

УДК 621.314.1

А.И. Чуб, аспирант

Таллиннский технический университет, Институт электротехники, г. Таллинн, Эстония,
e-mail: andrii.chub@iee.org

МОДЕЛЬ ДВУХТАКТНОГО КВАЗИ-ИМПЕДАНСНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ МАЛОГО СИГНАЛА

Рассмотрен двухтактный квази-импедансный преобразователь. Произведена линеаризация по методу усреднения в пространстве состояний. Составлено матричное выражение, описывающее в p -области поведение преобразователя для малого сигнала. Аналитически получены передаточные функции, которые можно использовать для синтеза замкнутой системы. Библ. 9, рис. 4.

Ключевые слова: квази-импедансный преобразователь, модель малого сигнала.

Розглянутий двохтактний квазі-імпедансний перетворювач. Проведена лінеаризація за методом усереднення в просторі станів. Складений матричний вираз, що описує в p -області поведінку перетворювача для малого сигналу. Аналітично отримані передавальні функції, котрі можна використовувати для синтезу замкнутої системи керування. Бібл. 9, рис. 4.

Ключові слова: квазі-імпедансний перетворювач, модель малого сигналу.

Введение

За последние годы наблюдается резкий рост количества энергии, генерируемой возобновляемыми источниками энергии (ВИЭ). На протяжении 2012 года в мире мощность ветряных и фотоэлектрических установок выросла с 238 ГВт и 71 ГВт до 283 ГВт и 100 ГВт, соответственно, [6]. Генерирующие установки для этих двух источников возобновляемой энергии содержат в себе различные модули силовой электроники.

Квази-импедансные преобразователи (КИП) были предложены в 2008 году. Инверторы с квази-импедансным (КИ) звеном хорошо зарекомендовали себя в системах преобразовательной техники для ВИЭ благодаря возможности обеспечивать непрерывный входной ток, уменьшенному количеству этапов преобразования и повышенной помехоустойчивости [1]. КИП используются: для интеграции фотоэлектрических преобразователей с сетью [9] и как интерфейсные преобразователи для топливных элементов [7]. Двухтактный КИП, предложенный в [8], можно применить для согласования малых ветровых турбин (ВТ) на базе синхронного генератора с постоянными магнитами (СГПМ) и сетевого инвертора [2].

Двухтактный КИП обладает широким диапазоном регулирования и непрерывным входным током [8]. При работе от ВТ на базе СГПМ данный КИП должен обеспечивать стабильное выходное напряжение в широком диапазоне изменений выпрямленного напряжения ВТ, учитывая его переменную частоту пульсаций. Ранее анализ двухтактного КИП для малого сигнала не производился. Он позволит оценить его динамику и произвести синтез регулятора. Мало-сигнальный анализ других КИП показал, что их динамика сильно зависит от диапазона изменений входного напряжения и мощности [4]. Также передаточная функция преобразователя может иметь нули в правой полуплоскости, что накладывает ограничения при проектировании регулятора замкнутой системы управления [5].

Для анализа импульсных преобразователей на малом сигнале принято использовать метод усреднения в пространстве состояний [3]. Он оперирует со средними значениями токов и напряжений. Средняя линеаризованная модель преобразователя, полученная по этому методу, описывает поведение преобразователя при малых изменениях входных величин и управляющего сигнала.

Целью статьи является построение модели двухтактного КИП для малого сигнала.

Основная часть

Принцип действия двухтактного КИП показан на рис. 1. Схема, показанная на рис. 1 а, была получена от одно-ключевого КИП путем замены дискретных индуктивностей на связанную индуктивность. Преобразователь можно разделить на два плеча с КИ-звеньями. Каждое КИ-звено содержит два конденсатора и один трансформатор. Входная и выходная части гальванически развязаны через трансформаторы TR_1 и TR_2 . Индуктивности намагничивания трансформаторов и конденсаторы в КИ-звеньях служат элементами хранения энергии. Два плеча преобразователя объединены вторичными

обмотками трансформаторов. Результирующее напряжение V_S подается на мостовой выпрямитель $D_3...D_6$. Выпрямленное напряжение сглаживается фильтром L_f, C_f . Нагрузкой является сопротивление R_0 . Первичные обмотки трансформаторов содержат N_{12} витков, а вторичные – N_3 витков. Простейшая система управления содержит генератор пилообразного напряжения G и два компаратора. На вход системы управления подается величина D_A , которая равна суммарной относительной длительности включения обоих транзисторов. Введем еще одну величину для удобства анализа: $D_0 = 1 - D_A$.

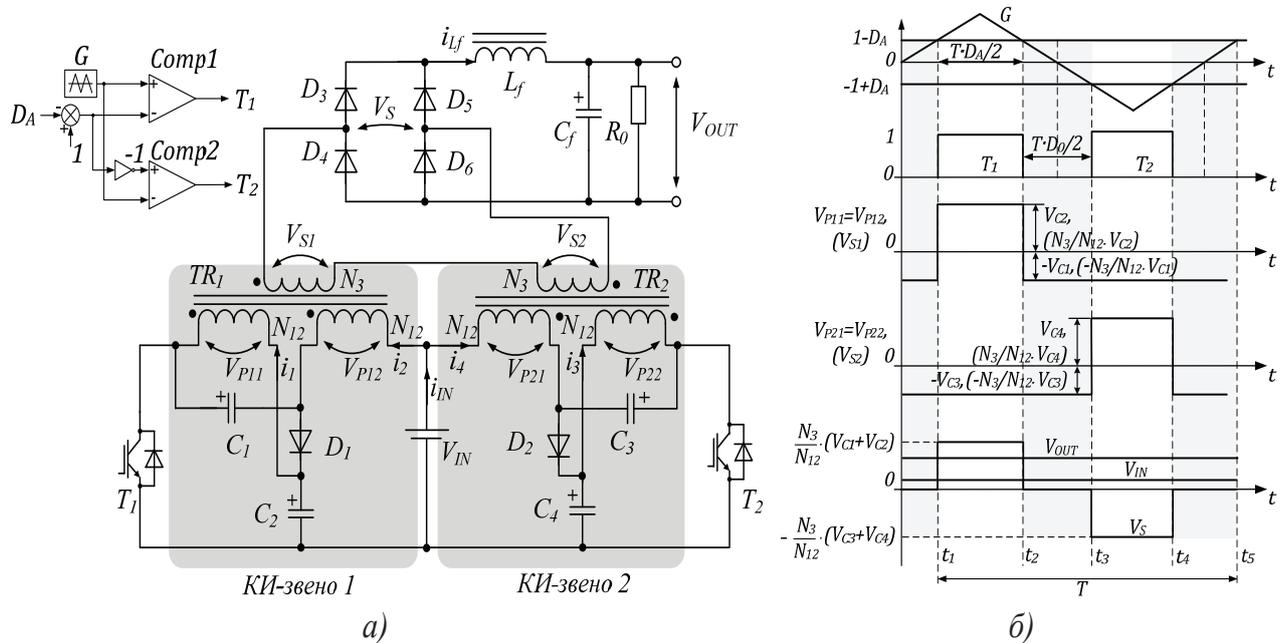


Рис. 1

Период коммутации преобразователя T можно разбить на 4 интервала:

- 1) $t_1 - t_2$: на протяжении времени $T \cdot D_A / 2$ включен транзистор T_1 , T_2 выключен, проводят диоды D_4, D_5 ;
- 2) $t_2 - t_3$: на протяжении времени $T \cdot D_0 / 2$ оба транзистора выключены, через диоды D_4, D_5 протекает ток индуктора выходного фильтра;
- 3) $t_3 - t_4$: на протяжении времени $T \cdot D_A / 2$ включен транзистор T_2 , T_1 выключен, проводят диоды D_3, D_6 ;
- 4) $t_4 - t_5$: на протяжении времени $T \cdot D_0 / 2$ оба транзистора выключены, через диоды D_3, D_6 протекает ток индуктора выходного фильтра.

На рис. 1 б показаны подробные графики работы системы управления и преобразователя. Очевидно, что частота пульсаций выпрямленного напряжения вдвое выше частоты коммутации КИП.

Метод усреднения в пространстве состояний применяется для анализа устойчивости ШИМ-преобразователей [3]. Период работы преобразователя был ранее разбит на интервалы, на которых он замещается линейной схемой. На i -м интервале его работу описывает система уравнений:

$$\begin{cases} \mathbf{K} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_i \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) = \mathbf{C}_i \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_i \mathbf{u}(t) \end{cases}, \quad (1)$$

где $\mathbf{K}, \mathbf{A}_i, \mathbf{B}_i, \mathbf{C}_i, \mathbf{E}_i$ – матрицы коэффициентов на i -м интервале; $\mathbf{x}(t)$ – вектор состояний; $\mathbf{u}(t)$ – вектор входных переменных; $\mathbf{y}(t)$ – вектор выходных переменных. Здесь и далее жирным шрифтом выделены матрицы и векторы. В качестве состояний принято выбирать минимальный набор из напряжений на емкостях и токов в индуктивностях, которые полностью описывают систему. В нашем случае это напряжения на емкостях C_2, C_4 , токи намагничивания трансформаторов i_{LM1} и i_{LM2} , ток индуктора L_f и напряжение на емкости C_f . В качестве выходных величин модели взяты входной ток и выходное напряжение. Примем номиналы КИ-емкостей равными: $C_1=C_2=C_3=C_4=C$.

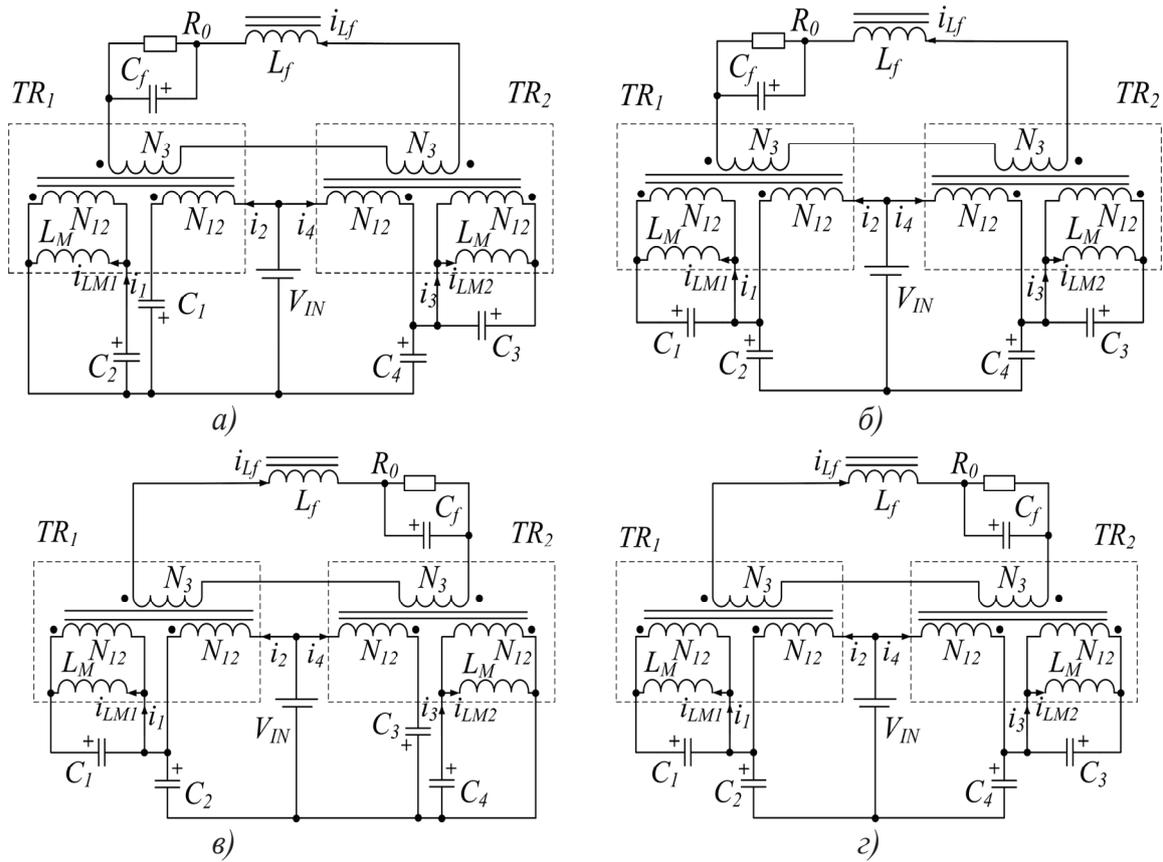


Рис. 2

На рис. 1 а – 1 г изображены эквивалентные схемы замещения для интервалов 1–4, соответственно. Примем следующие допущения: токи в обмотках трансформаторов непрерывны, т.е. ток индуктора выходного фильтра также непрерывен. Трансформаторы были замещены простейшей линейной эквивалентной схемой, которая учитывает только индуктивность намагничивания L_M . Нагрузка считается статичной и представлена сопротивлением R_0 .

Из сказанного выше, может записать следующие определения:

$$\mathbf{x}^T(t) = [v_{C2}(t) \quad v_{C4}(t) \quad i_{LM1}(t) \quad i_{LM2}(t) \quad i_{Lf}(t) \quad v_{Cf}(t)]; \quad \mathbf{u}(t) = [v_{in}(t)]; \quad \mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{in}(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix}.$$

На всех интервалах несколько матриц остаются постоянными:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{K} = \begin{bmatrix} C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & C & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_M & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_M & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & C_f \end{bmatrix} \quad (2)$$

На интервале $t_1 - t_2$ преобразователь описывают следующие матрицы:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{2} & 0 & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{N3}{N12} & \frac{N3}{N12} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ \frac{N3}{N12} \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3)

Для интервала $t_2 - t_3$ можем записать:

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{N3}{2N12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{N3}{N12} & \frac{N3}{N12} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(4)

Для интервала $t_3 - t_4$ можем записать:

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{N3}{N12} & \frac{N3}{N12} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \frac{N3}{N12} \\ 0 \end{bmatrix}$$

(5)

Для последнего интервала $t_4 - t_5$ запишем:

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & -\frac{N3}{2N12} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{2} & \frac{N3}{2N12} & 0 \\ -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{N3}{N12} & -\frac{N3}{N12} & 0 & 0 & 0 & -1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -\frac{1}{R_0} \end{bmatrix}; \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(6)

Далее проводится усреднение системы уравнений по периоду работы преобразователя. Усредненная модель описывается системой уравнений в матричной форме:

$$\begin{cases} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_T}{dt} = \mathbf{A}_{av} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T + \mathbf{B}_{av} \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{C}_{av} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T + \mathbf{E}_{av} \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T \end{cases} \quad (7)$$

где \mathbf{A}_{av} , \mathbf{B}_{av} , \mathbf{C}_{av} и \mathbf{E}_{av} – усредненные матрицы коэффициентов, описывающие поведение преобразователя в усредненных величинах. Здесь и далее угловые скобки $\langle \rangle_T$ означают усреднение величины по периоду коммутации T . Распишем подробнее, чему равны усредненные матрицы:

$$\begin{cases} \mathbf{A}_{av} = \frac{\langle d_a(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_1 + \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_3) + \frac{\langle d_0(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_2 + \mathbf{K}^{-1} \mathbf{A}_4) = \frac{\langle d_a(t) \rangle_T}{2} \mathbf{A}_\alpha + \frac{\langle d_0(t) \rangle_T}{2} \mathbf{A}_\beta; \\ \mathbf{B}_{av} = \frac{\langle d_a(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_1 + \mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_3) + \frac{\langle d_0(t) \rangle_T}{2} (\mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_2 + \mathbf{K}^{-1} \mathbf{B}_4) = \frac{\langle d_a(t) \rangle_T}{2} \mathbf{B}_\alpha + \frac{\langle d_0(t) \rangle_T}{2} \mathbf{B}_\beta; \\ \mathbf{A}_\alpha = \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{A}_1 + \mathbf{A}_3); \mathbf{A}_\beta = \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_4); \mathbf{B}_\alpha = \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{B}_1 + \mathbf{B}_3); \mathbf{B}_\beta = \mathbf{K}^{-1} (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_4); \\ \mathbf{C}_{av} = \mathbf{C}; \mathbf{E}_{av} = \mathbf{0}; \langle d_a(t) \rangle_T + \langle d_0(t) \rangle_T = 1. \end{cases} \quad (8)$$

Простейшей проверкой полученной системы является решение усредненной системы для установившегося режима. В установившемся режиме производная усредненных состояний равна нулю, а сами усредненные состояния, входные и выходные величины постоянны:

$$\frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_T}{dt} = 0; \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T = \mathbf{X}; \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T = \mathbf{U}; \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{Y}; \langle d_a(t) \rangle_T = D_A; \langle d_0(t) \rangle_T = D_0 = 1 - D_A.$$

Для этого решим следующую систему уравнений (9).

$$\begin{cases} \mathbf{0} = \mathbf{A}_{av} \mathbf{X} + \mathbf{B}_{av} \mathbf{U}; \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}_{av} \mathbf{X} + \mathbf{E}_{av} \mathbf{U}. \end{cases} \quad (9)$$

Были получены следующие выражения для средних значений напряжений и токов в установившемся режиме (вектор \mathbf{X}):

$$\begin{cases} V_{C2} = V_{C4} = \frac{V_{IN}(2 - D_A)}{2 \cdot (1 - D_A)}; I_{LM1} = I_{LM2} = \left(\frac{N_3}{N_{12}} \cdot \frac{D_A}{1 - D_A} \right)^2 \frac{V_{IN}}{R_0}; \\ I_{Lf} = \frac{N_3}{N_{12}} \cdot \frac{D_A}{1 - D_A} \frac{V_{IN}}{R_0}; V_{Cf} = \frac{N_3}{N_{12}} \cdot \frac{D_A}{1 - D_A} V_{IN}. \end{cases} \quad (10)$$

Выражение (8) соответствует результатам, полученным в [8]. Следовательно, построенная модель верна. В установившемся режиме матрицы \mathbf{A}_{av} и \mathbf{B}_{av} постоянны. Введем для них обозначения:

$$\mathbf{A}_{SS} = \frac{D_A}{2} \mathbf{A}_\alpha + \frac{1 - D_A}{2} \mathbf{A}_\beta; \mathbf{B}_{SS} = \frac{D_A}{2} \mathbf{B}_\alpha + \frac{1 - D_A}{2} \mathbf{B}_\beta. \quad (11)$$

Далее все усредненные состояния, входное напряжение и сигнал управления представляются как постоянная составляющая и переменная составляющая малой амплитуды с частотой ниже частоты коммутации:

$$\begin{cases} \langle \mathbf{x}(t) \rangle_T = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}}(t); \langle \mathbf{u}(t) \rangle_T = \mathbf{U} + \tilde{\mathbf{u}}(t); \langle \mathbf{y}(t) \rangle_T = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}}(t); \\ \langle d_a(t) \rangle_T = D_A + \tilde{d}(t); \langle d_0(t) \rangle_T = D_0 = 1 - D_A - \tilde{d}(t). \end{cases} \quad (12)$$

Подставив выражения (12) в систему уравнений (7), принимая во внимание выражения (8) – (11), а также пренебрегая малыми величинами второго порядка, получим:

$$\frac{d\tilde{\mathbf{x}}(t)}{dt} = \mathbf{A}_{SS} \tilde{\mathbf{x}}(t) + \frac{1}{2} [(\mathbf{A}_\alpha - \mathbf{A}_\beta) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_\alpha - \mathbf{B}_\beta) \cdot \mathbf{U}] \cdot \tilde{d}(t) + \mathbf{B}_{SS} \tilde{\mathbf{u}}(t). \quad (13)$$

Подвергнув выражение (13) преобразованию Лапласа получим уравнение, которое описывает поведение преобразователя на малом сигнале в р-области:

$$\begin{cases} \tilde{\mathbf{x}}(p) = (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{B}_{SS} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(p) + (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{M} \cdot \tilde{d}(p); \\ \mathbf{M} = \frac{1}{2} [(\mathbf{A}_\alpha - \mathbf{A}_\beta) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_\alpha - \mathbf{B}_\beta) \cdot \mathbf{U}] \\ \tilde{\mathbf{y}}(p) = \mathbf{C} \cdot \tilde{\mathbf{x}}(p) = \mathbf{C} \cdot (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{B}_{SS} \cdot \tilde{\mathbf{u}}(p) + \mathbf{C} \cdot (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{M} \cdot \tilde{d}(p) \end{cases} \quad (14)$$

где I – диагональная единичная матрица.

Мало-сигнальная модель, которая показана на рис. 3, была получена на основании выражения (14). Она содержит в себе четыре передаточных функции:

$$\left[\begin{matrix} G_{id}(p) \\ G_{vd}(p) \end{matrix} \right]_{\tilde{\mathbf{u}}(p)=0} = \mathbf{C} \cdot (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{M}; \quad \left[\begin{matrix} G_{iu}(p) \\ G_{vu}(p) \end{matrix} \right]_{\tilde{d}(p)=0} = \mathbf{C} \cdot (p \cdot I - \mathbf{A}_{SS})^{-1} \cdot \mathbf{B}_{SS} \cdot$$

Каждая из этих передаточных функций является соотношением полиномов:

$$G_{id}(p) = \frac{Q(p)}{H(p)}; \quad G_{vd}(p) = \frac{R(p)}{H(p)}; \quad G_{iu}(p) = \frac{S(p)}{H(p)}; \quad G_{vu}(p) = \frac{F(p)}{H(p)}. \quad (15)$$

Полиномы входящие в выражение (15) были определены в аналитической форме:

$$\begin{aligned} H(p) &= 2C_f R_0 L_f C L_M \cdot p^4 + 2L_f C L_M \cdot p^3 + (C_f R_0 L_f (1 - D_A)^2 + 2R_0 L_M (C + C_f D_A^2 K_T^2)) \cdot p^2 + \\ &+ (2D_A^2 K_T^2 L_M + L_f (1 - D_A)^2) \cdot p + R_0 (1 - D_A)^2; \quad (K_T = \frac{N_3}{N_{12}}) \\ R(p) &= \frac{K_T V_{IN}}{(1 - D_A)^2} (2R_0 C L_M (2 - D_A) \cdot p^2 - 2D_A^2 K_T^2 L_M \cdot p + R_0 (1 - D_A)^2); \\ F(p) &= -2D_A K_T R_0 L_M C \cdot p^2 + D_A K_T R_0 (1 - D_A); \\ S(p) &= C_f R_0 L_f C (2 - D_A) \cdot p^3 + L_f C (2 - D_A) \cdot p^2 + (C R_0 (2 - D_A) + D_A^2 K_T^2 C_f R_0) \cdot p + D_A^2 K_T^2; \\ Q(p) &= \frac{V_{IN}}{(1 - D_A)} (C_f R_0^2 L_f C \cdot p^3 + R_0 L_f (K_T^2 D_A C_f + C) \cdot p^2 + (K_T^2 D_A (C_f R_0^2 + L_f) + C R_0^2) \cdot p + 2K_T^2 D_A R_0). \end{aligned}$$

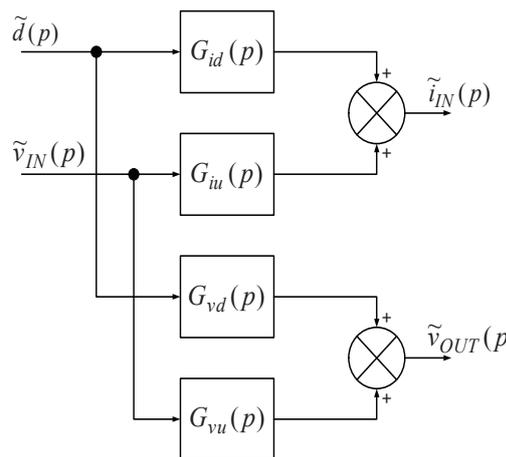


Рис. 3

На основании полученных выражений для передаточных функций были попарно построены ЛАФЧХ. В качестве исходных были взяты следующие параметры модели: $L_M = 1$ мГн, $C = 60$ мкФ, $K_T = 1$, $L_f = 500$ мкГн, $V_{IN} = 100$ В, $V_{OUT} = 400$ В, $D_A = 0,8$, $C_f = 12,5$ мкФ, $R_0 = 160$ Ом (мощность 1 кВт). ЛАФЧХ, показанные на рис. 4, построены в диапазоне частот от 1 Гц до 100 кГц. Полученные графики показывают, что исследованный КИП имеет резонансные частоты, на которых фаза резко изменяется. Это следует учесть при проектировании замкнутой системы управления.

Выводы

Из усредненной линейной модели была получена матричная система уравнений, которая описывает в r -области поведение преобразователя для малого сигнала. Показано, что динамические характеристики исследованного преобразователя зависят от рабочей точки. Данный преобразователь предназначен для интеграции малых ветровых турбин на базе СГПМ. Это значит, что он должен устойчиво работать в широком диапазоне входного напряжения и мощности. Полученные передаточные функции могут быть использованы для анализа устойчивости и определения параметров регулятора для замкнутой системы управления. Был принят ряд допущений, потому полученные результаты применимы только для анализа режима непрерывных токов в обмотках трансформатора.

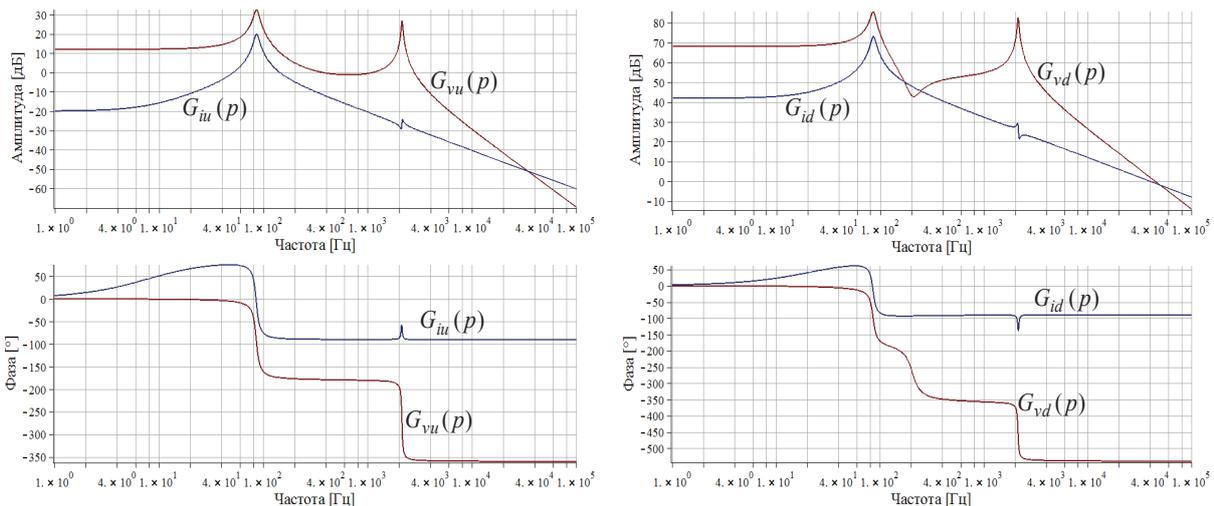


Рис. 4

Благодарность. Данная научно-исследовательская работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Эстонии (проект SF0140016s11) и Эстонского научного фонда (грант ETF8538).

Список литературы

1. Anderson J., Peng F. Four quasi-Z-Source inverters // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC 2008). – 2008, pp. 2743 – 2749. (DOI: 10.1109/PESC.2008.4592360)
2. Blinov A., Vinnikov D., Husev O., Chub A. Experimental Analysis of Wide Input Voltage Range qZS-derived Push-Pull DC/DC Converter for PMSG-based Wind Turbines // International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management Europe 2013 (PCIM Europe 2013). – 2013. – pp. 1435 – 1444.
3. Erickson R.W., Maksimovic D. Fundamentals of Power Electronics, 2nd Ed. – Springer, 2001. – 912 p.
4. Husev O., Vinnikov D., Roasto I. Stability analysis of the quasi-Z-Source DC/DC converter based on small signal model // 2012 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM 2012). – 2012. – pp. 298 – 303. (DOI: 10.1109/SPEEDAM.2012.6264524)
5. Li Yuan, Peng F. Z. AC small signal modeling, analysis and control of quasi-Z-Source Converter // 2012 7th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC 2012). – 2012. – vol.3. – pp. 1848 – 1854. (DOI: 10.1109/IPEMC.2012.6259119)
6. Renewables 2013 Global Status Report. – Paris: Renewable Energy Policy Network for the 21st Century. – 2013.
7. Vinnikov D., Roasto, I., Zakis J., Strzelecki R. New Step-Up DC/DC Converter for Fuel Cell Powered Distributed Generation Systems: Some Design Guidelines // Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review). – 2010. – vol.86. – no.8 – pp. 245 – 252.
8. Vinnikov D., Zakis J., Husev O., Strzelecki R. New High-Gain Step-Up DC/DC Converter with High-Frequency Isolation // 27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2012). – 2012, pp. 1204 – 1209. (DOI: 10.1109/APEC.2012.6165972)