ВЫВОДЫ

1. Для исследования влияния режимов Армянской энергосистемы на величину технических потерь энергии в передающих электросетях использован метод регрессионного анализа, при котором в качестве варьируемых параметров рассматривались суммарная нагрузка ЭС, режим работы Армянской АЭС, перетоки электроэнергии между ЭС Ирана и Армении, экспорт электроэнергии из Армянской ЭС в ЭС Грузии.

2. В результате проверки коэффициентов регрессии по доверительному интервалу функции отклика ограничились их линейными приближениями.

3. На основе анализа функций отклика сделаны выводы о характере влияния параметров режима Армянской ЭС на величину технических потерь в передающих электросетях, что позволяет существенно ограничить область поиска решений, направленных на их снижение.

4. Применение методов дисперсионного анализа позволило сформировать уравнения регрессии в окончательном виде. При этом функции отклика дополнились парными воздействиями.

ЛИТЕРАТУРА

1. Надежность и эффективность в технике: Справ. – Т. 3: Эффективность технических систем / Под общ. ред. В. Ф. Уткина, Ю. В. Крючкова. – М.: Машиностроение, 1988. – 328 с.

2. Инструкция по снижению технологического расхода электрической энергии на ее передачу по электрическим сетям энергосистем и объединений / В. Э. Воротницкий, Ю. С. Железко, В. И. Максимов. – М.: СПО «Союзтехэнерго», 1987. – 84 с.

3. Веников В. А. Теория подобия и моделирования (применительно к задачам электроэнергетики): Учеб. пособие для вузов. – 2-е изд., доп. и перераб. – М.: Высш. шк., 1976. – 479 с.

4. Хикс Ч. Основные принципы планирования эксперимента. – М.: Мир, 1967. – 406 с.

Поступила 4.11.2002

УДК 621.472:621.383

ДИНАМИКА ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Асп. АБДУЛ МАЖИД АЛЬ-ХАТИБ, канд. техн. наук, доц. ОПЕЙКО О. Ф., канд. техн. наук, проф. ПЕТРЕНКО Ю. Н.

Белорусский национальный технический университет

При использовании солнечных батарей (СБ) в качестве источника питания в зависимости от режима работы применяются в основном три типа преобразователей [1]: повышающий, понижающий и преобразователь III рода с конденсаторным разделением входных и выходных цепей [2], известный за рубежом как преобразователь Кука. Имеют место также его многочисленные модификации [1, 4, 5]. Статические и регулировочные характеристики ИП названных классов наиболее полно изучены в [2, 3].

Динамические характеристики ИП менее изучены, несмотря на многочисленные публикации, что объясняется нелинейным характером [5, 6] протекания электромагнитных процессов и разнообразием методов решения задачи, ни один из которых не является доминирующим.

Методы исследования ИП при питании от СБ можно разделить на: аналитические; исследование с использованием лабораторных установок и имитационное моделирование.

Приведенная классификация является, с одной стороны, условной, а с другой – укрупненной, что будет понятно из следующих рассуждений.

Подход, который можно назвать классическим при исследовании динамики ИП, заключается в линеаризации уравнений, получении системы дифференциальных уравнений в пространстве состояний, получении и исследовании передаточных функций.

При исследовании динамики используются общепринятые допущения относительно характеристик коммутирующих элементов (транзисторных ключей и диодов) и накопительных (реактивных) устройств (дросселей и конденсаторов).

Независимыми входными переменными являются напряжение источника E_s (солнечной батареи) и скважность D_1 управляющих сигналов активного ключа. Первая входная величина E_s – это фактически параметр; ее изменение в течение суток или в результате изменения освещенности по иной причине (облачности) носит достаточно плавный характер и не может влиять на поведение системы в динамике [7].

Изменение независимых переменных E_s и D_1 влечет за собой изменение тока i и напряжения u. Для линеаризации системы проводится аппроксимация с учетом того, что малые отклонения по переменному току от точки установившегося состояния пренебрежимо малы по сравнению с параметрами установившегося состояния, т. е. $< u >/v << 1$; $< e_s >/E_s << 1$; $< d_1 >/D_1 << 1$; $< d_2 >/D_2 << 1$; $< i >/I << 1$.

Используя названную выше аппроксимацию и пренебрегая членами второго порядка малости (произведения независимых переменных $< e_s >$, $< d_1 >$, $< d_2 >$ на $< u >$, $< e_s >$ или $< i >$), получаем систему линейных уравнений.

Из системы дифференциальных уравнений [1, 2] можно получить передаточную функцию по каналу выход/управление в следующем виде, где знак < >, обозначающий отклонение соответствующих величин от их установившегося состояния, опущен. Для преобразователя повышающего типа по каналу выход/управление

$$\frac{u_0(p)}{d_1(p)} = \frac{E_s / D_2(1 - pT_1 / D_2^2)}{p^2 T_1 T_2 / D_2^2 + pT_1 / D_2^2 + 1}, \qquad (1)$$

по каналу выход/вход

$$\frac{u_0(p)}{e_s(p)} = \frac{1/D_2}{p^2 T_1 T_2 / D_2^2 + pT_1 / D_2^2 + 1}. \qquad (2)$$

В (1), (2) и далее обозначены: $T_1 = L/R$; $T_2 = RC$; $D_2 = 1 – D_1$; D_1 – скважность включенного состояния активного ключа VT (рис. 1).

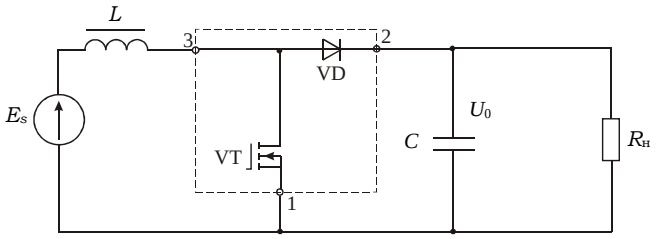

Рис. 1. Схема преобразователя повышающего типа

В соответствии с выражением (1) получено семейство логарифмических амплитудных и фазовых частотных характеристик, представленное на рис. 2.

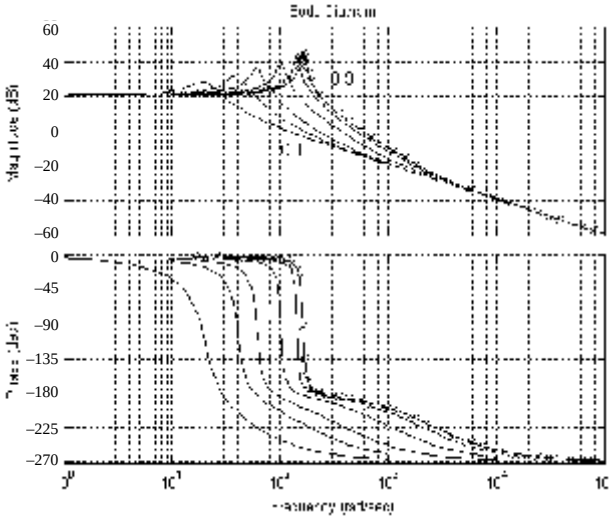

Рис. 2. Логарифмические частотные характеристики повышающего преобразователя для D_2 = 0,1, …, 0,9

Для преобразователя понижающего типа (рис. 3) по каналу выход/управление

$$\frac{u_0(p)}{d_1(p)} = \frac{U_0}{D_1(p^2T_1T_2 + pT_1 + 1)} \tag{3}$$

и по каналу выход/вход

$$\frac{u_0(p)}{e_1(p)} = \frac{D_2}{p^2T_1T_2 + pT_1 + 1}. \tag{4}$$

Для преобразователя инвертирующего типа по каналу выход/управление

$$\frac{u_0(p)}{d_1(p)} = \frac{\frac{U_0}{D_1D_2}(1 - pT_1D_2^2)}{D_1(p^2T_1T_2 + pT_1 + 1)} \tag{5}$$

и по каналу выход/вход

$$\frac{u_0(p)}{e_s(p)} = \frac{D_1 \diagup D_2}{p^2T_1T_2 + pT_1 + 1}. \tag{6}$$

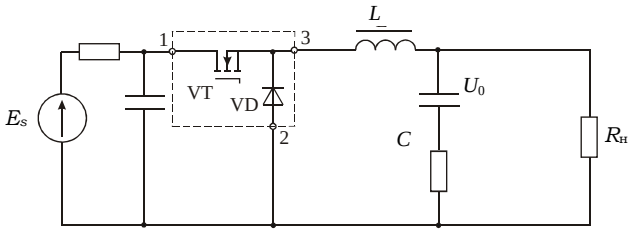

Рис. 3. Схема преобразователя понижающего типа

В соответствии с (3) для преобразователя понижающего типа построены частотные характеристики (рис. 4).

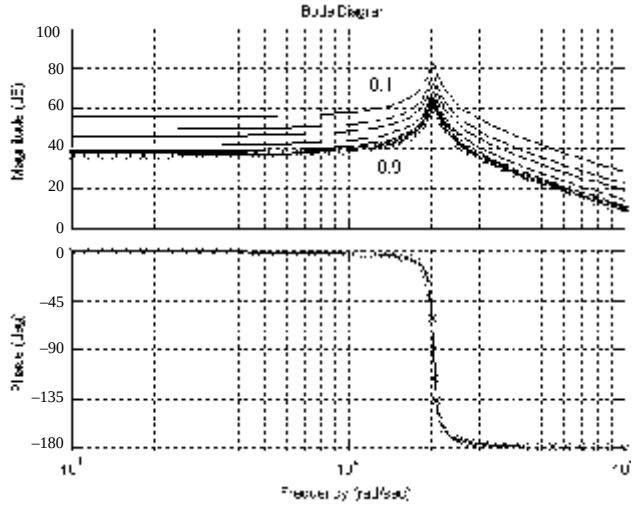

Рис. 4. Логарифмические частотные характеристики преобразователя понижающего типа для D_1 = 0,1, …, 0,9

Для преобразователя инвертирующего типа по каналу выход/управление

$$\frac{u_o(p)}{d_1(p)} = \frac{\frac{U_0}{D_1 D_2}(1 - pT_1 D_2^2)}{D_1(p^2 T_1 T_2 + pT_1 + 1)} \tag{7}$$

и выход/вход

$$\frac{u_0(p)}{e_s(p)} = \frac{\frac{D_1}{D_2}}{p^2 T_1 T_2 + pT_1 + 1}. \tag{8}$$

Из (7), (8) следует, что динамические свойства преобразователя инвертирующего типа аналогичны свойствам преобразователя повышающего типа.

Логарифмические частотные характеристики преобразователей (рис. 2, 4) имеют выраженные резонансные свойства, причем у преобразователя повышающего типа частота резонанса изменяется с изменением скважности. Поэтому последовательная коррекция в одноконтурной системе с обратной связью по выходному напряжению затруднительна.

Рассмотрим синтез замкнутой системы с обратными связями по току и напряжению на примере преобразователя понижающего типа в соответствии со схемой рис. 1 и передаточной функцией (4).

Операторное изображение тока через индуктивность

$$i_{L(p)} = \frac{(T_2 p + 1)U_0}{R}. \qquad (9)$$

Модель линеаризованного объекта, охваченного отрицательной обратной связью $k_{от}$ по току индуктивности с П-регулятором тока $\beta_т$ имеет передаточную функцию

$$W_т(p) = \frac{\beta_0 \beta_т}{a_2 p^2 + a_1 p + a_{т0}}. \qquad (10)$$

Здесь с учетом обозначения $\beta'_т = \beta_т k_{0т} / R$:

$$a_2 = T_1 T_2;\ \ a_1 = T_1 + T_2 \beta'_т D_2;\ \ a_{т0} = 1 + D_2 \beta'_т.$$

Коэффициент усиления $\beta'_т$ контура тока выбирается из условия обеспечения динамики контура тока, близкой к апериодической, во всем диапазоне изменения D_2:

$$(T_1 + T_2 \beta'_т D_2)^2 > 2T_1 T_2 (1 + D_2 \beta'_т).$$

Отсюда получим $(\beta'_т D_2)^2 T_2^2 + T_1^2 > 2T_1 T_2$, что соблюдается, если принять $\beta'_т D_2 \geq 1$. Отсюда следует необходимость перенастройки $\beta_т$ в соответствии с условием постоянства $\beta'_т D_2 = 1$ либо нужно выбирать $\beta'_т > 1/D_{2\min}$. Для значения $\beta'_т = 1/D_{2\min} = 10$ в соответствии с (10) построено семейство логарифмических частотных характеристик (рис. 5).

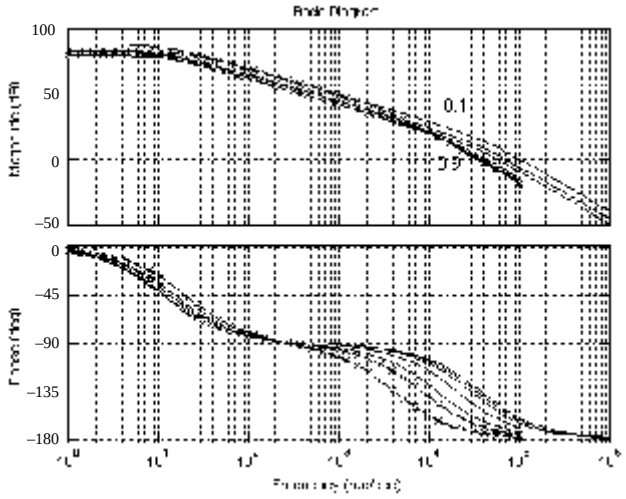

Рис. 5. Логарифмические частотные характеристики преобразователя понижающего типа с обратной связью по току для D_1 = 0,1, …, 0,9

Анализ характеристик свидетельствует о том, что система может быть стабилизирована ПИ-регулятором напряжения.

Передаточная функция ПИ-регулятора напряжения выбирается для объекта (10) в соответствии с условием симметричного оптимума и с учетом $T_\mu = T_1 T_2 / (T_1 + T_2)$

$$K_{рн(p)} = \frac{8T_\mu p + 1}{32\, T_\mu^2\, p} \frac{a_{т0}}{\beta_0 \beta_T k_{0н}}.$$

Для преобразователя повышающего типа (рис. 1) передаточная функция линеаризованного объекта, охваченного обратной связью по току, имеет вид

$$W_{т}(p) = \frac{\beta_0\beta_{т}(1 - T_{1D}p)}{T_2T_{1D}a_{т2}p^2 + p(T_{1D}a_{T2} + T_2) + a_{т0}} = \frac{\beta_0\beta_{т}(1 - T_{1D}p)}{a_2p^2 + a_1p + a_{т0}}. \qquad (11)$$

Здесь $T_{1D} = T_1 / D_2^2$; $a_{т2} = 1 - \beta'_{т}$; β_0 = E/U_m; $a_{т0} = 1 + \beta'_{т}$, где U_m – наибольшее значение сигнала управления.

Для обеспечения запаса устойчивости системы необходимо соблюдение условия: $\beta'_{т} = \beta_{т}k_{0т}/R < 1$, при этом $a_{т2} > 0$. Таким образом, $0 < a_{т2} < 1$, $1 < a_{т0} < 2$. Поскольку в зависимости от скважности T_{1D} изменяется в пределах $0 \le T_{1D} \le T_1$, можно определить пределы изменения коэффициентов полинома знаменателя $W_{т}(p)$:

$$0 \le a_2 \le 2T_1T_2;$$

$$T_2 \le a_1 \le 2T1 + T2; \quad 1 < a_{т0} < 2.$$

При $T_{1D} \to 0$, что имеет место при наибольшей скважности, $W_{т}(p)$ присущи свойства апериодического звена первого порядка

$$W_{т}(p) \to -\frac{\beta_0\beta_{т}}{T_2p + a_{т0}}.$$

При $T_{1D} = T_1$; $a_{т2} = 1$; $a_{т0} = 2$

$$W_{т}(p) = \frac{\beta_0\beta_{т}(1 - T_{1D}p)}{T_2T_1p^2 + p(T_1 + T_2) + 2} = \frac{\beta_0\beta_{т}(1 - T_{1D}p)}{(T_1p + L)(T_2p + 1) + 1}. \qquad (12)$$

Полюса $W_{т}(p)$ при $T_1 < –T_2$ принимают вещественные значения:

$$p_1 \approx -2/T_1; \; p_2 \approx -2/T_2.$$

Для объекта, охваченного обратной связью по току, логарифмические частотные характеристики имеют вид, представленный на рис. 6. Объект, охваченный обратной связью по току, как следует из характеристик, допускает применение ПИ-регулятора напряжения.

Параметры, входящие в передаточную функцию объекта (10), изменяются с изменением скважности, что является нормальным режимом для преобразователя повышающего типа.

Малая компенсируемая постоянная времени T_{μ} может быть выбрана в зависимости от требуемого быстродействия, но необходимо выполнение условия $T_{\mu} \ge T_1/2$.

Тогда с учетом компенсации инерционности $\tau_2 = 1/|p_2| \approx T_2$ объекта управления может быть применен ПИ-регулятор напряжения с передаточной функцией

$$K_{рн(р)} = \frac{0{,}5\,\tau_2p + 1}{4T_{\mu}\beta_0\beta_{т}p}\frac{1}{K_{ок}}. \qquad (13)$$

Данный регулятор обеспечивает удовлетворительную динамику во всем диапазоне изменения скважности. Переходные процессы при пуске преобразователя повышающего типа и изменении напряжения источника пита-

ния приведены на рис. 7. Они имеют апериодический характер, что является предпочтительным для системы обеспечения электроэнергией жилого дома.

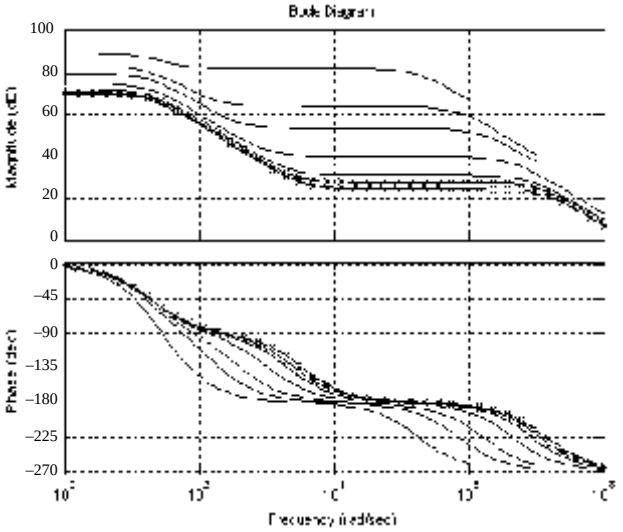

Рис. 6. Логарифмические частотные характеристики повышающего преобразователя с обратной связью по току для D_2 = 0,1, …, 0,9

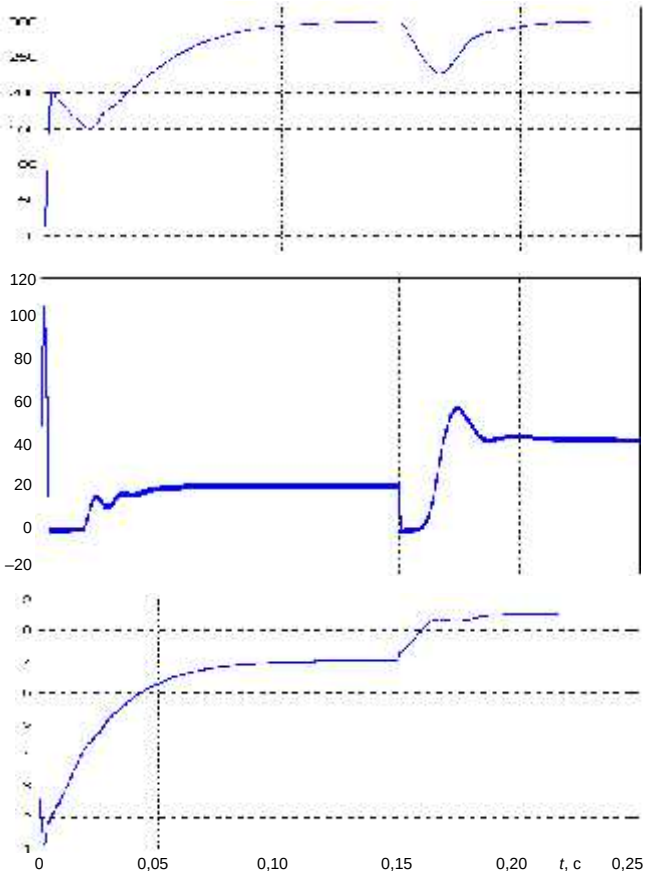

Рис. 7. Переходные процессы при пуске и изменении напряжения источника питания с 90 на 45 В

ВЫВОДЫ

1. Преобразователь постоянного тока как объект системы автоматического управления имеет ярко выраженные резонансные свойства. Для преобразователя повышающего типа частота резонанса зависит от скважности управляющих сигналов.

2. Применение внутренней обратной связи по току индуктивности и обратной связи по выходному напряжению с ПИ-регулятором позволяет получить приемлемые показатели качества переходных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электротехнический справочник: В 3 т. – Т. 3: В 2 кн. – Кн. 2: Использование электрической энергии / Под общ. ред. проф. И. Н. Орлова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 616 с.

2. Чети П. Проектирование ключевых источников электропитания: – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 240 с.

3. Middlebrook R. S., Cuk S. A general unified approach to modeling switching-converter power stages, in Proc // IEEE Power Electron. Specialist Conf., 1976, P. 18–34.

4. Mohan N. et al. Power Electronics Converters, Applications and Design. – New York: Wiley, 1989.

5. Tumerski R., VorperIan V., LeeF. C. Y., Baumann W. T. Nonlinear Modeling of the PWM Switch // IEEE Trans. On Power Electronics. – Vol. 4, № 2. – April 1989. – P. 225–233.

6. Мелешин В. И. Получение непрерывной линейной модели силовой части импульсного преобразователя как начальный этап проектирования его динамических свойств // Электричество. – 2002. – № 10. – С. 39–43.

7. Абдул Мажид Аль-Хатиб, Эль-Саббаг Маруан И., Петренко Ю. Н. Микропроцессорная система обеспечения максимальной выходной мощности солнечной батареи // Моделирование интеллектуальных процессов проектирования, производства и управления: Сб. науч. тр. / Под ред. В. И. Махнача, Е. В. Владимирова. – Мн.: Объединенный институт проблем информатики Национальной академии наук Беларуси, 2003. – 234 с.

Представлена кафедрой
электропривода и автоматизации
промышленных установок
и технологических комплексов

Поступила 20.01.2005

УДК 621.318.38

ВОЗМОЖНОСТИ ОПТИМИЗАЦИИ В ОДНОЙ СХЕМЕ, УСКОРЯЮЩЕЙ СРАБАТЫВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ

СТОЯНОВА С. С.

Университет «Проф., д-р Асен Златаров» (Болгария)

Известно [1, 2], что срабатывание электромагнита может быть ускорено посредством схемы, изображенной на рис. 1. Анализ свидетельствует о том, что теоретически при одновременном повышении величины питающего напряжения U, сопротивления R и емкости C ускорение может нарастать неограниченно без возникновения проблем с нагревом обмотки. Од-