

УПРАВЛЕНИЕ В СИСТЕМАХ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ ПО БАЛАНСУ НАКОПЛЕННОЙ И НЕОБХОДИМОЙ ЭНЕРГИИ

Ю.М. Казанцев***, А.Ф. Лекарев**

*Томский политехнический университет

**ОАО «Научно-производственный центр «Полус», г. Томск

E-mail: polus@online.tomsk.net

Предложен метод синтеза управления в преобразовательной технике с широтно-импульсной модуляцией, основанный на формировании управляющего воздействия по балансу необходимой и накопленной энергии. Приведены алгоритм формирования управления импульсным преобразователем напряжения и результаты исследования системы в различных режимах работы.

Ключевые слова:

Синтез управления, энергетический баланс, максимальное быстродействие, широтно-импульсная модуляция, переходной процесс.

Key words:

Control synthesis, energy balance, maximum performance, pulse-width modulation, transient.

Задача проектирования систем управления с максимальным быстродействием часто решается с помощью принципа максимума Понтрягина [1]. Однако непосредственное применение данного принципа наталкивается на серьезные трудности, связанные с преобразованием вектора оптимального управления как функции вектора количества движения в вектор управления как функцию вектора состояния или времени.

В преобразовательной технике существенно упростить задачу позволяет использование уравнения баланса между текущим значением внутренней (запасенной системой) энергии и её значением в установившемся режиме [2]. В соответствии с принципом наименьшего действия стратегия управления, обеспечивающая минимум интеграла по времени от уравнения баланса, обеспечивает и минимальное время переходного процесса.

Рассмотрим реализацию этого подхода на примере импульсного преобразователя напряжения (ИП) (рис. 1), в котором текущее значение накопленной LC-фильтром энергии

$$W = \frac{C}{2} U_{\text{н}}^2(t) + \frac{L}{2} (i_L(t) - i_{\text{н}}(t))^2 \operatorname{sgn}(i_L(t) - i_{\text{н}}(t)), \quad (1)$$

где L, C — индуктивность дросселя и емкость конденсатора LC-фильтра; $U_{\text{н}}(t)$ — выходное напряжение; $i_L(t)$ — ток дросселя; $i_{\text{н}}(t)$ — ток нагрузки; $\operatorname{sgn}(i_L(t) - i_{\text{н}}(t))$ — знак пульсирующей составляющей энергии дросселя.

Пусть переключение ключевого элемента VT осуществляется по смене знака баланса между текущим значением внутренней энергии, запасенной непрерывной частью ИП (LC-фильтром), и значением энергии LC-фильтра в установившемся режиме [2]. Тогда после простых преобразований уравнения (1) закон управления можно представить в виде

$$F_{\text{э}} = (U_{\text{н}}^2(t) - U_{\text{он}}^2) + \\ + \rho^2 (i_L(t) - i_{\text{н}}(t))^2 \operatorname{sgn}(i_L(t) - i_{\text{н}}(t)); \\ F_{\text{к}} = \begin{cases} 1 & \text{при } F_{\text{э}} < 0; \\ 0 & \text{при } F_{\text{э}} > 0, \end{cases} \quad (2)$$

где $F_{\text{э}} = \frac{2}{C} \left(W - \frac{CU_{\text{он}}^2}{2} \right)$ — сигнал, пропорциональ-

ный текущему значению баланса между запасенной LC-фильтром энергией и энергией $CU_{\text{он}}^2/2$, необходимой LC-фильтру при выходном напряжении, равном заданному $U_{\text{н}} = U_{\text{он}}$, и нулевом значении тока конденсатора $i_C(t) = i_L(t) - i_{\text{н}}(t) = 0$; $\rho = \sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление LC-фильтра; $U_{\text{он}}$ — заданное (опорное) напряжение; $F_{\text{к}}$ — состояние VT (при $F_{\text{к}} = 1$ включен, при $F_{\text{к}} = 0$ выключен).

При широтно-импульсной модуляции с формируемым генератором пилообразного напряжения (ГПН) линейным сигналом развертки $Y_p = A_p(\{t/T\} - 1)$, где A_p — амплитуда; $\{t/T\}$ — дробная часть отношения t/T ; T — длительность периода широтно-импульсной модуляции, управление осуществляется синхронизирующим $F_{\text{с}}$ и управляющим $F_{\text{у}}$ сигналами, управляющий сигнал $F_{\text{у}}$ формируется компаратором К из сигнала энергетического баланса $F_{\text{э}}$, вычисляемого блоком Е в соответствии с уравнением (2).

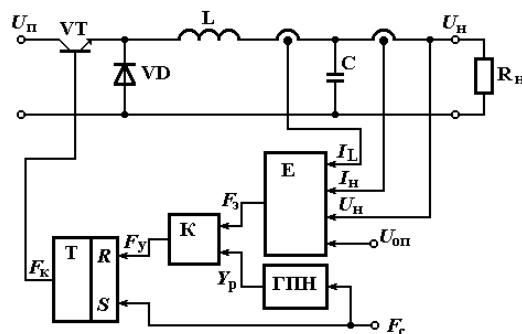


Рис. 1. Схема ИП

При модуляции заднего фронта импульса в соответствии с (2) закон управления имеет вид

$$F_{\text{у}} = F_{\text{э}} + Y_p; \\ F_{\text{к}} = \begin{cases} 1 & \text{при } t_n < t < t_{\text{нк}}; \\ 0 & \text{при } t_{\text{нк}} < t < t_{\text{н}+1}. \end{cases} \quad (3)$$

где t_n, t_{n+1} – моменты синхронизации; $t_{\text{лк}}$ – момент выключения VT, определяемый наименьшим положительным корнем уравнения $F_y=0$ на n -м периоде модуляции.

Устойчивость периодических режимов в системе на частоте широтно-импульсной модуляции обеспечивается, если крутизна пилообразного сигнала развертки больше максимальной крутизны изменения энергетического баланса системы в установившемся периодическом режиме [3]:

$$\frac{A_p}{T} > \left. \frac{dF_y}{dt} \right|_M = \frac{2}{C} \left. \frac{dW}{dt} \right|_M = \frac{2}{C} Q_{\text{э.м}},$$

где $Q_{\text{э.м}}$ – максимальное значение реактивной мощности LC-фильтра.

Учитывая, что для рассматриваемой схемы

$$Q_{\text{э.м}} = \frac{U_n^2 T}{2L},$$

получим

$$Q_{\text{э.м}} = \frac{U_n^2 T}{2L},$$

Анализ закона управления (3) проведем на модели ИП (рис. 1) с параметрами по таблице.

Определим минимально возможную длительность переходного процесса при заданных в таблице параметрах.

При включении VT с нулевых начальных условий на сопротивление нагрузки $R_n \rightarrow \infty$ первое выключение должно происходить в момент t_k при $F_y=0$ и

$$U_{\text{н.к}} = U_n (1 - \cos(\omega_0 t_k));$$

$$I_{\text{ск}} = \frac{U_n}{\rho} \sin(\omega_0 t_k);$$

$$t_k = \frac{1}{\omega_0} \arccos \left(1 - \frac{\gamma^2}{2} \right),$$

где $U_{\text{н.к}}$, $I_{\text{ск}}$ – напряжение и ток конденсатора LC-фильтра в момент первого выключения VT; $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$ – собственная угловая частота LC-фильтра.

Таблица. Параметры ИП

Наименование параметра	Значение
Напряжение питания, U_n , В	54,0
Заданное выходное напряжение, $U_{\text{оп}}$, В	27,0
Индуктивность дросселя, L , мГн	0,2
Емкость конденсатора, C , мФ	2,0
Частота коммутации VT, f_k , кГц	50,0
Амплитуда пилообразного сигнала, A_p , В	0,73
Сопротивление нагрузки, R_n , Ом	2,7

С учетом того, что на интервале разомкнутого состояния VT энергия, накопленная LC-фильтром, должна обеспечить к моменту окончания переходного процесса $t=T_{\text{пл}}$ заряд конденсатора C до заданного выходного напряжения $U_{\text{оп}}$, справедливо уравнение

$$U_{\text{оп}} \cos(\omega_0 (T_{\text{пл}} - t_k)) = U_{\text{н.к}},$$

откуда

$$T_{\text{пл}} = t_k + \frac{1}{\omega_0} \arccos \left(\frac{U_{\text{н.к}}}{U_{\text{оп}}} \right).$$

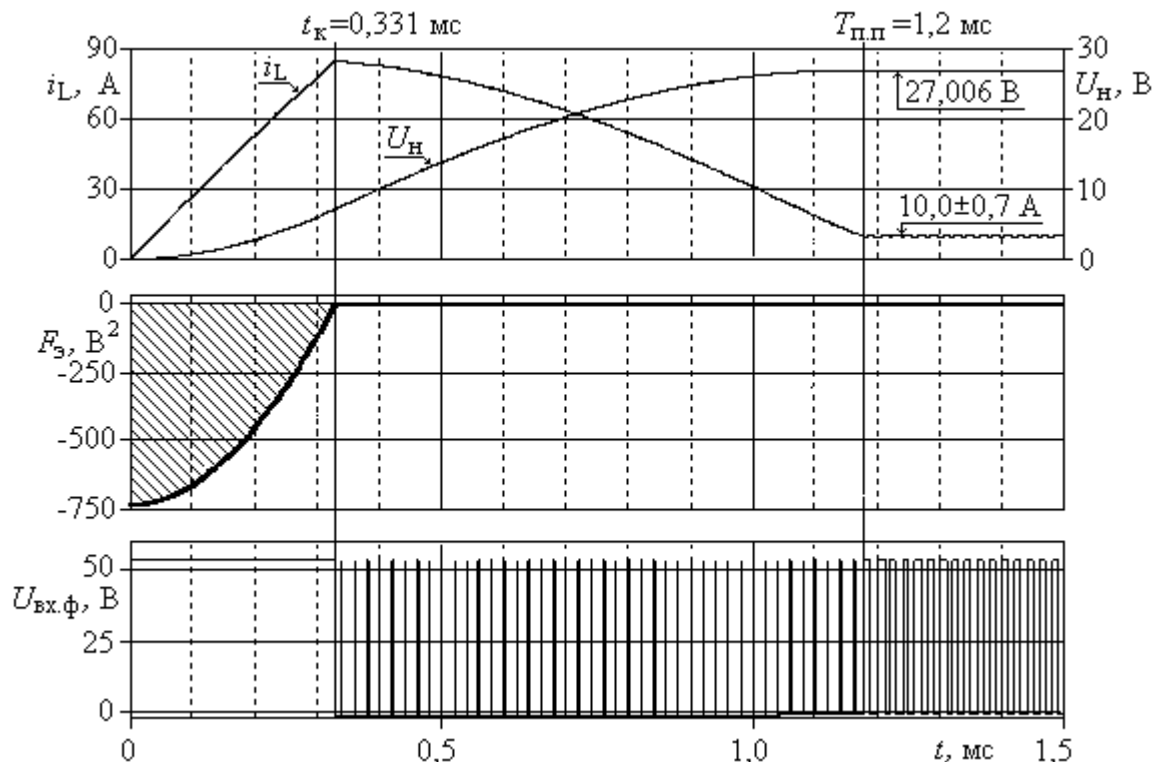


Рис. 2. Переходный процесс при включении с нулевых начальных условий

Для заданных в таблице параметров ИП получим $t_k=0,334$ мс; $U_{н.к}=7,22$ В; $I_{с.к}=85,5$ А; $T_{пл}=1,16$ мс.

Переходный процесс имеет минимальную длительность потому, что интеграл $\int_0^{t_k} F_3(t)dt \rightarrow \min$,

т. к. на интервале $(0, t_k)$ используются максимальные ресурсы управления ($F_k=1$).

Исследования процесса включения с нулевых начальных условий на модели ИП (рис. 1) с управлени-

ем по (3) и параметрами по таблице показали (рис. 2), что $t_k=0,331$ мс; $U_{н.к}=7,38$ В; $I_{с.к}=84,9$ А; $T_{пл}=1,2$ мс; выходное напряжение устанавливается на уровне $U_n=27,006\pm0,001$ В, а ток дросселя $i_L=10,0\pm0,7$ А, т. е. длительность переходного процесса превышает минимально возможную менее чем на 4 %.

Влияние изменения напряжения питания в широком диапазоне γ (от 0,9 до 0,1) на параметры установившегося режима иллюстрируется соответствующими предельными циклами на фазовой

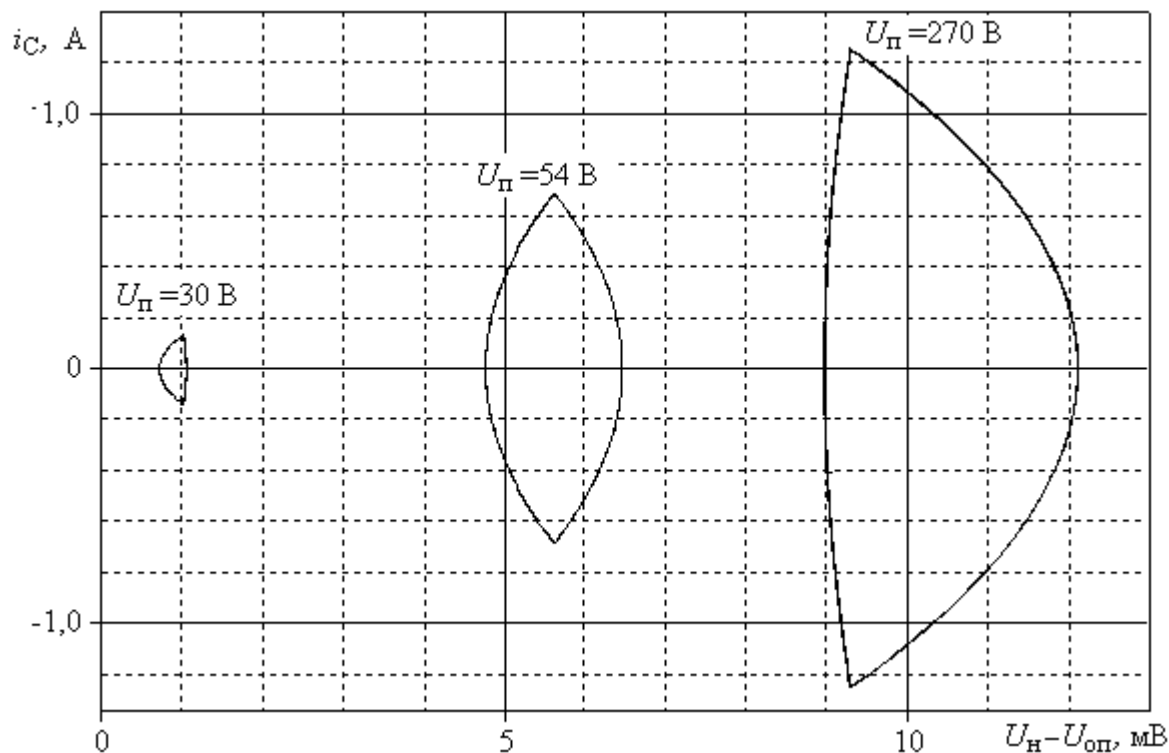


Рис. 3. Предельные циклы при U_n , равном 30, 54 и 270 В

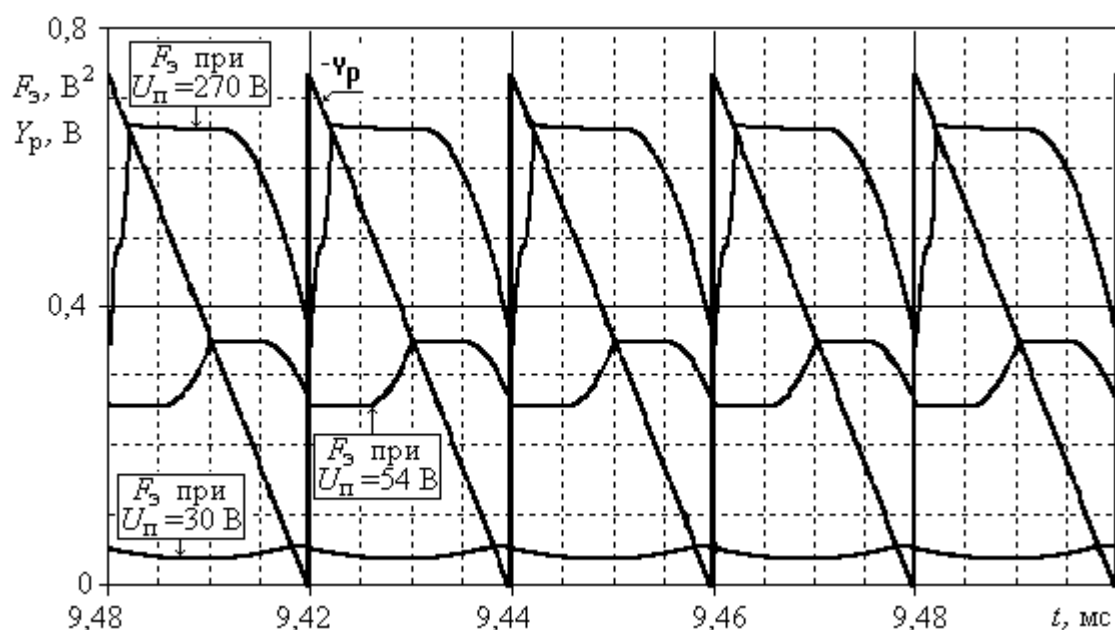


Рис. 4. Положение рабочей точки F_3 на пилообразном сигнале развертки Y_p при напряжении питания U_n , равном 30, 54 и 270 В

плоскости (рис. 3). При U_n , равном 30, 54 и 270 В, переключение VT происходит при ошибке $\Delta U = U_n - U_{оп}$, которая определяется положением рабочей точки – значениями F_3 – на пилообразном сигнале развертки Y_p (рис. 4).

Очевидно, что в момент коммутации согласно (3) выполняется равенство

$$F_3 + Y_p = 0,$$

а для полного диапазона регулирования справедливо соотношение

$$U_n^2 - U_{оп}^2 < A_p,$$

или

$$(U_n - U_{оп})(U_n + U_{оп}) < A_p,$$

откуда максимальная статическая ошибка

$$\Delta U_{ст} < \frac{A_p}{2U_{оп}}.$$

Влияние нестационарности параметров LC-фильтра на статические и динамические характеристики иллюстрируют соответствующие диаграммы переходных процессов при включении с нулевых начальных условий (рис. 5).

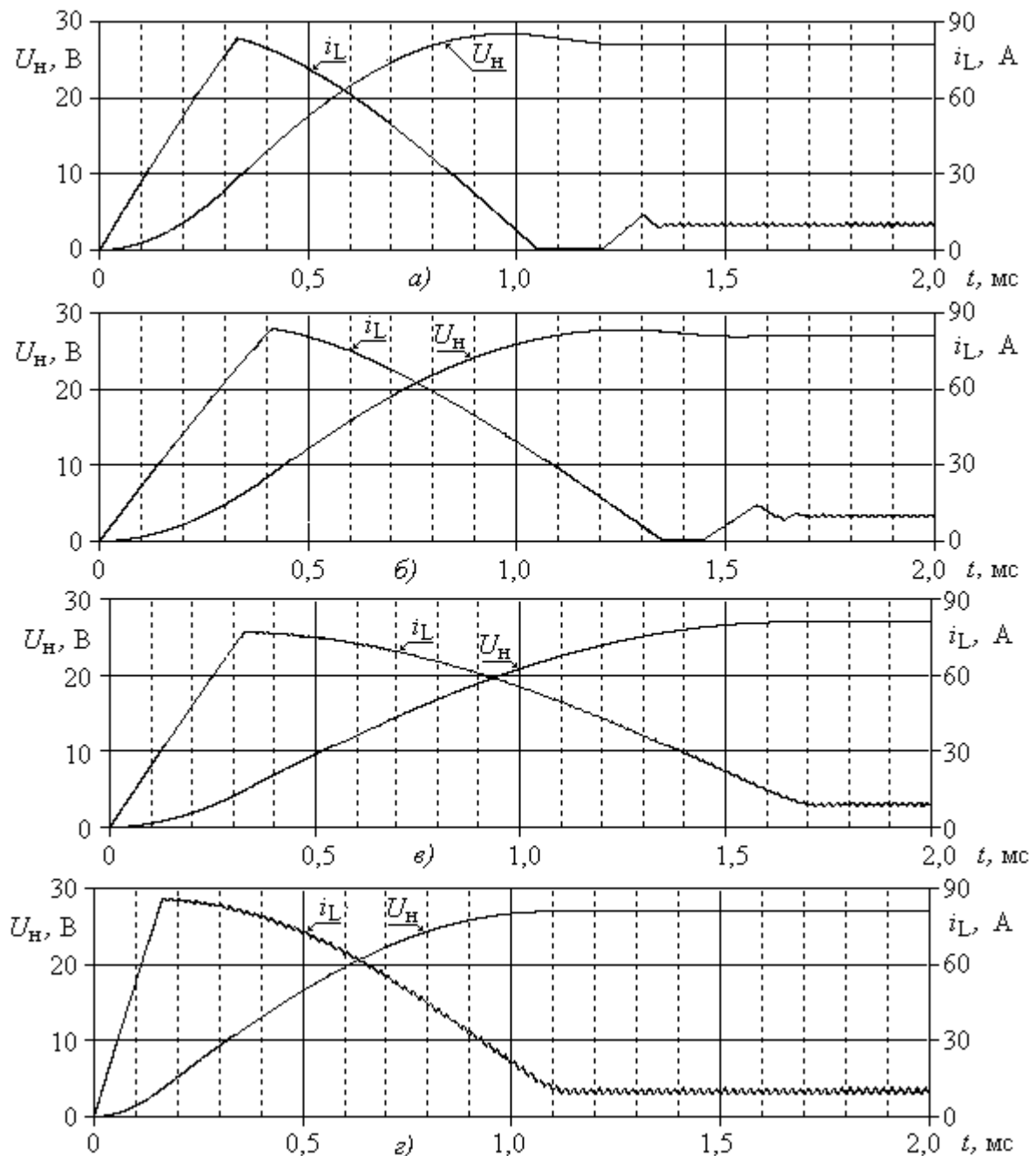


Рис. 5. Диаграммы переходного процесса при: а) уменьшении емкости конденсатора на 25 %; б) увеличении индуктивности дросселя на 25 %; в) увеличении емкости конденсатора на 50 %; г) уменьшении индуктивности дросселя на 50 %

Видно, что увеличение характеристического сопротивления ведет к перерегулированию (рис. 5, а, б), а уменьшение – к изменению длительности переходного процесса (рис. 5, в, г). Изменение статической ошибки практически не проявляется.

Исследуем влияние возмущения по цепи питания и нагрузки на выходные параметры ИП с предложенным управлением.

Зададим напряжение питания с периодическим воздействием

$$U_{п.в} = U_{п} + U_{в.в} \sin(2\pi f_{в.в} t),$$

где $U_{в.в}$ и $f_{в.в}$ – амплитуда и частота напряжения периодического воздействия по цепи питания.

При $U_{в.в} \leq 0,2U_{п}$ и $f_{в.в} \leq 10$ кГц возмущение по цепи питания отрабатывается с минимальной ошибкой, система остается в зоне регулирования (рис. 6).

Зададим нагрузку с периодическим воздействием

$$i_{н} = I_{н} + I_{в.н} \sin(2\pi f_{в.н} t),$$

где $I_{в.н}$ – амплитуда тока периодического воздействия по цепи нагрузки.

При $I_{в.н} \leq 0,2I_{н}$ и $f_{в.н} \leq 10$ кГц ток дросселя I_L отслеживает изменения тока нагрузки $i_{н}$, система остается в зоне регулирования (рис. 7).

При скачкообразном набросе тока нагрузки (рис. 8) ток дросселя увеличивается с крутизной $(U_{п} - U_{н})/L$, при сбросе – уменьшается с крутизной $U_{н}/L$, переходный процесс при $\Delta I_{н} = 5$ А завершается за 6 периодов широтно-импульсной модуляции установлением номинального значения выходного напряжения и пульсации тока дросселя.

В следящем режиме работы синусоидальное изменение опорного напряжения $U_{оп}$ с амплитудой 25 мВ и частотой 5 кГц отслеживается с запаздыва-

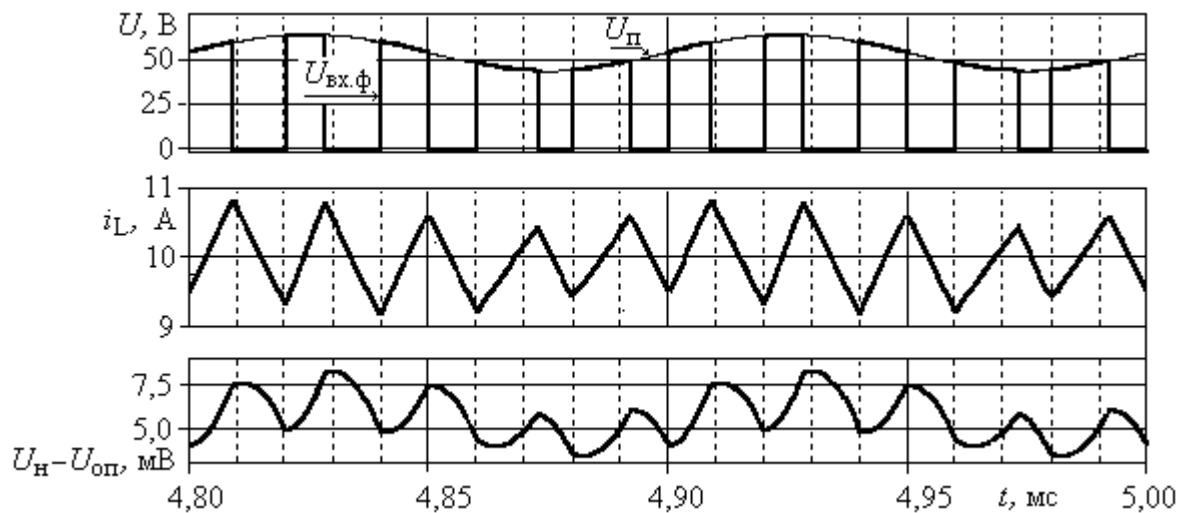


Рис. 6. Влияние синусоидальной помехи по цепи питания на величину выходного напряжения

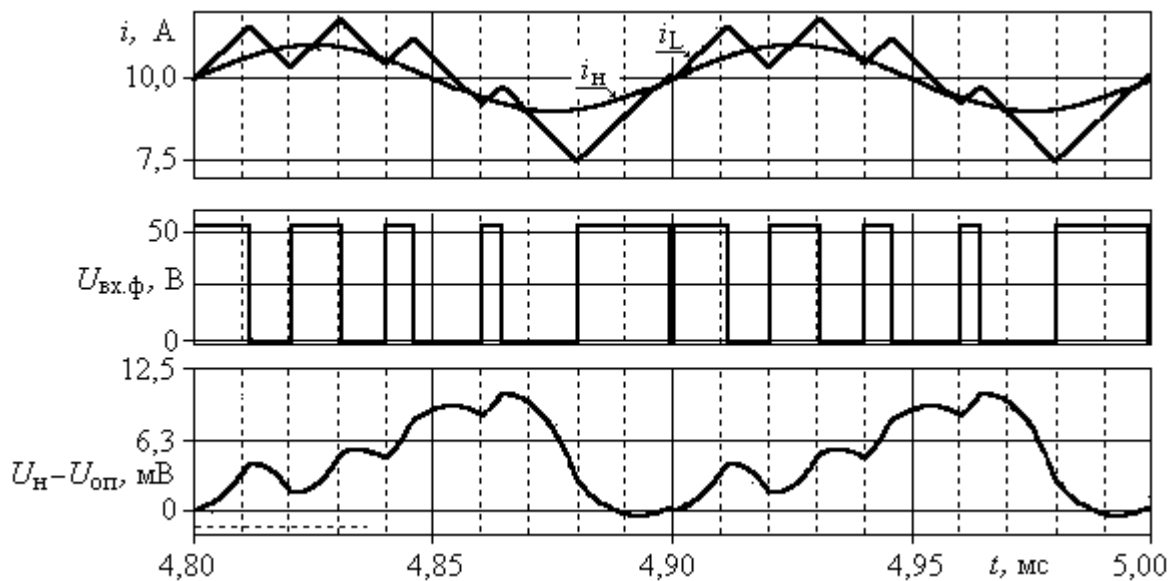


Рис. 7. Влияние изменения тока нагрузки синусоидальной формы на величину выходного напряжения

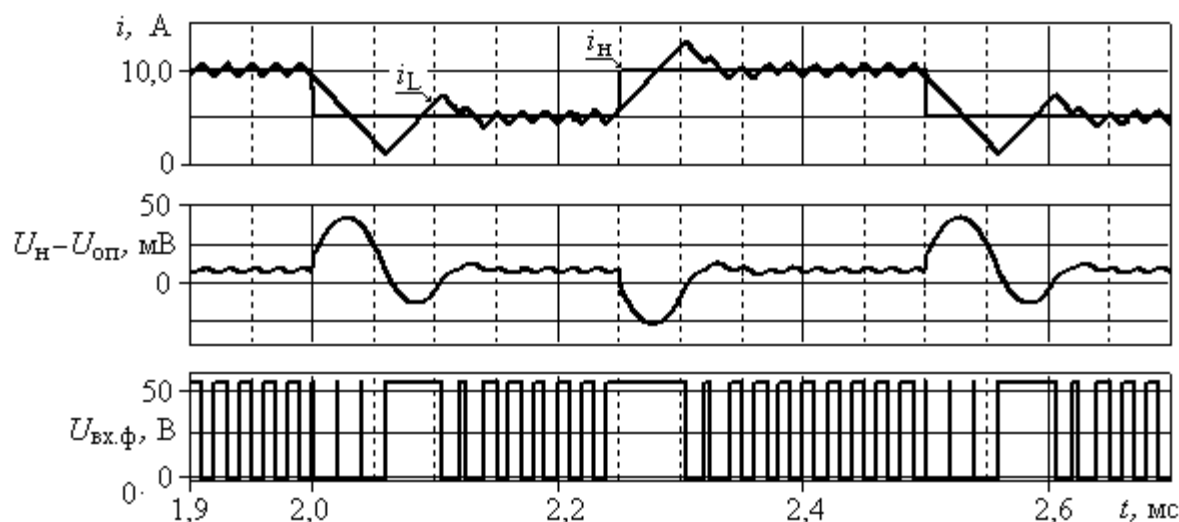


Рис. 8. Скачкообразный сброс и наброс нагрузки 5 А

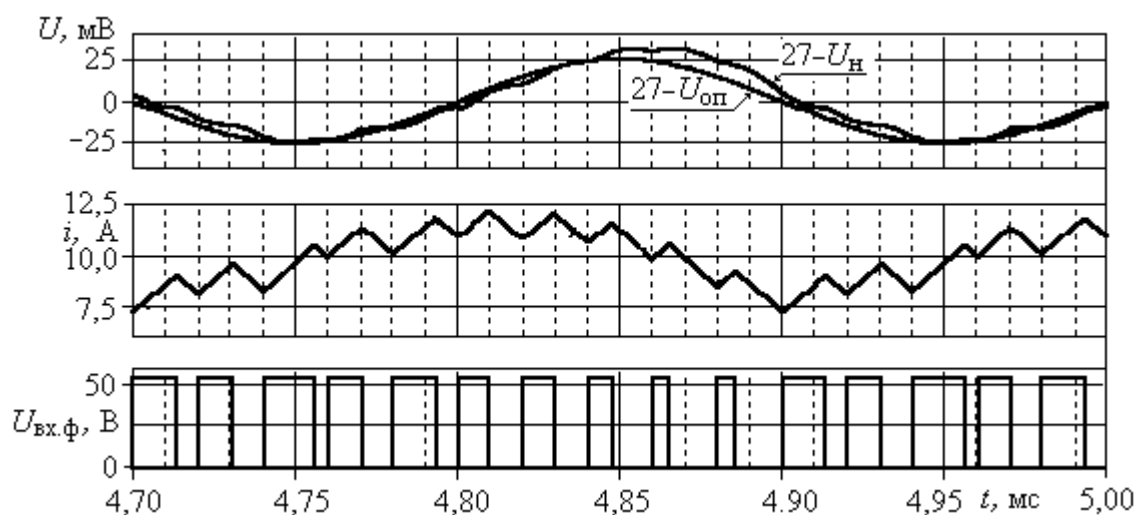


Рис. 9. Следящий режим работы

нием по U_n , не превышающим 15° (рис. 9).

Как следует из рис. 9, максимальное отклонение выходного сигнала от заданного значения не превышает 2...3 мВ, что свидетельствует в пользу высокой эффективности предложенного метода.

Выводы

1. Предложен метод синтеза управления в системах с широтно-импульсной модуляцией, основанный на формировании управляющего воздействия по балансу необходимой и накопленной энергии.
2. Приведены алгоритм формирования управле-

ния импульсным преобразователем напряжения и результаты исследования системы в различных режимах работы.

3. Показано, что управление с широтно-импульсной модуляцией на основе баланса между текущим значением внутренней (запасенной системой) энергии и её значением в установившемся режиме позволяет создавать высокоточные стабильные системы с высоким быстродействием и низкой чувствительностью к изменению внутренних и внешних параметров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ту Ю. Современная теория управления: Пер. с англ. / Под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1971. – 472 с.
2. Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф. Формирование управления по балансу необходимой и накопленной в системе энергии // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2009. – № 5. – С. 17–20.
3. Понтрягин Л.С. Обыкновенные дифференциальные уравнения. – М.: Гос. изд-во физ.-мат. литературы, 1961. – 311 с.

УДК 629.78.01

Поступила 22.06.2009 г.