9) справедливо независимо от того, присутствует система управления или нет.

Используя формулу (9), посмотрим, при каких условиях влияние входного фильтра будет минимальным.

Уравнение (9) показывает, что добавление входного фильтра приводит к тому, что передаточная функция управления на входе может быть изменена фактором  $\delta$ :

$$\delta = \frac{1 + \frac{Z_0(s)}{Z_N(s)}}{1 + \frac{Z_0(s)}{Z_D(s)}}, \quad (13)$$

который называется фактором коррекции. Если нижеследующие неравенства имеют место:

$$\|Z_0(s)\| \ll \|Z_D(s)\| \\ \|Z_0(s)\| \ll \|Z_N(s)\|, \quad (14)$$

то амплитуда поправочного коэффициента  $\delta$  составляет приблизительно единицу ( $\delta \approx 1$ ), а входной фильтр существенно не влияет передаточную функцию управления.

Неравенства (14) ограничивают максимально допустимый выходной импеданс входного фильтра, что следует учесть при проектировании ИППН с входным фильтром.

### Выводы

1. Для уменьшения электромагнитных помех, возникающих на входе ИППН из-за коммутационных процессов как в преобразователе, так и в других нагрузках, питаемых от той же сети, требуются входные фильтры нижних частот.
2. Использование входных фильтров существенно влияет на динамические процессы преобразователя, а также усложняет вид передаточной функции преобразователя.
3. Полученные графики функции Боде показывают, что в схемах ИППН возникают резонансные явления, которые изменяют частотные характеристики преобразователя.
4. При большом входном и весьма малом выходном импедансе фильтра воздействие на динамику преобразователя будет минимальным.

### Литература

1. Ericson R. W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics. Springer Science & Business Media, 2007.
2. Middlebrook R. D., Guk S. A General Unified Approach to Modeling Switching-Converter Power Stages // International Journal of Electronics. 1977. Vol. 42. No. 6.
3. Vorperian V. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch: Part I and II // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1990. Vol. 26. No. 3.
4. Бегоян К. В., Гаспарян О. Н. Определение передаточной функции понижающего преобразователя постоянного напряжения в режиме непрерывных токов // Вестник Национального политехнического университета Армении. 2015. № 2.
5. Wester G. W., Middlebrook R. D. Low-Frequency Characterization of bSwitched Dc-Dc Converters // IEEE Transaction an Aerospace and Electronic Systems. 1973. Vol. AES-9.
6. Krein P. T., Bentsman J., Bass R. M., Lesteurte B. C. On the Use of Averaging for the Analysis of Power Electronic Systems // IEEE Transactions on Power Electronics. 1990. Vol. 5. No. 2.
7. Erich S., Polivka W. Input Filter Design for Current-Programmed Regulators. IEEE Applied Power Electronics Conference, 1990 Proceedings, March 1990.
8. Yuan F., Chen D. Y., Wu Y., Chen Y. A procedure for Designing EMI Filters for Ac Line Applications // IEEE Transactions on Power Electronics. 1996. Vol. 11. No. 1.
9. Kelkar S., Lee F. A Novel Input Filter Compensation Scheme for Switching Regulators. Power Electronics Specialists Conference. Record, 1982.