

ТЕХНОЛОГИЯ МЯГКОЙ КОММУТАЦИИ ДВУХФАЗНОГО ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Двухфазный повышающий преобразователь напряжения (ДФПН) является широко используемой технологией, и в первую очередь в промышленных источниках питания с нагрузкой. Повышающие преобразователи постоянного тока известны высоким КПД, экономичностью коммутирующего DC-DC устройства. Формирование импульса осуществляется методом широтно-импульсной модуляции (ШИМ) с постоянной частотой или частотно-импульсной модуляцией (ЧИМ), использующей переменную частоту напряжения [1, 2].

Существует много работ, посвященных математическому моделированию преобразователей и их рабочих циклов, рассматривающих ДФПН с позиций теории нелинейной динамики, лишь частично решающих проблему построения точных моделей из-за существенных допущений [5–8]. Однако математическая модель, представленная в этих работах, базируется на методах усреднения вектора переменных состояния системы нелинейных дифференциальных уравнений, что при исследовании динамики ДФПН сказывается на достоверности получаемых результатов, в том числе на надежности работы ключевых элементов [3, 8]. Используя подобные модели невозможно в полной мере учитывать высокочастотные динамические процессы, которые приводят к возникновению колебаний тока большой амплитуды. Характер этих колебаний, гармоник и суб-гармоник определяется как видом нелинейности импульсной части преобразователя, зависящим от законов формирования управляющих импульсов, так и областью нелинейности и нестабильности.

Здесь приняты следующие допущения, учитывающие высокочастотные процессы в ДФПН:

- 1) решение исходной системы уравнений должно быть записано в аналитическом виде для каждого участка постоянства структуры силовой цепи;
- 2) количество задач, требующих применения численных методов, должно быть минимальным;
- 3) при использовании численных методов для решения промежуточных вычислительных задач необходимо четко сформулировать требования к точности расчета.

Кроме того, рассмотрен ряд вопросов, касающихся того, какой импульсный модулятор считать наиболее подходящим для регулирования коммутационной динамики ДФПН в переходных и стационарных процессах. При выборе между ШИМ и ЧИМ были учтены их особенности, приведенные в таблице.

Таким образом, ЧИМ была выбрана в качестве регулятора и стабилизатора напряжения ДФПН как при высоких, так и при низких частотах ввиду мягкой коммутации при нулевом напряжении (ПНН) и нулевом токе (ПНТ) для разных параметров [6].

Структурная реализация ЧИМ приведена на рис. 1. Здесь приняты следующие обозначения напряжение источника питания (E_0): нагрузочный резистор (R_H); три индукционные катушки (L_1, L_2, L_k), соединенные треугольником; конденсатор (C_L); высоковольтные транзисторы ($VT1$ и $VT2$), которые являются элементами, описываемыми нелинейными математическими моделями эквивалентной схемы замещения. Схема управления (МПСУ) включает в себя: ЧШИМ_1 и ЧШИМ_2 – модуляторы импульсных сигналов; α_1 и α_2 – коэффициенты усиления ошибки; β – коэффициент передачи датчиков обратной связи выходного напряжения.

Характеристики импульсных модуляторов

ШИМ		ЧИМ	
преимущества	недостатки	преимущества	недостатки
Простота исполнения	Малый диапазон пропускной способности	Простота в работе, не требует усилителя сигнала рассогласования	Восприимчивость к электромагнитным помехам
Позволяет избегать определенной частоты полосы пропускания	Низкая эффективность при малых нагрузках	Переменная частота пропускной способности	Сложность исполнения
Непрерывный рабочий цикл при стабилизации выходного напряжения		Высокие дискретные рабочие циклы для достижения стабильности напряжения	
		Повышенная эффективность при малых нагрузках	
		Широкий диапазон полосы пропускания	

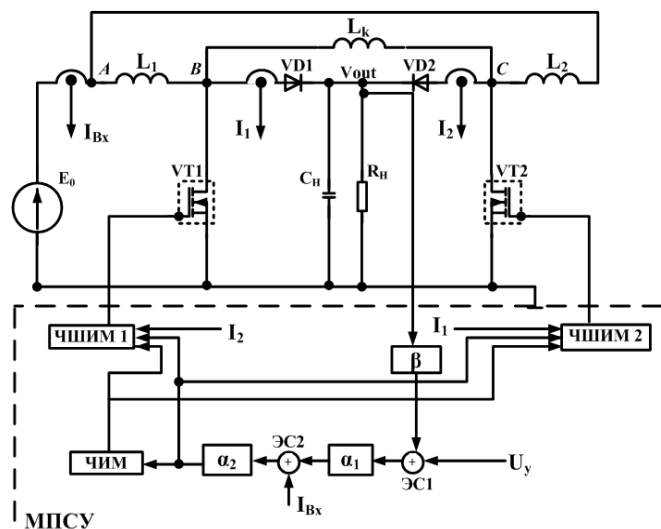


Рис. 1. Эквивалентная схема замещения преобразователя

Данная структурная реализация и схема замещения ее базовых состояний для коммутационных функций $A_1: K^{F^1}(\xi) = 0; K^{F^2}(\xi) = 0$, $A_2: K^{F^1}(\xi) = 1; K^{F^2}(\xi) = 0$ и $A_3: K^{F^1}(\xi) = 0; K^{F^2}(\xi) = 1$ рассмотрена в работе [9].

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АНАЛИЗ ЭКВИВАЛЕНТНОЙ СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ

Математическая модель, представленная в работе, обеспечивает более точное исследование нелинейной динамики процессов в замкнутых системах с ЧИМ. Разработана математическая модель замкнутой системы управления с ЧШИМ-генераторами 1 и 2 (рис. 1).

При построении эквивалентной схемы замещения были приняты во внимание следующие допущения:

- E_0 , источник постоянного напряжения является идеальным;

- импульсный преобразователь выполнен на идеальных ключах с нулевым временем переключения, которое он может изменять;
- элементы R, L, C линейны;
- корректирующие устройства выполнены на базе идеальных элементов.

Эквивалентная схема замещения преобразователя описана с помощью системы нелинейных дифференциальных уравнений:

$$\frac{dX}{dt} = G(X(t), t),$$

где X – вектор фазовых переменных;
 G – периодическая вектор-функция.

РЕЗУЛЬТАТЫ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Для получения значений переменных был выбран метод Ньютона-Рафсона, т. к. он обладает достаточно быстрой конвергенцией и допустимой степенью точности получаемых дискретных значений ДФПН. При определенных параметрах моделирования проиллюстрированы устойчивые и неустойчивые (хаос) состояния портретных характеристик плоскости Пуанкаре (рис. 3).

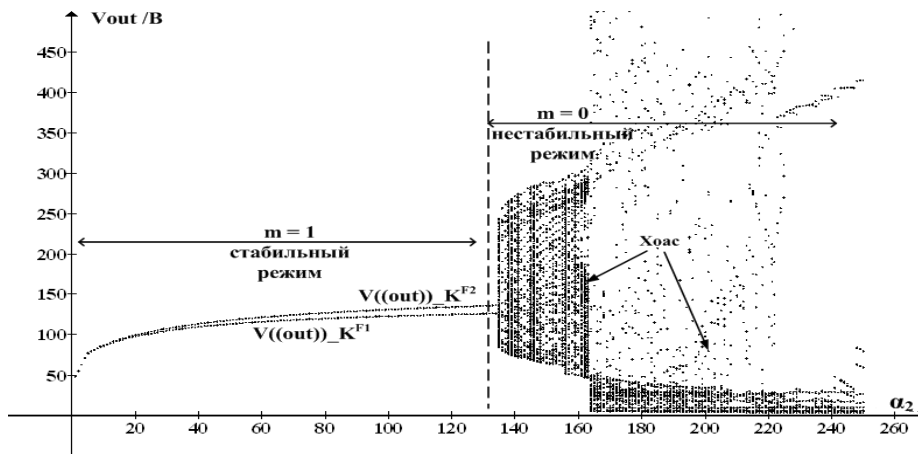


Рис. 2. Зависимости выходного напряжения V_{out} от коэффициента усиления ошибки α_2 и при напряжении задания равном 0.55 В

На рис. 3 изображены временные диаграммы ПНТ.

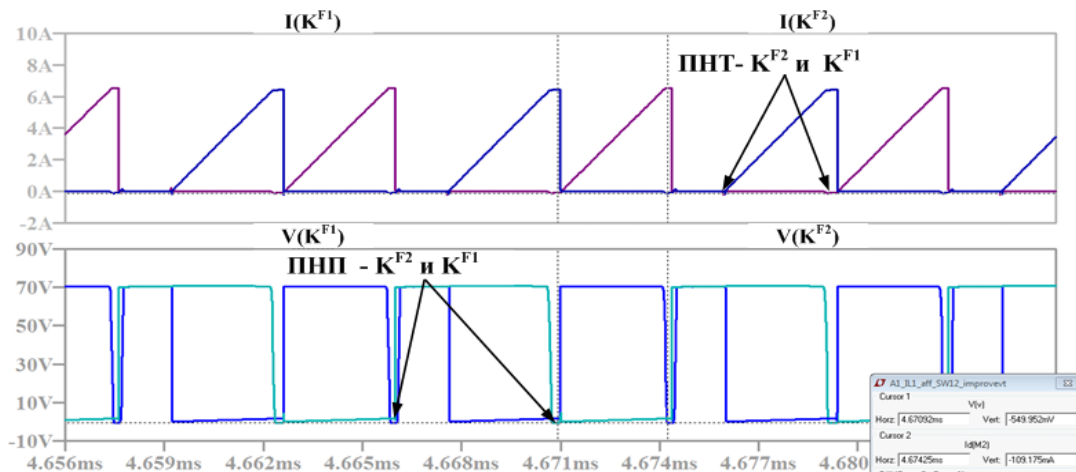


Рис. 3. Временные диаграммы мягкой коммутации в ДФПН ПНН и ПНТ

На рис. 4 приведена зависимость КПД от напряжения источника питания (E_0).

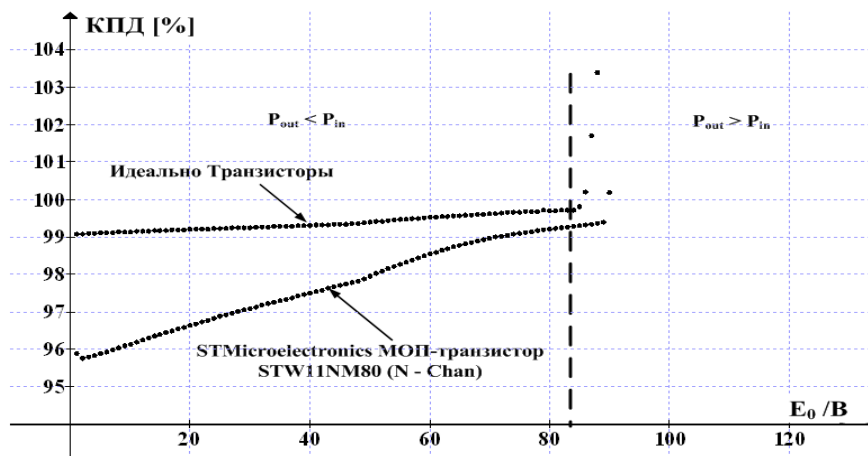


Рис. 4. КПД преобразователя напряжения

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Приведенный выше технический результат демонстрирует способности преобразователя к мягкой коммутации и преимущества предлагаемого устройства, позволяющие повысить его эффективность за счет снижения динамических потерь в транзисторах, что в свою очередь увеличивает надежность и срок службы преобразователя. С учетом выходного напряжения, тока в индуктивности и потерь в транзисторах были определены рабочий цикл и модуляция преобразователя, лучше всего подходящие для обеспечения требуемого типа коммутации и стабильности выходного напряжения. За счет снижения потерь на транзисторах и использования более высоких частот получены высокий КПД и меньшие массогабаритные показатели, обуславливающие целесообразность представленного ДФПН.

Список использованных источников

1. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М.. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990. 166 с.
2. Edwin van Dijk, Herman J. N. Spruijt, Dermot M. O'Sullivan, Klaassens J. B. PWM-Switch Modeling of DC-DC Converters, NOV. 1995. P. 659–665.
3. Middlebrook R. D., Cuk. A general unified approach to modelling switching-converter power stages. *Proc. ZEEE Power Electron. Specialists ConJ.* 1976. P. 18–34.
4. Marc R. Introduction to bifurcations Roussel. September 16. 2005. P. 1–11.
5. Zhusubaliyev Zh. T., Soukhoterin E. A., Mosekilde E. Border-collision bifurcations and chaotic oscillations in a piecewise-smooth dynamical system // *International Journal of Bifurcation and Chaos.* 2001. Vol. 11. № 12. P. 2977–3001.
6. Femia N., Spagnuolo G., Vitelli M. Steady-state analysis of hard and soft switching DC-to-DC regulators. P. 51–64.
7. Peter Tod, Allegro MicroSystems, Inc. Short Duty Cycles Lead to Smaller DC-DC Converters. P. 1–4.
8. Бородин К. В., Михальченко С. Г., Михальченко Г. Я. Бифуркации в динамике инвертирующего преобразователя напряжения: докл. ТУСУР. № 1 (21). Ч. 2. Июнь 2010.
9. Диксон Р. К., Дементьев Ю. Н., Михальченко Г. Я., Михальченко С. Г., Семёнов С. М. Двухфазный повышающий преобразователь с мягкой коммутацией транзисторов и особенности его динамических свойств // *Известия ТПУ.* 2014. №4. Т. 324. С. 96–101.