

Оптимизация переходной функции модульного источника бесперебойного питания подчиненного типа

А.Е. Гейтенко, Е.Н. Гейтенко

Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики
443010, Российская Федерация, г. Самара
ул. Л. Толстого, 23

В системе бесперебойного питания с выходным напряжением синусоидальной формы используется несколько параллельно соединенных источников бесперебойного питания. В линеаризованной модели выходных инверторов не учитывается задержка фазы выходного сигнала широтно-импульсного модулятора. Для учета задержки применяется стандартный блок Simulink – Transport Delay. Оптимизация переходной функции проведена с помощью функционального блока Signal Constraint. В результате найдены значения коэффициентов PID-регулятора системы управления инверторами.

Ключевые слова: источник бесперебойного питания, преобразователь напряжения, инвертор, широтно-импульсная модуляция, передаточная функция, линеаризация, переходная функция, моделирование.

Источник бесперебойного питания (ИБП) переменного тока, включающий несколько модулей, соединенных параллельно, позволяет добиться высоких показателей надежности системы путем применения резервирования. Кроме того, ИБП с несколькими модулями обладает свойством масштабирования, то есть построения сборки, соответствующей заданной мощности и ее дополнения (либо уменьшения) в случае необходимости [1; 2].

На рис. 1 изображена структурная схема модульного ИБП подчиненного типа, содержащего несколько параллельно включенных модулей, один из которых является ведущим, а остальные ведомыми. Поскольку динамические характеристики ИБП определяются свойствами выходных инверторов модулей, здесь представлены результаты исследований части ИБП, а именно преобразователя с параллельно соединенными инверторами модулей.

Добавим, что на практике часто применяются системы бесперебойного питания, в которых выпрямительное(-ные) устройство(-а), аккумуляторные батареи и инверторы конструктивно и функционально выполняются отдельными блоками.

Математическая модель широтно-импульсного преобразователя представляет собой систему нелинейных дифференциальных уравнений. В нашем случае несущая частота f_S широтно-импульсной модуляции значительно превышает

модулирующую ($f_S \geq [20 \div 30]f_M$). Следовательно, применима линеаризация модели на основе метода переменных состояния по усредненным параметрам [3]. При этом методе последовательность импульсов с изменяющимся (относительно медленно) коэффициентом заполнения представляется непрерывной огибающей, ординаты которой соответствуют коэффициенту заполнения.

Линеаризованная модель преобразователя представлена на рис. 2. С помощью ведущего инвертора I_M путем широтно-импульсной модуляции на высокой частоте формируется выходное стабилизированное напряжение квазисинусоидальной формы, которое затем фильтруется [1; 3]. Ведущий инвертор – это широтно-импульсный усилитель напряжения задающего сигнала, обеспечивающий качественные характеристики выходного напряжения, форму, стабильность и точность его величины, а также динамические свойства всего преобразователя. В инверторе используется глубокая обратная связь по напряжению и местная обратная связь по току конденсатора C_M .

Ведомые инверторы ($I_1 - I_N$) являются широтно-импульсными усилителями тока, что позволяет включить их выходы параллельно. В качестве управляющего сигнала ведомых инверторов используется выходной ток ведущего инвертора.

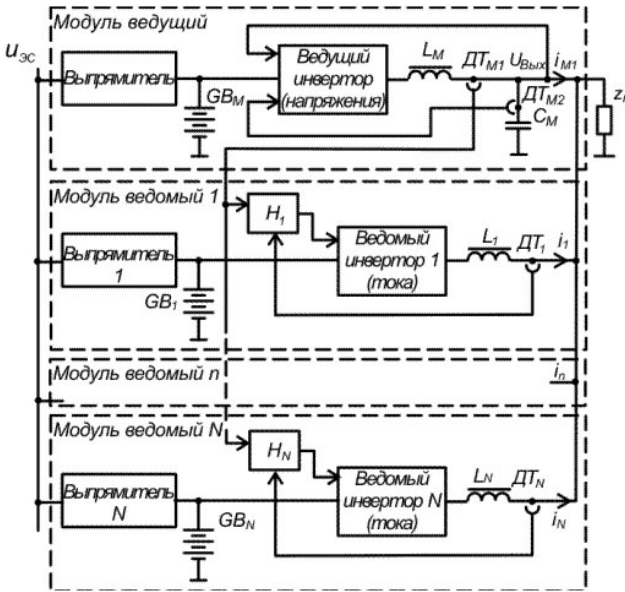


Рис. 1. Функциональная схема параллельно соединенных модулей

С учетом главной обратной связи по напряжению передаточная функция замкнутой системы преобразователя имеет вид

$$W_{\Pi}(p) = W_C(p) W_M^{i/u}(p) \left[1 + \sum_{n=1}^N W_{I_n}^i(p) \right] / \left\{ 1 + W_{iC}(p) W_C(p) W_M^{i/u}(p) \times \left[1 + \sum_{n=1}^N W_{I_n}^i(p) \right] \right\} + k_V W_C(p) W_M^{i/u}(p) \left[1 + \sum_{n=1}^N W_{I_n}^i(p) \right],$$

где

$$W_C(p) = 1 / \left\{ C_M p + \left[\frac{1}{R_H} + \frac{1}{L_M p + R_{LM}} + \sum_{n=1}^N \left(\frac{1}{L_n p + R_{Ln}} \right) \right] \right\}$$

– передаточная функция, образованная конденсатором выходного фильтра и параллельными цепями обратных связей;

$$W_M^{i/u}(p) = \frac{k_{\text{ШИМ}}}{L_M p + R_{LM}}$$

– передаточная функция части ведущего инвертора до суммирования токов;

$$W_{I_n}^i(p) = \frac{k_{\text{ШИ}n}}{L_n p + R_{Ln} + k_{\text{ШИ}n} k_{i_n}},$$

$$n = 1, 2, 3, \dots, N$$

– передаточная функция n -го ведомого инвертора с внутренней цепью обратной связи по току, но без учета выходной емкости;

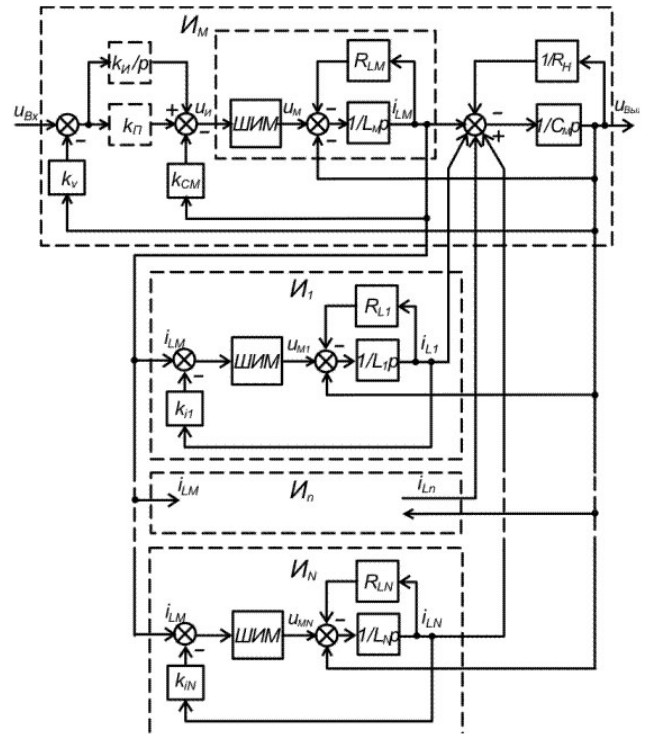


Рис. 2. Структурная схема преобразователя с ведущим и несколькими ведомыми параллельными инверторами

$$W_{iC}(p) = k_{CM} / \left\{ C_M p + \left[\frac{1}{R_H} + \frac{1}{L_M p + R_{LM}} + \sum_{n=1}^N \left(\frac{1}{L_n p + R_{Ln}} \right) \right] \right\}$$

– передаточная функция цепи обратной связи по току конденсатора после ее переноса на выход преобразователя; $k_{\text{ШИМ}}$ – коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора ведущего инвертора; $k_{\text{ШИ}n}$ – коэффициент передачи широтно-импульсного модулятора n -го ведомого инвертора; k_{i_n} – коэффициент передачи цепи обратной связи по току n -го ведомого инвертора; L_M – индуктивность дросселя выходного фильтра ведущего инвертора; R_{LM} – резистивная составляющая сопротивления его дросселя; L_n – индуктивность дросселя выходного фильтра n -го ведомого инвертора; R_{Ln} – резистивная составляющая сопротивления дросселя.

Анализ передаточной функции $W_{\Pi}(p)$ приводит к громоздким выражениям и оказывается весьма трудоемким. Приложение Simulink программного пакета Matlab позволяет в значительной мере автоматизировать вычисления выражения передаточной функции преобразователя и получить в результате кривые выходных процессов линеаризованной модели преобразователя, а также его переходную функцию.

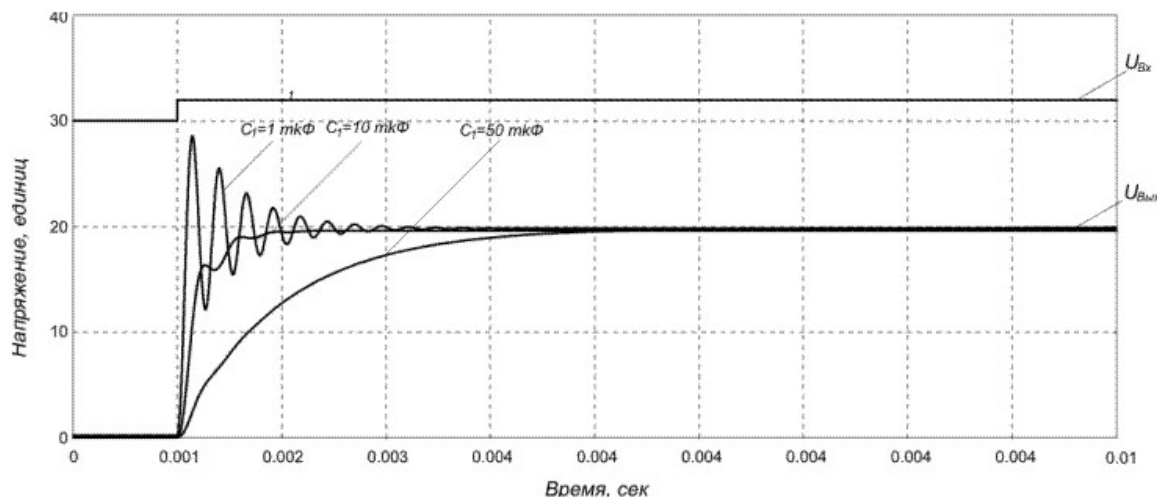


Рис. 3. Переходная функция преобразователя при разных значениях емкости фильтра ($C_1 = 1 \text{ мкФ}$, 10 мкФ , 50 мкФ)

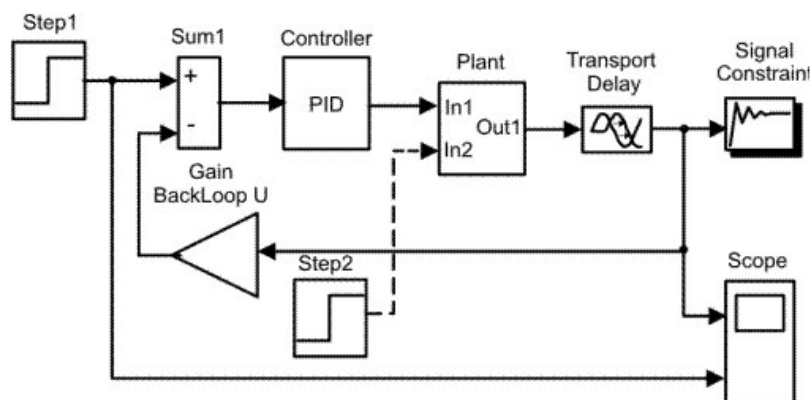


Рис. 4. Структурная схема оптимизация динамических свойств модели преобразователя

На рис. 3 приведены осциллограммы переходной функции преобразователя при различных значениях емкости выходного фильтра и нагрузке $R_H = 100 \text{ Ом}$. При этом величина коэффициента петлевого усиления напряжения равна $k_{VP} \approx k_{VT}k_V = 200$, где $k_{VT} = 20000$ – коэффициент передачи по напряжению прямого тракта ведущего инвертора, а $k_V = 0,01$ – коэффициент передачи цепи обратной связи по напряжению ведущего инвертора.

Результаты исследования линеаризованной модели преобразователя хорошо согласуются с результатами моделирования импульсной модели, приведенными в работах [2–4]. Однако погрешность результатов исследования линеаризованной модели возрастает в случаях, когда несущая частота широтно-импульсной модуляции снижается.

Как известно, принцип широтно-импульсной модуляции сопровождается неизбежной задержкой или сдвигом фазы выходного широтно-импульсного сигнала модулятора относительно сигнала управления. Более того, в случае цифрового широтно-импульсного модулятора

добавляется задержка, обусловленная аналого-цифровым преобразованием и временем обработки сигналов. Во многих случаях эта задержка оказывается пренебрежимо малой, но иногда и ее необходимо учитывать. Таким образом, для повышения адекватности линеаризованной математической модели реальному преобразователю необходимо ввести в модель задержку выходного сигнала преобразователя относительно задающего.

Важнейшим этапом исследований динамических свойств и разработки преобразователя является оптимизация его параметров в соответствии с заданными требованиями. Для оптимизации системы управления преобразователя воспользуемся пакетом Simulink Response Optimization (оптимизация отклика в среде Simulink). С помощью пакета Simulink Response Optimization можно найти оптимальные параметры для линейной (и нелинейной) модели системы, которые обеспечат требуемый переходный процесс по заданным графически ограничениям в окне временной области. На рис. 4 изображена структурная схема модели преобразователя,

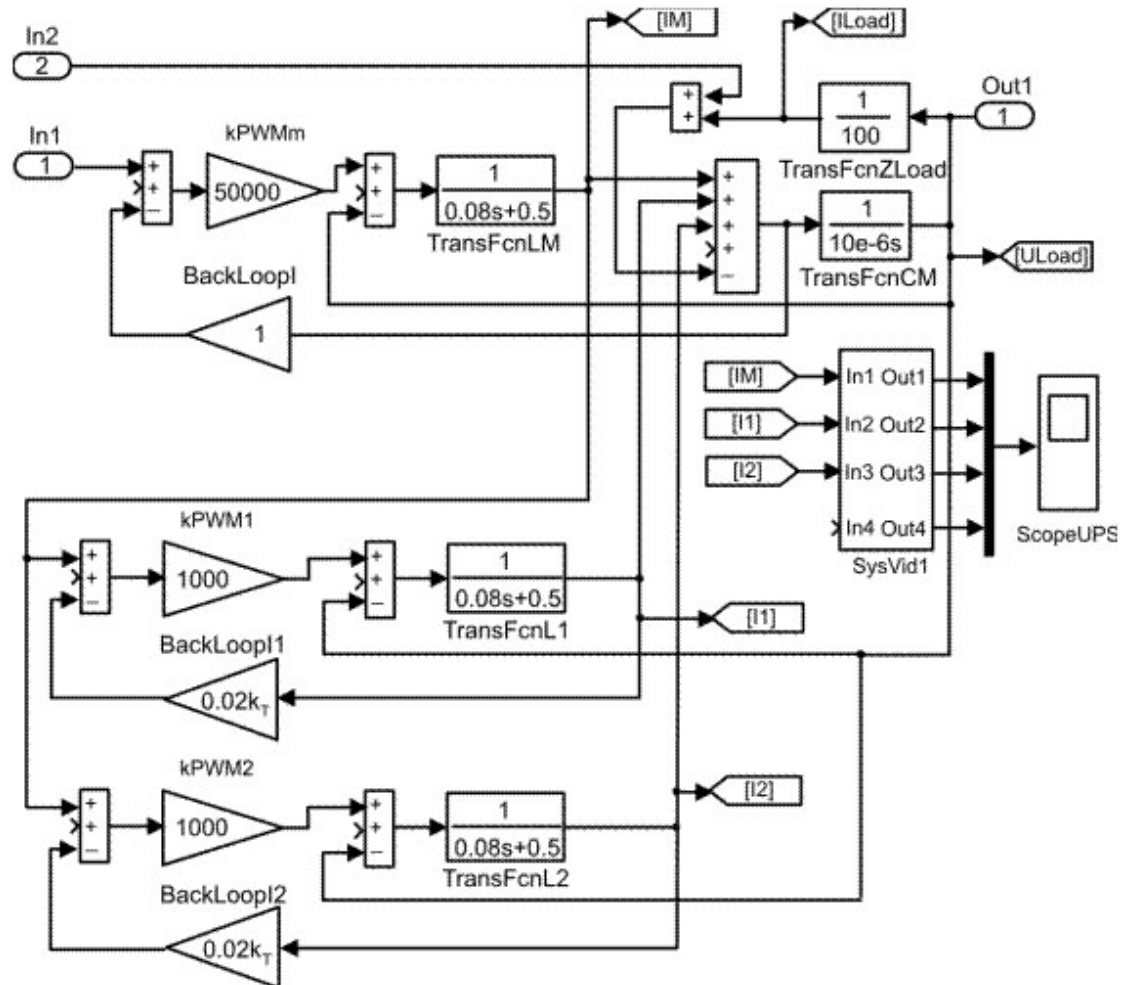


Рис. 5. Структурная схема (разомкнутой) модели преобразователя

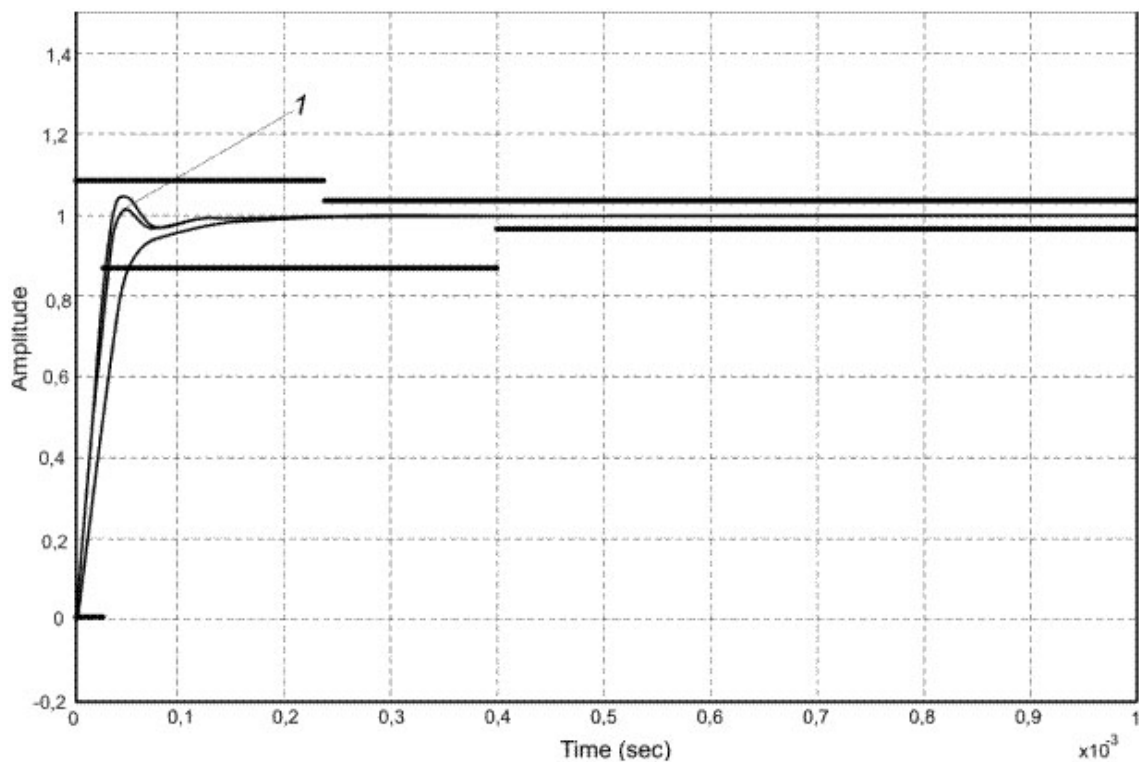


Рис. 6. Результаты оптимизации линейризованной модели преобразователя с помощью переходной функции

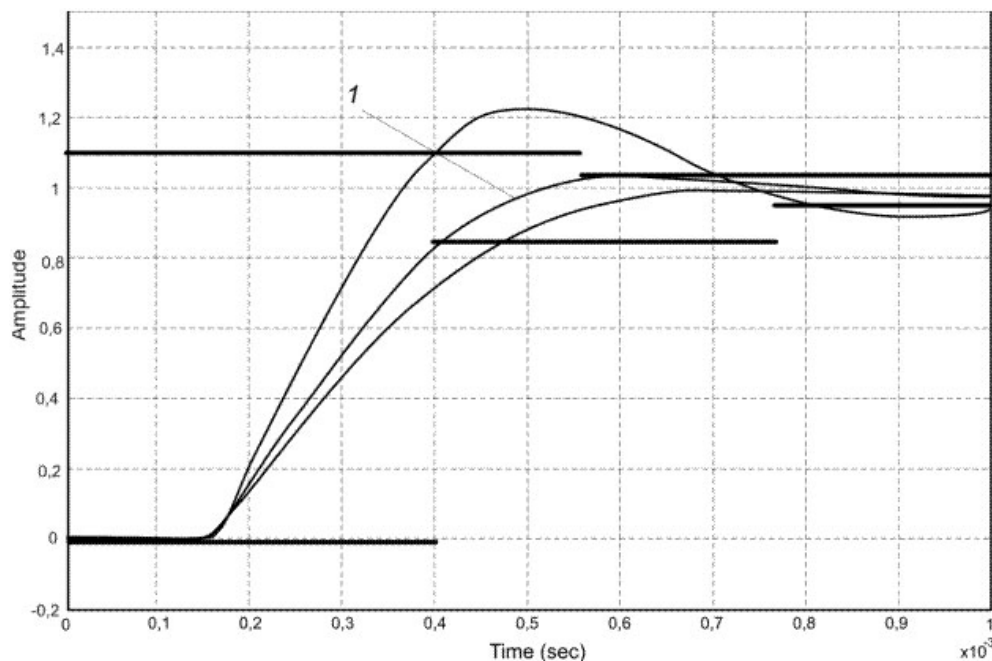


Рис. 7. Результаты оптимизации с учетом фазового сдвига, обусловленного широтно-импульсной модуляцией

в которой с помощью функционального блока Signal Constraint осуществляется оптимизация динамических свойств преобразователя по его переходной функции. Поиск ведется путем итерационной процедуры, которая в общем случае не всегда заканчивается успешно.

На структурной схеме рис. 4 имеется дополнительный блок – PID Controller или пропорционально-интегрально-дифференциальный контроллер с перестраиваемыми коэффициентами k_p , k_i , и k_d . Вместе с этим задающий единичный импульс и импульс возмущения в цепи нагрузки генерируются с помощью блоков «Step1» и «Step2».

Собственно структурная схема линеаризованной математической модели преобразователя на основе ведущего инвертора и двух ведомых инверторов (без цепи главной обратной связи по напряжению) представлена в виде блока «Plant» (рис. 5). Главная обратная связь по напряжению вынесена из блока Plant и показана на схеме оптимизации в виде цепи с усилителем согласования «Gain BackLoop U».

Еще один параметр, по которому ведется оптимизация, – коэффициент передачи цепи обратной связи ведомых широтно-импульсных усилителей мощности k_T . С помощью этого параметра задается коэффициент передачи усилителя тока. Таким образом, оптимизация динамических свойств преобразователя по переходной функции ведется в пространстве четырех параметров: k_p , k_i , k_d и k_T .

На рис. 6 изображены результаты оптимизации переходной функции линеаризованной модели без задержки фазы. В результате выполнения процедуры оптимизации получены следующие значения коэффициентов для PID-регулятора: $k_d = 0,3648$; $k_p = 37,0579$; $k_i = 3,3592$ при $k_T = 1$. Результирующий переходный процесс оптимизации изображен с помощью кривой 1. Время нарастания (выходного) импульса реакции на входной единичный импульс до уровня 95 % от установившегося значения составляет $t_H \approx 0,0035$ мс.

На рис. 7 показаны результаты оптимизации линеаризованной модели преобразователя с учетом задержки фазы выходного напряжения $\Delta t = 0,15$ мс, обусловленной широтно-импульсным принципом его преобразования.

Параметры преобразователя в обоих экспериментах заданы для несущей частоты широтно-импульсного преобразования, равной 3 кГц, и нагрузки 100 Ом. Результирующий переходный процесс оптимизации изображен с помощью кривой 1. При этом время нарастания импульса реакции на входной единичный импульс во втором случае составляет $t_H \approx 0,46$ мс.

В результате выполнения процедуры оптимизации получены следующие значения коэффициентов для PID-регулятора: $k_d = 0,0291$; $k_p = 0,7329$; $k_i = 78,9981$ при $k_T = 0,9860$.

Список литературы

1. Гейтенко А.Е., Гейтенко Е.Н. Способ управления параллельно соединенными модулями источника бесперебойного питания. Патент на изобретение RU 2502181 С1, 20.12.13 г., Бюл. № 35.
2. Гейтенко Е.Н. Моделирование энергетических процессов в фильтре активного типа источника бесперебойного питания // Физика волновых процессов и радиотехнические системы. 2009. Т. 12. № 4. С. 112–117.
3. Гейтенко А.Е., Гейтенко Е.Н., Осипов О.В. Моделирование и сравнительный анализ энергетических характеристик двухканального преобразователя при различных типах широтно-импульсной модуляции // Естественные и технические науки. 2010. № 6. С. 437–443.
4. Гейтенко А.Е. Анализ динамических свойств системы параллельно соединенных источников бесперебойного питания // Техника и технология. 2012. № 5. С. 18–25.

Optimization of the transition function of a modular uninterruptible power supply slave type

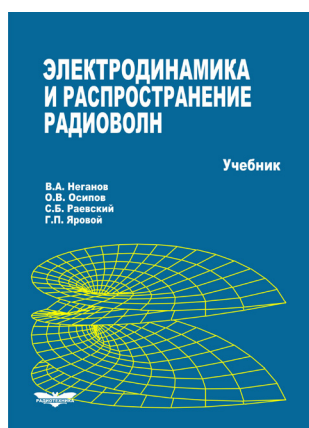
A.E. Geytenko, E.N. Geytenko

The system uninterruptible power supply with an output voltage sine wave used several parallel-connected uninterruptible power supplies. In the linearized model output inverter delay is not taken into account the phase of the output signal pulse – width modulator. To account for the delay unit uses a standard Simulink – Transport Delay. Optimization of the transition function performed by a function block Signal Constraint. As a result, the coefficients found PID – regulator system inverter control.

Keywords: uninterruptible power supply, voltage converter, inverter, pulse-width modulation, the transfer function, linearization, the transition function, modeling.

Неганов, В.А.

Электродинамика и распространение радиоволн: учебник / В.А. Неганов [и др.]; под ред. В.А. Неганова и С.Б. Раевского. – Изд. 4-е, доп. и перераб. – М.: Радиотехника, 2009. – 744 с.



ISBN 978-5-88070-154-4

УДК 537.87(075.3)
ББК 22.3
Н 41

Книга написана активно работающими в области электродинамики учеными. Излагаются теория электромагнитного поля с акцентом на радиотехническую электродинамику и анализ волновых процессов; рассматриваются отражение и преломление волн, излучение и дифракция; описываются основные закономерности распространения электромагнитных волн в различных безграничных средах (изотропных, анизотропных, диспергирующих, неоднородных), в направляющих и резонансных структурах, в природных условиях. Осуждаются методы математического моделирования в электродинамике, опирающегося на применение ЭВМ.

Отличительной особенностью книги является обсуждение современных проблем электродинамики: расчет электромагнитных волн в ближних зонах излучающих структур (самосогласованный метод расчета), комплексных волн в волноведущих структурах и др.

Предназначается для студентов радиотехнических и радиофизических специальностей вузов, а также инженеров-радиотехников и радиофизиков.