



eISSN 2311-2468
Том 10, № 13. 2022
Vol. 10, no. 13. 2022

электронное периодическое издание
для студентов и аспирантов

Огарёв-онлайн Ogarev-online

<https://journal.mrsu.ru>



БЕСПАЛОВ Н. Н., ГОРЯЧКИН Ю. В., ПАНЬКИН К. Ю.
РАЗРАБОТКА И МОДЕЛИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРА
ИСПЫТАТЕЛЬНЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРЯМОГО ТОКА
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СИЛОВЫХ ДИОДОВ

Аннотация. В статье представлены результаты моделирования схемотехнического решения генератора импульсов прямого тока для испытания полупроводниковых приборов и программа генерации управляющего напряжения полусинусоидальной формы испытательного импульса в виде 12-разрядного двоичного кода на языке VHDL. Описан алгоритм работы генератора полусинусоидальных импульсов тока.

Ключевые слова: моделирование, генератор, ПЛИС, VHDL, управляемый источник тока, прямой импульс тока, ЦАП.

BESPALOV N. N., GORYACHKIN YU. V., PANKIN K. YU.
DEVELOPMENT AND SIMULATION OF
FORWARD CURRENT TEST PULSE GENERATOR
FOR STUDYING POWER DIODES

Abstract. The article presents the results of the simulation of a circuit design solution for a direct current pulse generator for testing semiconductor devices and a program for generating a control voltage of a half-sine waveform of a test pulse in the form of a 12-bit binary code in the VHDL language. The operation algorithm of the generator of half-sinusoidal current pulses is described.

Keywords: simulation, generator, FPGA, VHDL, controlled current source, direct current pulse, DAC.

При экспериментальном исследовании вольт-амперных характеристик (ВАХ) и тепловых характеристик (ТХ) силовых полупроводниковых приборов (СПП) в состоянии высокой проводимости (СВП) в совокупности с высокоточной измерительной аппаратурой используются различные управляемые источники тока (УИТ) [1; 2; 3; 4]. Результаты проведённых испытаний позволяют оценивать качество изготовления СПП и выявлять потенциально ненадёжные приборы [5].

Согласно ГОСТ 24461—80 [6] испытание силовых диодов (СД) и силовых тириستоров (СТ) в СВП осуществляются путём пропускания через них одиночных испытательных импульсов тока $i_{F(T)}$ (прямой ток i_F для СД и ток в открытом состоянии i_T для СТ) однополупериодной синусоидальной формы длительностью до 10 мс [2] и измерения падения импульсного прямого напряжения $u_{F(T)}$. При этом для исследования СПП в

различных электрических и тепловых режимах используются иные формы испытательных импульсов тока $i_{F(T)}$. На рисунке 1 приведены некоторые формы этих испытательных импульсов тока.

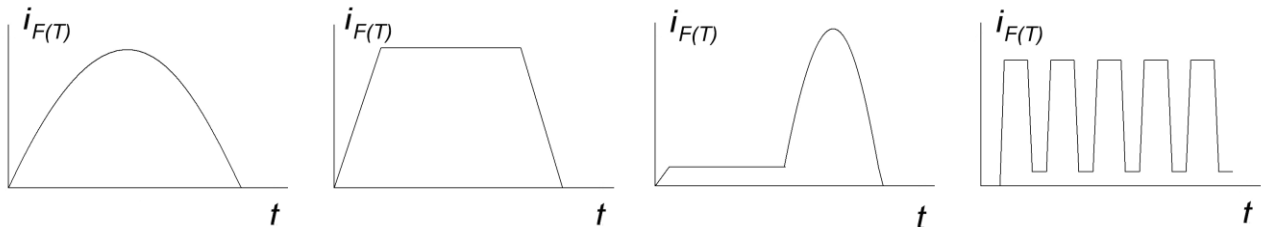


Рис. 1. Некоторые типовые формы испытательных импульсов токов $i_{F(T)}$.

Для исследования ВАХ и ТХ СПП в СВП нами разработано схемотехническое решение управляемого генератора испытательных импульсов тока (генератор), которое позволяет создавать импульсы тока различных форм. На рисунке 2 приведена разработанная структурная схема генератора испытательных импульсов тока.

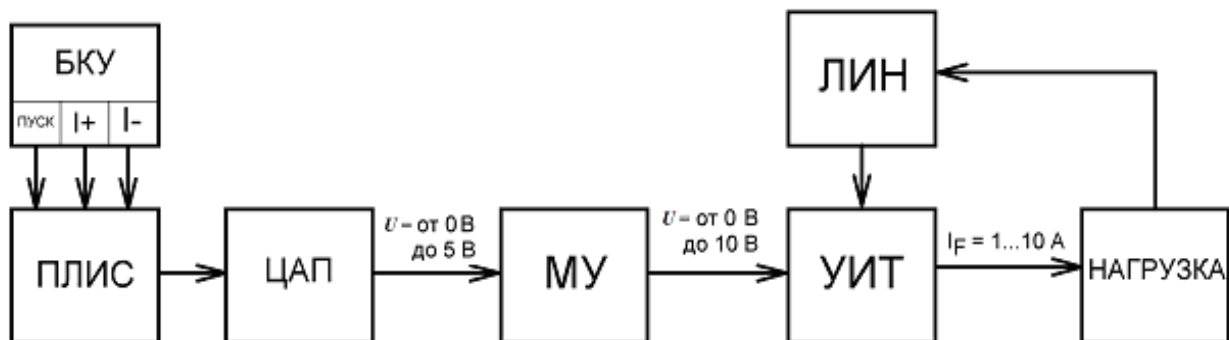


Рис. 2. Структурная схема генератора испытательных импульсов тока.

Структурная схема генератора состоит из следующих блоков.

- БКУ — блок кнопок управления, где с помощью кнопки ПУСК запускается работа генератора испытательных импульсов, а с помощью кнопок +I и -I регулируется амплитуда испытательного импульса тока.
- ПЛИС — программируемая логическая интегральная схема.
- ЦАП — цифро-аналоговый преобразователь.
- МУ — масштабирующий усилитель.
- УИТ — управляемый источник тока.
- НАГРУЗКА — исследуемый полупроводниковый прибор.
- ЛИН — линейный источник напряжения.

Рассмотрим алгоритм работы разработанной структурной схемы генератора при формировании в НАГРУЗКЕ импульсов тока полусинусоидальной формы.

При нажатии кнопки ПУСК БКУ запускается работа программы в ПЛИС. При этом на выходах ПЛИС генерируются сигналы напряжения, соответствующие параллельному 12-ти разрядному двоичному код, которые поступают на ЦАП. На выходе ЦАП формируются импульсы напряжения в диапазоне от 0 В до 5 В полусинусоидальной формы, который через МУ формирует во времени на входе УИТ управляющие импульсы напряжения полусинусоидальной формы в диапазоне значений от 0 до 10 В. УИТ, который питается от ЛИН, формирует в нагрузке испытательные импульсы тока с заданной амплитудой. В настоящее время рассматривается формирование импульсов тока полусинусоидальной формы (см. рис. 1) с амплитудой до 10 А при изменении входного управляющего сигнала с амплитудой до 10 В.

Проверка работоспособности разработанного схемотехнического решения генератора была проведена путём моделирования основных блоков в программной среде Multisim (рисунок 3). При этом выделенный блок генератора импульсов напряжения (ГИН) эмитирует работу блоков БКУ, ПЛИС и ЦАП структурной схемы. Остальные выделенные блоки выполняют функции соответствующих блоков, представленных на структурной схеме. В качестве нагрузки был выбран диод *D1* MSRF1560 рассчитанный на максимальный постоянный ток $I_F = 15$ А и пиковое повторяющееся обратное напряжение $U_{RRM} = 600$ В. С целью минимизации электрических потерь в силовой выходной цепи УИТ напряжение источника питания (ЛИН) было выбрано равным 5 В, что достаточно для формирования испытательного импульса тока с амплитудой до 10 А [7].

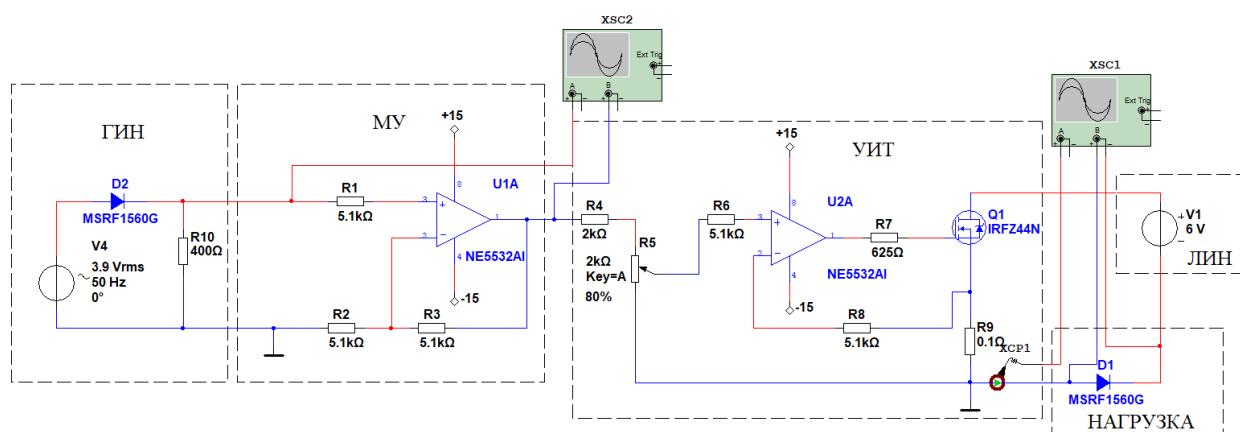
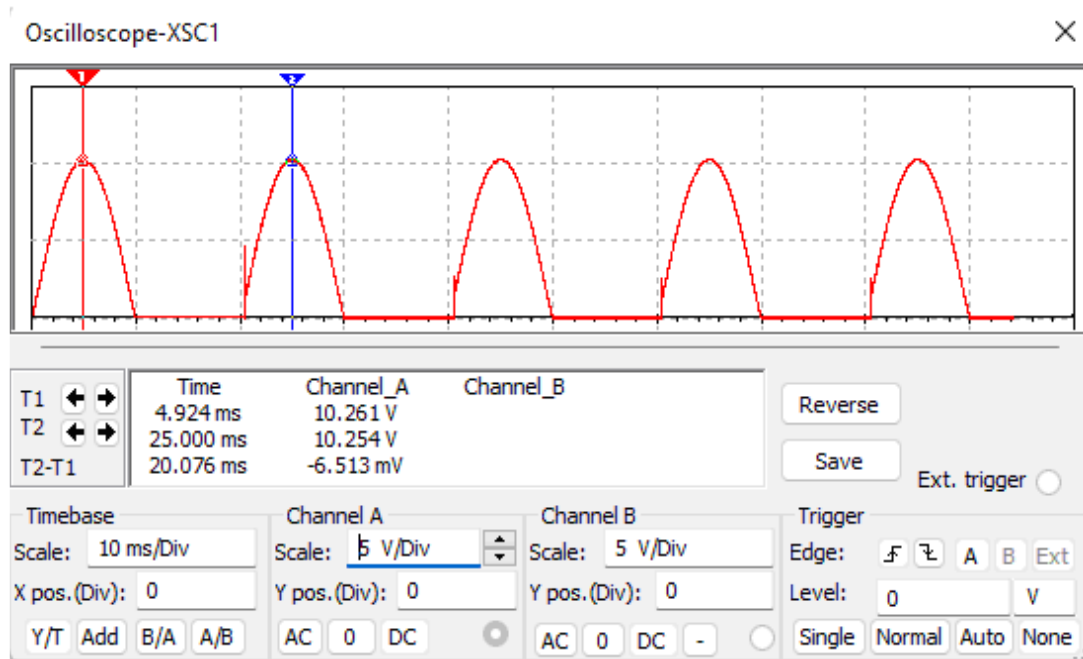


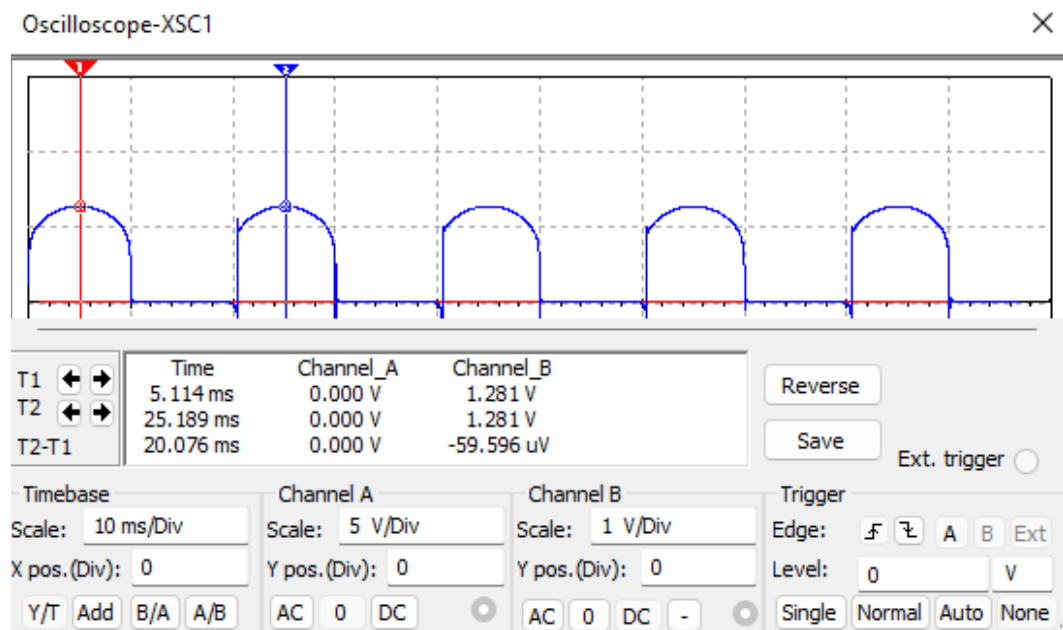
Рис. 3. Визуализация модели генератора испытательных импульсов тока в программе Multisim.

С помощью виртуальных приборов «Осциллограф» в программе Multisim были получены осциллограммы испытательных импульсов тока, пропускаемых через диод *D1* и

падения напряжения на диоде $D1$. На рисунке 4 приведены полученные осциллограммы.



a)



б)

Рис. 4. Осциллограммы испытательных импульсов тока $i_{F(T)}$ (а) и импульсного падения напряжения $u_{F(T)}$ на диоде $D1$ (б).

На рисунке 4, а показано, что разработанная визуальная модель генератора испытательных импульсов генерирует импульсы тока амплитудой до 10 А. На рисунке 4, б показано, что при пропускании через диод $D1$ импульсов тока амплитудой 10 А значение падения напряжения на диоде составляет 1,28 В. На рисунке 5 приведены осциллограммы управляющих импульсов напряжения на входе МУ и выходе МУ.



Рис. 5. Осциллограммы управляющих импульсов напряжения на входе МУ (линии красного цвета) и выходе МУ (линии синего цвета).

Для реализации приведённых на рисунках 1 и 4 испытательных импульсов тока нами была разработана программа генератора испытательных импульсов различной формы на ПЛИС [8]. В качестве генератора формы испытательного импульса была выбрана ПЛИС фирмы Altera семейства cyclone EP4CE22F17C6N. Для данной ПЛИС в программной среде Quartus на языке описания аппаратуры интегральных схем VHDL была написана программа генерации 12-ти разрядного двоичного кода. Полученная программа приведена на рисунке 6.

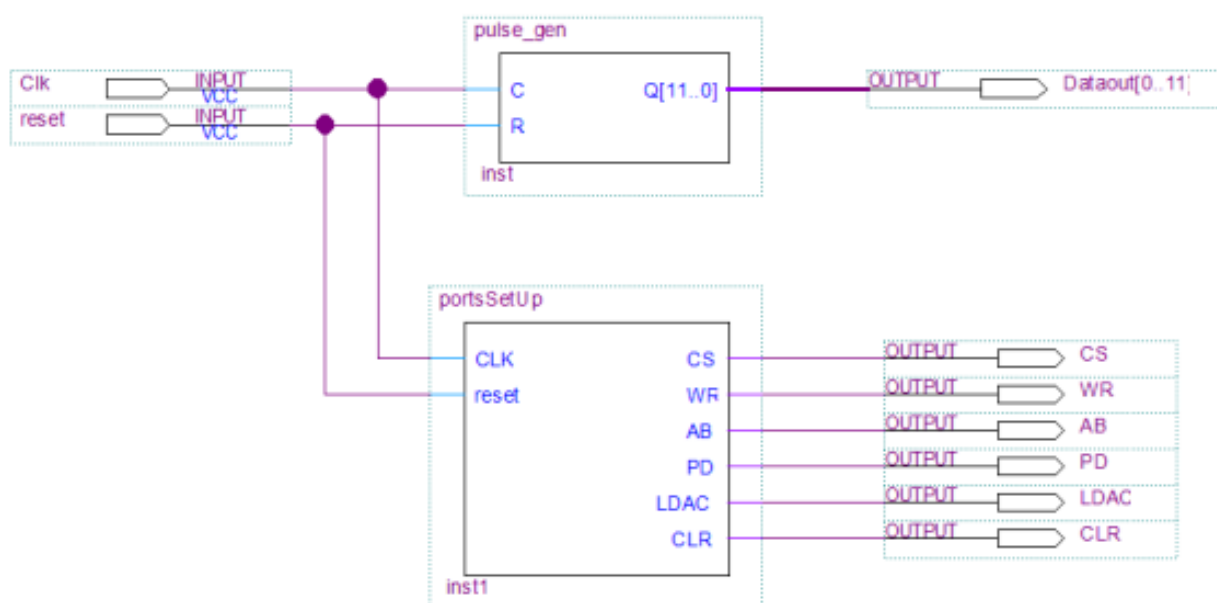


Рис. 6. Программа формирования 12-ти разрядного двоичного кода на языке VHDL.

Программа состоит из следующих блоков, написанных на языке VHD:

- pulse_gen — это блок, с помощью которого генерируется параллельный 12 разрядный двоичный код;
- portsSetUp — это блок управления и настройка работы ЦАП;
- порты ввода C, R;
- порты вывода Dataout[0..11], CS, WR, AB, PD, LDAC, CLR.

Программа работает по следующему алгоритму. С порта ввода clk поступают тактирующие импульсы напряжения частотой 50 МГц на входной порт C блока pulse_gen и на входной порт CLK блока portsSetUp. Внутренний делитель частоты блока pulse_gen осуществляет деление таким образом, чтобы за период времени 5 мс количество таких импульсов составляло 4 096 (12 разрядов двоичного кода). Вывод полученного кода происходит с помощью порта вывода Q[0..11].

Разработанная программа для ПЛИС была промоделирована в программе ModelSim. На рисунке 7 приведены временные диаграммы выходных сигналов ПЛИС.

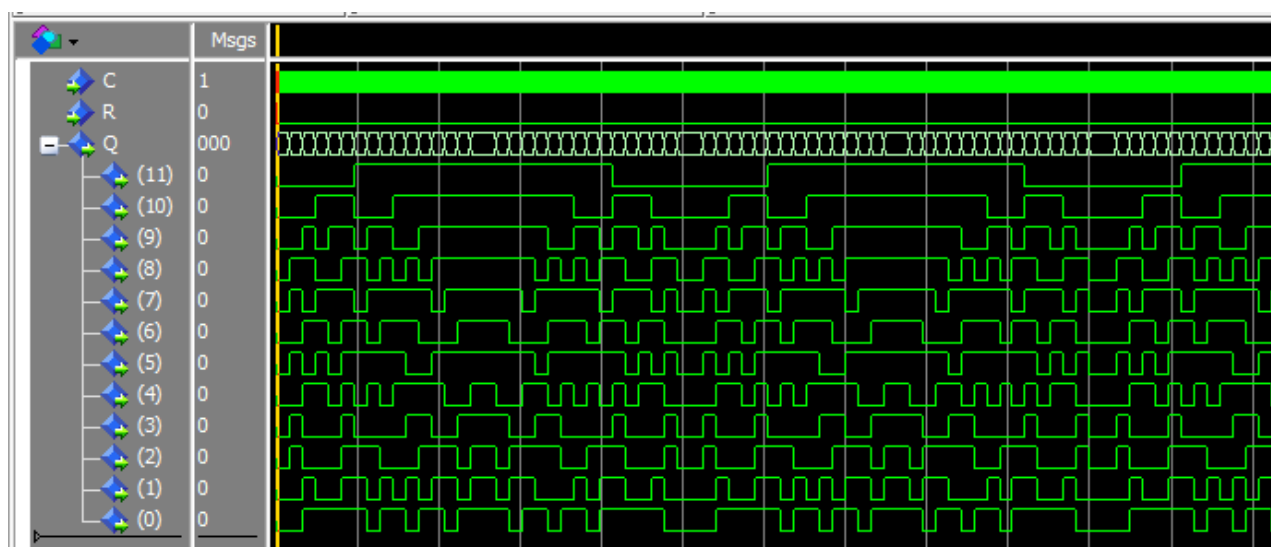


Рис. 7. Временные диаграммы работы программы блока pulse_gen.

В результате проделанной работы получены следующие результаты:

- разработана программа для формирования импульсов напряжения на языке VHDL в программном продукте Quartus для создания управляющих сигналов УИТ полусинусоидальной формы;
- разработано схемотехническое решение генератора испытательных импульсов прямого тока для определения параметров и характеристик СПП в СВП.

Полученные результаты моделирования в дальнейшем будут использованы при

разработке экспресс-метода и аппаратуры для определения ряда электрических и тепловых характеристик и параметров СПП в СВП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Панькин К. Ю., Бектяшкин И. О. Определение вольт-амперной характеристики силового диода с помощью программно-определяемого функционального источника тока // XXIV Научно-практическая конференция молодых ученых, аспирантов и студентов: в 3 ч.: Технические науки. – Саранск: Мордов. гос. ун-т, 2021. – С. 133–137.
2. Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Панькин К. Ю., Бектяшкин И. О. Моделирование и исследование параметров прямых вольт-амперных характеристик и температурного коэффициента напряжения диода Д242 // Научно-технический вестник Поволжья. – 2021. – Вып. 5. – С. 60–63.
3. Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Панькин К. Ю., Кондрашин Д. С. Моделирование и исследование процесса нагрева диода штыревой конструкции Д242 прямым током // Научно-технический вестник Поволжья. – 2021. – Вып. 5. – С. 75–78.
4. Беспалов Н. Н., Мускатиньев А. В. Особенности измерения прямого падения напряжения на силовых тиристорах и диодах // Научно-технический вестник Поволжья. – 2018. – Вып. 5. – С. 116–118.
5. Мускатиньев А. В. Генераторы импульсного тока для подбора силовых тириستоров и диодов при параллельном включении // XXI век: итоги прошлого и проблемы настоящего плюс. Научно-методический журнал. – Пенза: Пенз. гос. технол. ун-т. – 2017. – № 04(38). – С. 86–91.
6. ГОСТ 24461-80 (СТ СЭВ 1656-79) Группа Е69. Государственный стандарт Союза ССР.
7. Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Панькин К. Ю. Моделирование и исследование режимов работы источника тока для испытания полупроводниковых приборов // Научно-технический вестник Поволжья. – 2022. – Вып. 5. – С. 24–27.
8. Свидетельство 2022660984. Программа генерации цифрового кода на входах цифро-аналогового преобразователя, на выходе которого формируется полусинусоидальный сигнал напряжения: программа для ЭВМ / Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Панькин К. Ю. (RU); правообладатель Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Национальный исследовательский Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарёва». № 2022619708; заявл. 27.05.2022; опубл. 14.06.2022.

БЕСПАЛОВ Н. Н., ЛЯДУНОВ К. А., ЛИМОНОВ В. Ю., ПЕРКОВ А. А.
МОДЕЛИРОВАНИЕ СТАБИЛИЗИРОВАННОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ
ДЛЯ КАСКАДОВ УСИЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Аннотация. В данной статье приводятся результаты моделирования в программной среде Multisim 11.0 зависимостей электрических параметров линейного источника питания, реализованного на микросхеме КР142ЕН8В, от сопротивления вторичной обмотки трансформатора R_i в диапазоне от 0,1 до 10 Ом при изменении ёмкости сглаживающего конденсатора от 0,1 мФ до 5 мФ. Исследования проведены при условии протекания в активной нагрузке эквивалентной цепям питания операционных усилителей тока величиной до 0,25 А. Определялись условия формирования пульсаций выходного напряжения на уровне размаха не более ± 1 мВ.

Ключевые слова: операционный усилитель, пульсации напряжения, стабилизатор напряжения, сглаживающий конденсатор.

BESPALOV N. N., LYADUNOV K. A., LIMONOV V. Y., PERKOV A. A.
SIMULATION OF STABILIZED POWER SUPPLY
FOR CASCADES OF AMPLIFICATION IN MEASURING DEVICES

Abstract. This article presents the results of modeling in the Multisim 11.0 software environment of the dependences of the electrical parameters of the linear power supply implemented on the KR142EN8V chip on the resistance of the secondary winding of the transformer R_i in the range from 0.1 to 10 ohms when the capacity of the smoothing capacitor changes from 0.1 mF to 5 mF. The studies were carried out under the condition of a current flow in an active load equivalent to the power supply circuits of operational amplifiers with a value of up to 0.25 A. The conditions for the formation of output voltage ripples at a span level of no more than ± 1 mV were determined.

Keywords: operational amplifier, voltage ripple, voltage stabilizer, smoothing capacitor.

Аналого-цифровые преобразователи (АЦП) имеют широкое применение в различных областях современной науки и техники. Они являются основными составляющими систем преобразования и отображения информации, программируемых источников питания и цифровых измерительных приборов (ЦИП) [1]. Входные усилительные каскады ЦИП в основном реализуются на операционных усилителях (ОУ) или транзисторных усилительных каскадах, работающих в режиме класса «А». При этом для неискажённой передачи информационных сигналов важно добиться высокой стабильности напряжения источника питания и малых его пульсаций, учитывая, что питание таких приборов осуществляется

обычно от промышленной сети. Современные импульсные источники питания, работающие на частотах преобразования до 1 МГц, имеют достаточно высокие показатели по стабильности выходного напряжения, а также по экономичности, однако достичь малых пульсаций выходного напряжения на уровнях менее ± 1 мВ, что требуется для качественной работы усилительных каскадов измерительных приборов, с ними достаточно сложно.

Для достижения цели создания высокостабильного источника питания для ОУ с пульсациями выходного напряжения менее ± 1 мВ с входным питанием от промышленной сети переменного тока с напряжением $220 \text{ В} \pm 10\%$ нами рассмотрено известное схмотехническое решение линейного источника питания [2; 3], реализованного на микросхеме КР142ЕН8В, электрическая принципиальная схема (ЭПС) которого представлена на рисунке 1.

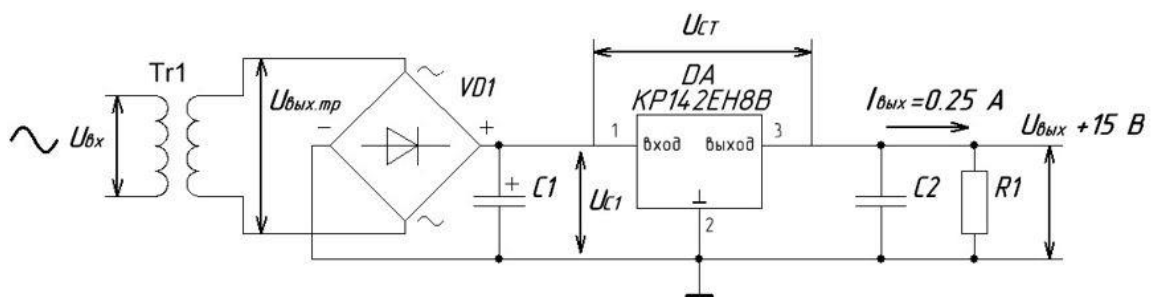


Рис. 1. ЭПС линейного источника питания для ОУ с выходным напряжением $U_{\text{вых}} = +15 \text{ В}$.

Моделирование электрических процессов в данной схеме питания ОУ осуществлялось в программной среде Multisim 11.0. На рисунке 2 представлена визуализация исследуемой схемы.

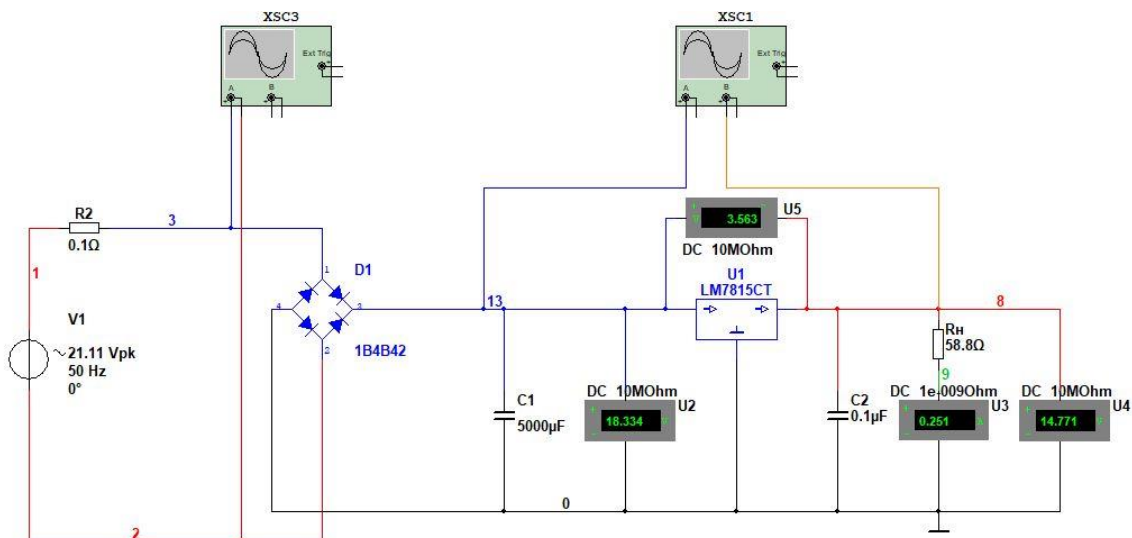


Рис. 2. Визуализация исследуемой схемы источника питания в Multisim.

Исследования пульсаций выходного напряжения $U_{вых}$ осуществлялись при вариации следующих параметров схемы:

- сопротивление вторичной обмотки трансформатора R_i изменялось дискретно в пределах от 0,1 Ом до 10 Ом;
- действующее значение напряжения на выходе трансформатора $U_{вых.тр}$ изменялось в соответствии с изменением входного напряжения трансформатора в пределах $\pm 10\%$ от установленного номинального значения;
- ёмкость конденсатора фильтра $C1$ изменялось дискретно в пределах от 0,1 мФ до 5 мФ;
- выходной максимальный ток $I_{вых}$ в нагрузке был установлен равным 0,25 А.

В ходе моделирования при изменении сопротивления вторичной обмотки R_i было обнаружено, что форма сигнала выходного напряжения $U_{вых.тр}$ с вторичной обмотки трансформатора изменялась. На рисунке 3 изображены осциллограммы $U_{вых.тр}$ при различных значениях R_i .

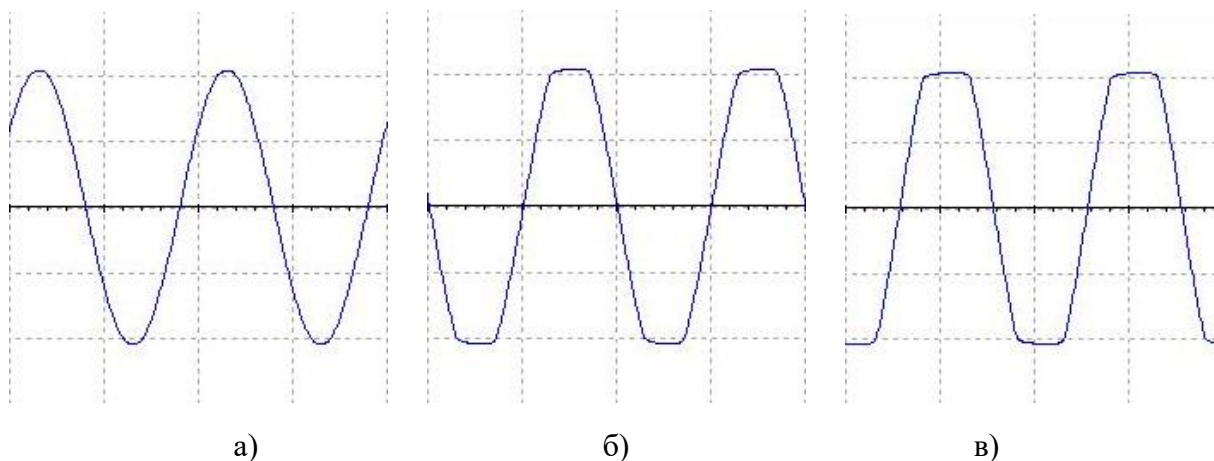


Рис. 3. Формы сигналов выходного напряжения с трансформатора при различных значениях сопротивлении вторичной обмотки R_i :

а) 0,1 Ом; б) 5 Ом; в) 10 Ом.

Из рисунка 3 видно, что при достаточно малом значении $R_i = 0,1$ Ом форма выходного напряжения трансформатора $U_{вых.тр}$ соответствует синусоидальной временной зависимости (рисунок 3а). Однако с увеличением R_i выходное напряжение трансформатора $U_{вых.тр}$ начинает приобретать трапецеидальную форму. Это свидетельствует об увеличении активных электрических потерь в выходной обмотке трансформатора. Этот эффект приводит к дополнительному нагреву трансформатора при эксплуатации. Таким образом, для снижения электрических потерь и, соответственно, повышения коэффициента полезного действия источника питания, а также температуры перегрева обмоток трансформатора требуется обязательное снижение сопротивления выходной обмотки R_i трансформатора

питания. При этом необходимо учитывать, что это возможно только при увеличении диаметра медных проводов трансформатора. Однако, в свою очередь это приводит к увеличению массы и габаритов трансформатора питания.

При моделировании значения выходных пульсаций напряжения $U_{вых.нул}$ определялись по величинам размахов показаний пульсаций с экрана виртуального осциллографа. На рисунке 4 подробно показано как проводились измерения.

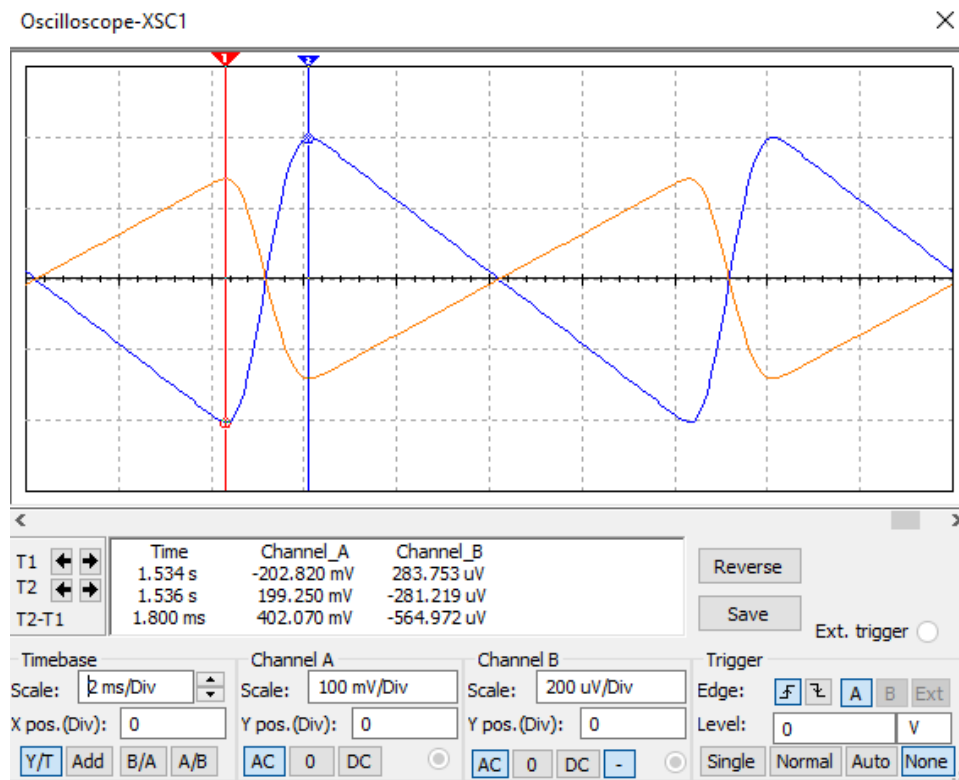


Рис. 4. Определение пульсаций входного напряжения (линия синего цвета) на конденсаторе $C1$ и выходных пульсаций (линия красного цвета) напряжения на нагрузке стабилизатора по осциллограммам.

Результаты исследования зависимостей пульсаций выходного напряжения $U_{вых.нул}$ от величины ёмкости конденсатора фильтра $C1$ при различных значениях нестабилизированного входного переменного напряжения.

На основе этих данных на рис. 5 представлены графики зависимостей пульсаций выходного напряжения $U_{вых.нул}$ от величины ёмкости конденсатора фильтра $C1$ при $R_i = 0,1$ Ом, $R_i = 5$ Ом и $R_i = 10$ Ом и при действующих значениях напряжения на выходной обмотке трансформатора пропорциональные, пропорциональные изменения действующим значениям нестабилизированного напряжения питающей сети при $U_{ex} = 198$ В; при $U_{ex} = 220$ В; при $U_{ex} = 242$ В.

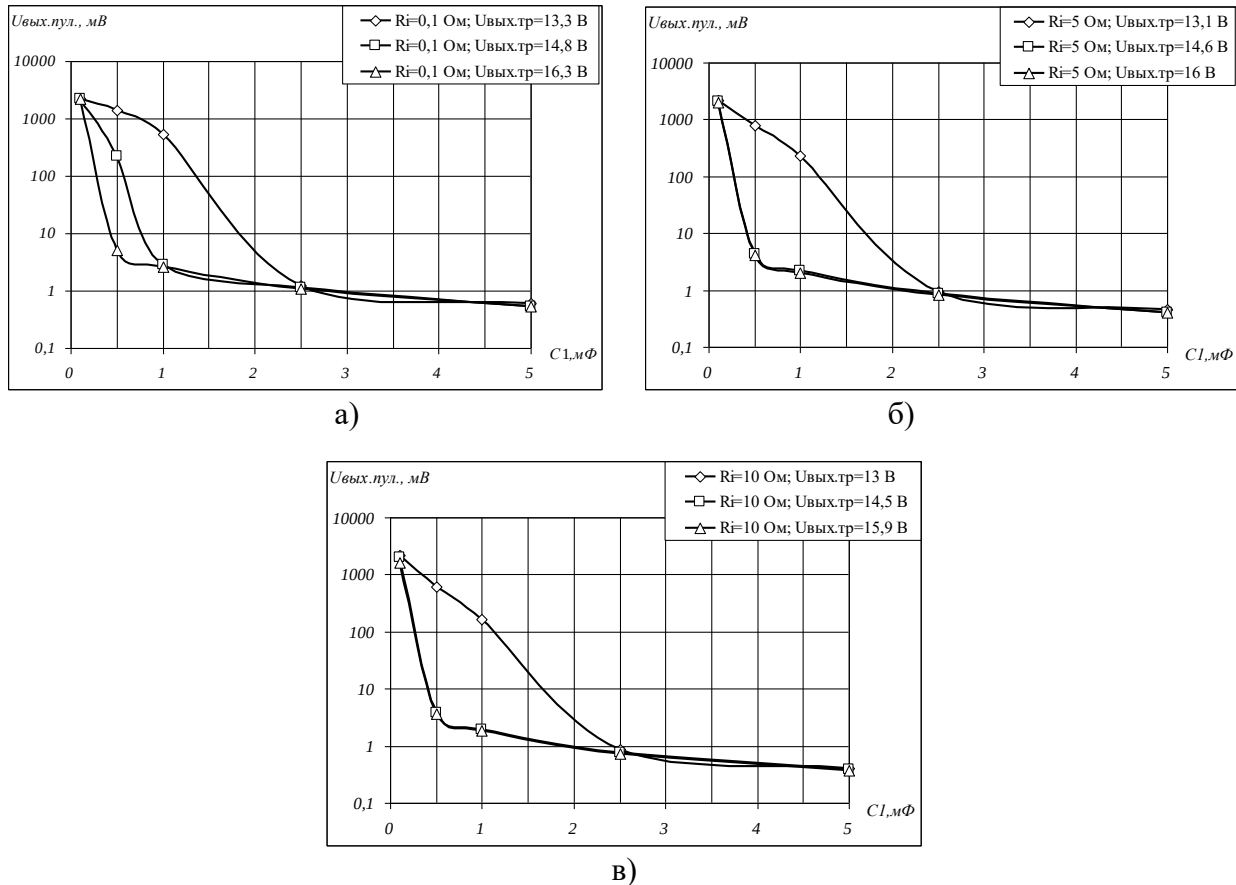


Рис. 5. Графики зависимостей выходных пульсаций $U_{\text{вых.пул.}}$ от ёмкости сглаживающего фильтра $C1$ при R_i : а) 0,1 Ом; б) 5 Ом; в) 10 Ом.

Анализируя данные графики, можно заметить, что при увеличении R_i пульсации выходного напряжения снижается. Также можно сделать вывод о том, что во всех случаях (рисунок 6 а-в) уровень пульсаций 1мВ достигается при ёмкости $C1=2,5$ мФ (25 000 мкФ). При этом для обеспечения такого уровня пульсации необходимо применять электролитические конденсаторы с номинальной ёмкостью не менее 2,7 мФ [4].

При изменении напряжения сети, параметров трансформатора и конденсатора $C1$, также меняется мощность $P_{ст}$, которая выделяется в силовой цепи микросхемы стабилизатора. Эта мощность можно определить по формуле:

$$P_{ст} = U_{ст} I_{вых}, \quad (1)$$

где $U_{ст}$ – падение напряжения между входом и выходом стабилизатора, В; $I_{вых}$ – сила тока в нагрузке, А.

Исследования показали, что величина максимальной мощности $P_{ст\text{мак}}$ выделяемой в силовой цепи микросхемы стабилизатора при $C1=2,5$ мФ достигается для всех значений R_i достигается при максимальном действующем значении напряжения питающей сети

$U_{\text{д.сети макс}} = 242$ В. При этом проведена оценка площади охлаждающего радиатора, расчёт которой проводилась по известной формуле [5]:

$$S_{\text{охл}} = \frac{1350}{\frac{(T_{J.\text{макс}} - T_{\text{окр}})}{P_{\text{ст}}} - R_{\text{th}}}, \quad (2)$$

где $T_{J.\text{макс}}$ – предельная максимальная температура полупроводниковых структур микросхемы стабилизатора, при которой обеспечиваются заданные показатели надёжности микросхемы при эксплуатации, °С; $T_{\text{окр}}$ – максимальная температура окружающей среды при эксплуатации, °С; $P_{\text{ст}}$ – мощность на стабилизаторе, Вт; R_{th} – установившееся значение теплового сопротивления радиатора, Ом.

При этом предельное значение температуры $T_{J.\text{макс}}$ выбрана равной +60 °С., значение максимальной температуры окружающей среды $T_{\text{окр}}$ выбрана +40 °С, а по справочным данным для данной микросхемы стабилизатора $R_{\text{th}} = 3$ °С/Вт.

Расчётные данные приведены в таблице 1.

Таблица 1

Расчёт площади радиатора для трансформаторов с разным сопротивлением вторичной обмотки, при входном максимальном действующем значении напряжении сети $U_{\text{д.сети макс}} = 242$ В, при $C1$ 2,5 мФ			
R_i , Ом	$U_{\text{д.сети макс}}$, В	$U_{\text{д.вых.тр.}}$, В	$S_{\text{охл}}$, см ²
0,1	242	16,29	119,3
5		16,02	132,6
10		15,93	142,7

На основе данных из таблицы 1 построен график зависимости площади радиатора $S_{\text{охл}}$ от сопротивления вторичной обмотки R_i (рис. 6).

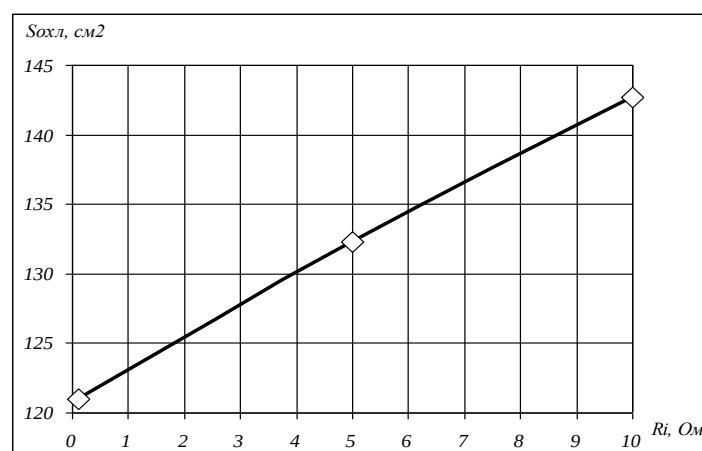


Рис. 6. График зависимости площади поверхности радиатора $S_{\text{охл}}$ от сопротивления вторичной обмотки R_i .

Из полученной зависимости видно, что чем больше сопротивление вторичной обмотки R_i , тем больше габариты и, соответственно, масса радиатора.

В дальнейшем данные исследования будут использованы при разработке высокостабильных источников питания с малыми пульсациями выходного напряжения, которые составят основу электрического питания измерительных устройств, разрабатываемых на кафедре электроники и нанoeлектроники Научно-исследовательского Мордовского государственного университета им. Н. П. Огарёва.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Одинец А. И., Науменко А. П. Цифровые устройства: АЦП и ЦАП. Учеб. пособие. – Омск: ИРСИД, 2006. – 48 с.
2. Ефимов И. П. Источники питания РЭА. – У.: УлГТУ, 2001. – 135 с.
3. Найвельт Г. С., Мазель К. Б., Хусаинов Ч. И. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник. – М.: Радио и связь, 1986. – 576 с.
4. Интернет-магазин электронных компонентов и радиодеталей ПЛАТАН [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.platan.ru> (дата обращения: 03.10.2022).
5. Цыкина А. В. Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты. – М.: Связь, 1968. – 186 с.

ИОНЫЧЕВ В. К., ЧЕРАШЕВ Д. М., МУШКЕТОВ Е. В.

**МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ ГЛУБОКИХ ЦЕНТРОВ ПО ЗАДЕРЖКЕ
ЛАВИННОГО ПРОБОЯ p - n -ПЕРЕХОДА В СЛУЧАЕ СИЛЬНОЙ ПОЛЕВОЙ
ЗАВИСИМОСТИ КОЭФФИЦИЕНТОВ ЭМИССИИ**

Аннотация. В статье приводится описание усовершенствованной методики исследования глубоких центров в микроплазменных каналах по статистической задержке лавинного пробоя p - n -перехода. Предлагается изменить форму импульсов напряжения подаваемых на p - n -переход таким образом, чтобы исключить полевую перезарядку глубоких центров в области сильного электрического поля.

Ключевые слова: лавинный пробой, p - n -переход, микроплазма, глубокие центры, коэффициент эмиссии, задержка микроплазменного пробоя.

IONYCHEV V. K., CHERASHEV D. M., MUSHKETOV E. V.

**METHODOLOGY FOR THE STUDY OF DEEP CENTERS FOR THE DELAY
OF AVALANCHE BREAKDOWN OF p - n -JUNCTION: A STUDY OF
STRONG FIELD DEPENDENCE OF EMISSION COEFFICIENTS**

Abstract. The article describes an improved technique for the study of deep centers in microplasma channels based on the statistical delay of the avalanche breakdown of the p - n -junction. It is proposed to change the shape of the voltage pulses applied to the p - n -junction in such a way as to exclude field recharge of deep centers in the region of a strong electric field.

Keywords: avalanche breakdown, p - n -junction, microplasma, deep centers, emission coefficient, delay of microplasma breakdown.

Лавинный пробой p - n -переходов сильно локализован. Области локального пробоя имеют очень малые геометрические размеры и существенно меньшее напряжение пробоя по сравнению с однородными областями. Эти области сильно локализованного пробоя были названы микроплазмами (МП) [1]. Одним из основных проявлений микроплазменного эффекта в p - n -переходах является импульсный характер лавинного тока. Длительности импульсов и пауз между ними случайны. С ростом приложенного напряжения амплитуда импульсов увеличивается незначительно, но очень сильно возрастает их длительность, и сокращаются паузы между ними. При дальнейшем увеличении напряжения появляются новые микроплазмы. Такой характер протекания тока через микроплазмы приводит к появлению разрывов и изломов на вольт-амперной характеристике p - n -перехода. Наблюдение микроплазменных импульсов может быть затруднено из-за наличия нескольких одновременно работающих микроплазм. При пробое полный ток диода сконцентрирован в

области микроплазмы, не смотря на ее малые размеры. Таким образом, напряжение пробоя реального p – n -перехода представляет собой напряжение включения первой микроплазмы V_M .

Если на p – n -переход подать прямоугольный импульс напряжения, то будет наблюдаться статистическая задержка пробоя микроплазмы, обусловленная отсутствием в течение некоторого времени в канале микроплазмы носителя, способного дать начало лавине. Кроме того, не каждый носитель, попавший в микроплазменный канал, запустит лавину. Процесс запуска лавины носит случайный характер и определяется вероятностью запуска носителем лавины. При этом считается, что электрическое поле в p – n -переходе мгновенно следует за изменением напряжения. Запускающие носители заряда могут попадать в канал МП, в основном, вследствие четырех механизмов: диффузии из базовых областей, термогенерации носителей в области пространственного заряда (ОПЗ), туннельного эффекта, реэмиссии с глубоких центров (ГЦ). Кроме этих четырех механизмов возможно попадание носителей в канал микроплазмы под действием внешних источников (облучение светом, γ -квантами). Возможно также взаимодействие микроплазм, если они находятся на небольших расстояниях друг от друга. При определенных обстоятельствах, например, слабый фоновой генерации (первые три механизма), четвертый фактор может вносить основной вклад в запуск лавины. Когда концентрация глубоких центров мала, то эмиссия носителей заряда с ГЦ будет влиять лишь на частоту микроплазменных импульсов и статистическую задержку пробоя микроплазмы.

Целью данной работы является усовершенствование разработанной ранее [2, 3] методики исследования глубоких центров в микроплазменных каналах по статистической задержке лавинного пробоя p – n -перехода.

При исследовании вероятности включения микроплазмы при заполнении глубоких центров в микроплазменном канале необходимо точно знать местоположение области эмиссии носителей, участвующих в запуске лавины, так как коэффициент ударной ионизации зависит от электрического поля. На рисунке 1 представлено распределение электрического поля в p – n -переходе при двух напряжениях V_M и V_m .

Рассмотрим p – n -переход, в котором имеются равномерно распределенные глубокие центры с энергетическим уровнем в верхней половине запрещенной зоны и коэффициент эмиссии электронов с глубоких центров намного больше коэффициента эмиссии дырок $e_n \gg e_p$. Пусть p – n -переход находится при такой температуре, при которой уровень Ферми в n -базе выше глубокого уровня. Подадим на p – n -переход напряжение V_M , равное напряжению включения самой низковольтной микроплазмы. То есть, при самом незначительном увеличении напряжения смещения, через p – n -переход потечет лавинный ток.

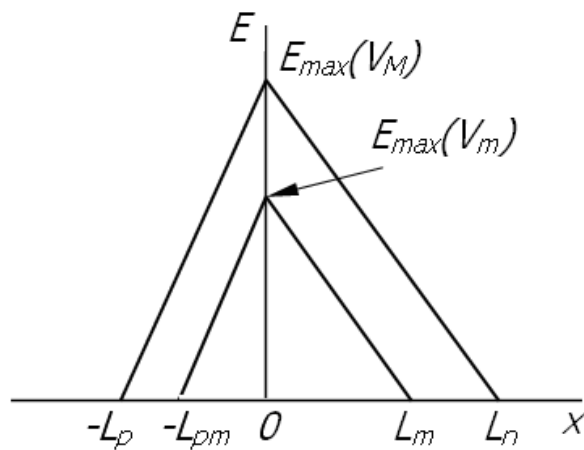


Рис. 1. Распределение электрического поля в p - n -переходе.

На рисунке 2 схематически представлена рассматриваемая структура.

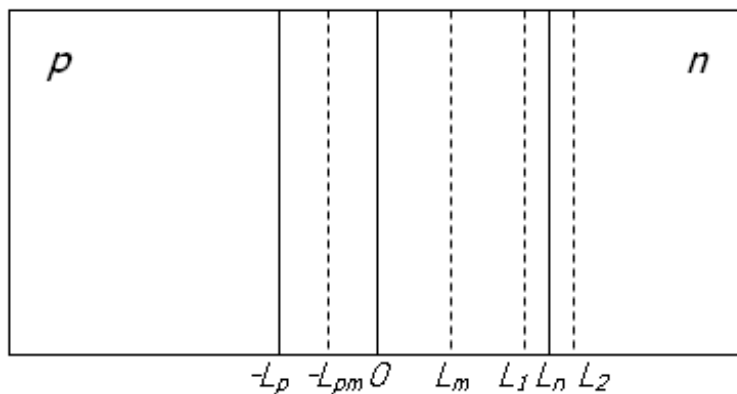


Рис. 2. Схематическое изображение p - n -перехода.

Когда на p - n -переход подано напряжение $V_m < V_M$, область пространственного заряда уменьшится до L_m , глубокие центры в области от L_m до L_n заполняются электронами со стороны n -базы. В области от $-L_p$ до L_m установившееся при V_m стационарное распределение заряда не изменяется. При приложении напряжения $V_2 > V_m$, ОПЗ увеличится, соответственно увеличится напряженность электрического поля. Со стороны n -базы граница ОПЗ при этом напряжении соответствует L_2 (рис. 2), со стороны p -области граница ОПЗ при напряжении V_2 не показана, т.к. заполнение ГЦ в этой части ОПЗ не изменяется.

Если существует полевая зависимость коэффициентов эмиссии носителей заряда с глубоких центров, то после изменения электрического поля, изменится распределение зарядов на глубоких уровнях в области от $-L_p$ до L_m , что может внести значительный вклад в вероятность включения микроплазмы. Поэтому при исследовании глубоких центров в области от L_m до L_n (рис. 2) необходимо исключить влияние запуска лавины носителями, эмитированными с ГЦ в области от $-L_p$ до L_m . В связи с этим предлагается проводить

измерения статистической задержки микроплазменного пробоя на прямоугольных импульсах напряжения следующего вида (рис. 3).

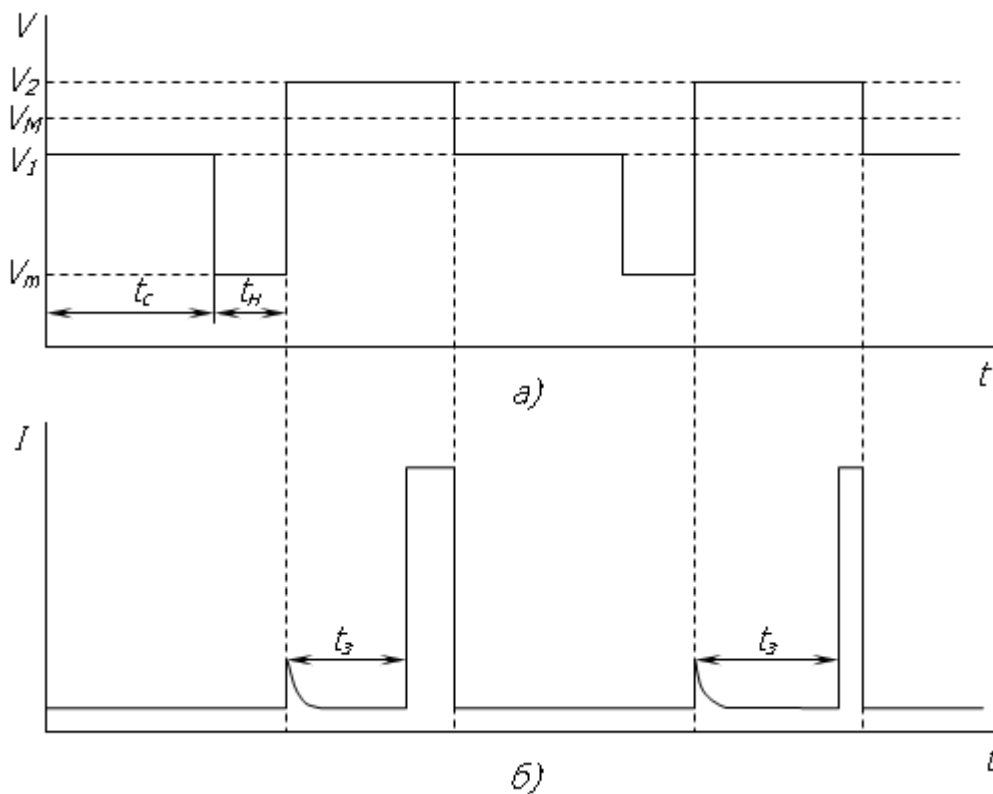


Рис. 3. Форма импульсов напряжения для измерения задержки пробоя:
а) напряжение, прикладываемое к диоду; б) ток через диод.

Время t_c выбирают таким образом, чтобы в p – n -переходе успевало устанавливаться стационарное состояние ГЦ. Время t_n должно быть гораздо меньше времени перераспределения заряда на ГЦ под действием электрического поля в области от $-L_p$ до L_m (рис.2), и в тоже время, чтобы ГЦ в области от L_m до L_1 заполнились основными носителями заряда (электронами) со стороны n -базы. Это можно сделать, так как время перераспределения носителей заряда на ГЦ под действием электрического поля определяется коэффициентами эмиссии носителей заряда с ГЦ, а заполнение ГЦ электронами в области от L_m до L_1 при попадании ее в n -базу при снижении напряжения до V_m определяется коэффициентом захвата основных носителей заряда на ГЦ, который гораздо больше. Таким образом, можно исследовать влияние на вероятность включения микроплазмы только тех носителей, которые эмитированы из области от L_m до L_2 . Для исключения перераспределения заряда ГЦ в области от $-L_p$ до L_1 , $V_2 - V_1$ должно быть много меньше V_2 . При этом эмиссия носителей с глубоких центров в области заполнения от L_1 до L_2 должна влиять на вероятность включения микроплазмы. Однако электрическое поле в этой области настолько слабое, что эмитируемые с ГЦ носители не будут оказывать влияние на запуск лавины.

Поэтому предыдущая методика [2], в случае сильной полевой зависимости коэффициентов эмиссии носителей заряда с ГЦ, не позволяла корректно исследовать глубокие центры при заполнении их основными носителями незначительным снижением напряжения на p – n -переходе. Изменяя напряжение V_m , можно изменять область заполнения ГЦ основными носителями заряда и исследовать влияние эмиссии носителей с ГЦ на запуск лавины в различных областях p – n -перехода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Грехов И. В., Сережкин Ю. Н. Лавинный пробой p – n -перехода в полупроводниках. – Л.: Энергия, 1980. – 152 с.
2. Булярский С. В., Сережкин Ю. Н., Ионычев В. К. Статистическая задержка пробоя микроплазм в фосфидгаллиевых p – n -переходах // ФТП. – 1999. – Т. 3, Вып. 11. – С. 1345–1349.
3. Ионычев В. К. Механизмы формирования вольт-амперных характеристик кремниевых лавинных диодов. – Саранск: Изд-во Мордов. ун-та, 2017. – 100 с.

ПЕШКОВ И. В., ФОРТУНОВА Н. А., ЖИГУЛИН В. А.

**РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОГРАММНО-ОПРЕДЕЛЯЕМОГО РАДИОПРИЕМНИКА НА БАЗЕ
ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ**

Аннотация. В работе осуществлен выбор программируемых интегральных логических схем для создания программно-определяемой радиосистемы, а также ее моделирование. Осуществлена симуляция работы модели квадратурного демодулятора на ПЛИС и проверка его работы в режиме FPGA-in-the-loop.

Ключевые слова: программно-определяемое радио, моделирование, ПЛИС.

PESHKOV I. V., FORTUNOVA N. A., ZHIGULIN V. A.

**IMPLEMENTATION OF A SOFTWARE-DEFINED RADIO RECEIVER BASED
ON PROGRAMMABLE LOGIC INTEGRAL CIRCUITS**

Abstract. The study deals with the selection of programmable integrated logic circuits for creating a software-defined radio system and its modeling. The simulation of the quadrature demodulator model on the FPGA was carried out and its operation was verified in the FPGA-in-the-loop mode.

Keywords: software-defined radio, simulation, FPGA.

Одним из перспективных направлений в области радиосвязи является разработка оборудования на базе технологии SDR (Soft-Defined Radio). Сегодня как программное, так и аппаратное обеспечение SDR доступны по очень низким ценам (фактически, большинство программных реализаций бесплатны), что заставляет задуматься о внедрении данной технологии в радиорешениях. В наше время можно без труда приобрести SDR-радиосистемы: и с возможностью приема, и с возможностью передачи. Перечень наиболее популярных устройств SDR приведен в таблице 1.

Таблица 1

Перечень наиболее популярных SDR-устройств

Наименование устройства	Мин. частота, MHz	Макс. частота, MHz	Пропускная способность, MHz	Разрядность АЦР, bit	Поддерживает ли передачу
RTL-SDR 2831	24	1766	3,2	8	Нет
Funcube Pro	64	1700	0,096	16	Нет

Продолжение таблицы 1

Наименование устройства	Мин. частота, MHz	Макс. частота, MHz	Пропускная способность, MHz	Разрядность АЦП, bit	Поддерживает ли передачу
Funcube Pro+	410	2050	0,192	16	Нет
Hack RF one	30	6000	20	8	Да
BladeRF	300	3800	40	12	Да
USRP 1	10	6000	64	12	Да
MatchStiq	300	3800	28	12	Да

Список программного обеспечения для работы SDR-устройств так же достаточно велик: GNU Radio, Flex-Radio SDR-1000, Tsao, SDR Framework, High Performance SDR, HYDRA, Microsoft Research Software Radio (Sora). Большинство из вышеперечисленного программного обеспечения является свободно распространяемым.

Идеальное программно-определяемое радио представляется так: физическими компонентами является только антенна и аналого-цифровой преобразователь на стороне приемника. Точно так же передатчик будет иметь цифро-аналоговый преобразователь и передающую антенну. Остальные функции будут выполняться перепрограммируемыми процессорами.

Поскольку идея, зародившаяся в 1990-х годах, все еще недостижима, а резкого скачка, скорее всего, не произойдет в ближайшее время, термин SDR используется для описания жизнеспособного устройства, которое в первую очередь определяется программным обеспечением, но включает в себя немалое количество аппаратных компонентов. Даже с этими компонентами приемник SDR сильно отличается от традиционного приемника.

Структурная схема квадратурного демодулятора, реализованного в цифровом виде, приведена на рисунке 1.

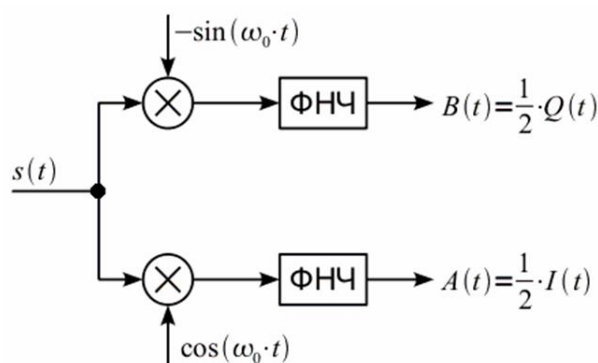


Рис. 1. Структурная схема квадратурного демодулятора.

Для создания модели квадратурного демодулятора была выбрана полнофункциональная отладочная платформа на базе ПЛИС Atlys Spartan 6 XC6SLX45 от Xilinx, предназначенная для создания высокоскоростных и высоконадежных цифровых устройств. Визуальное моделирование осуществлялось с помощью системы Simulink из программного комплекса Matlab. Выбор был сделан в сторону этого программного обеспечения по нескольким причинам: большое количество модулей для проектирования; данное программное обеспечение хорошо документировано; возможность генерации HDL-кода для программирования ПЛИС и др. В качестве примера реализации, программно-определяемого радио на ПЛИС разработана модель квадратурного демодулятора с последующей генерацией HDL-кода и программированием платы ПЛИС при помощи полученного кода. В качестве источника сигнала для демодулятора выступает сгенерированный в среде Simulink дискретный АМ-сигнал. Для этого была создана модель генератором АМ-сигнала. Модель создавалась из базовых элементов библиотеки Simulink.

Модель квадратурного демодулятора имеет два входа и один выход. На один вход подается модулированный сигнал, на другой вход подается сигнал на несущей частоте. На выходе получается демодулированный сигнал. Для построения модели квадратурного демодулятора в Simulink используются базовые элементы. Это необходимо для более гибкой оптимизации модели под плату ПЛИС.

В качестве сигнала несущей частоты используется синусоида с частотой 1 кГц, а в качестве передаваемого сигнала – синусоида с частотой 10 Гц. Частота дискретизации должна быть минимум в два раза больше частоты передаваемого сигнала. Частоты дискретизации возьмем с запасом 500 Гц, а частоту среза немного больше частоты передаваемого сигнала.

Представленная модель работает с переменными типа double. Но ПЛИС не работают с целочисленными переменными, поэтому необходимо подобрать и настроить переменные с плавающей точкой. С использованием инструмента Float-point Tool создан Subsystem-элемент, переименованный затем в Demodulation для более точной идентификации. Для вызова инструмента Float-point Tool необходимо на ранее созданном элементе вызвать контекстное меню и выбрать Float-point Tool. Откроется окно инструмента (рис. 2).

Инструмент Float-point Tool проверяет все переменные в модели и предлагает подходящие, но уже с плавающей точкой. По завершению работы инструмента остается согласиться с предложенными типами данных. Такие инструменты в составе Simulink значительно упрощают и ускоряют разработку моделей. Протестируем модель с данными типа float-point. Запустив модель на выполнение, убеждаемся в том, что результаты симуляции не изменились.

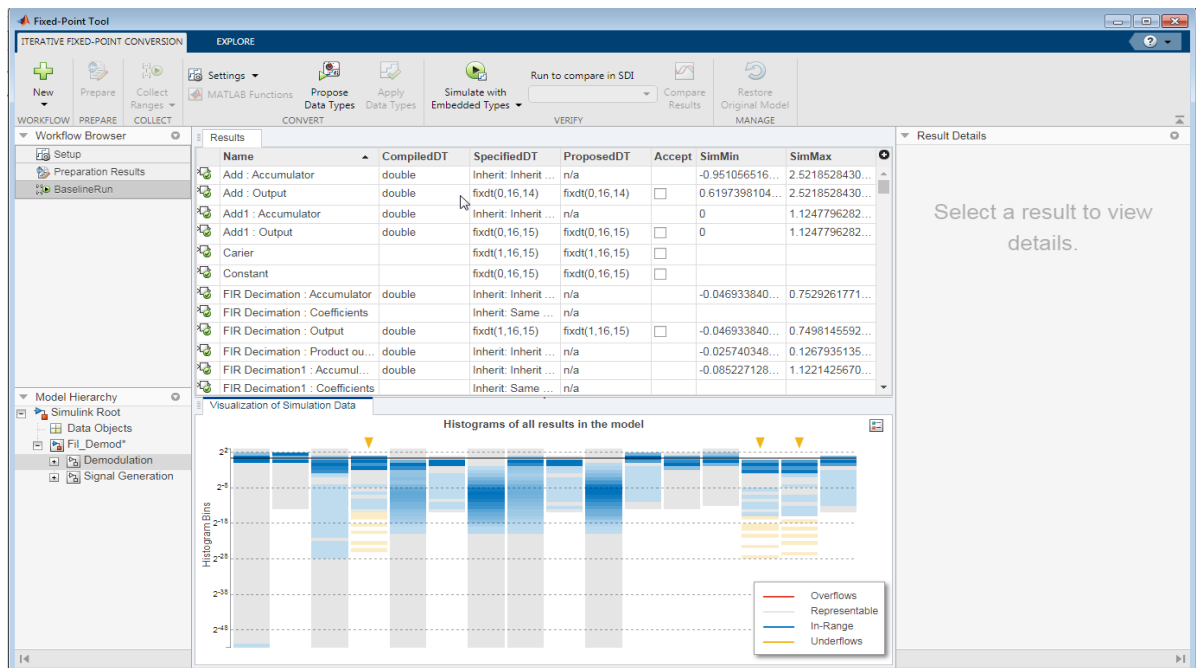


Рис. 2. Вид окна инструмента Float-point Tool.

Для генерации HDL-кода для ПЛИС воспользуемся инструментом HDL Workflow Advisor. После завершения генерации HDL-кода будет сформирован отчет, в котором можно посмотреть различную информацию, в том числе и сам HDL-код. Нас же больше интересует отчет о требующихся ресурсах и производительности (рис. 3).

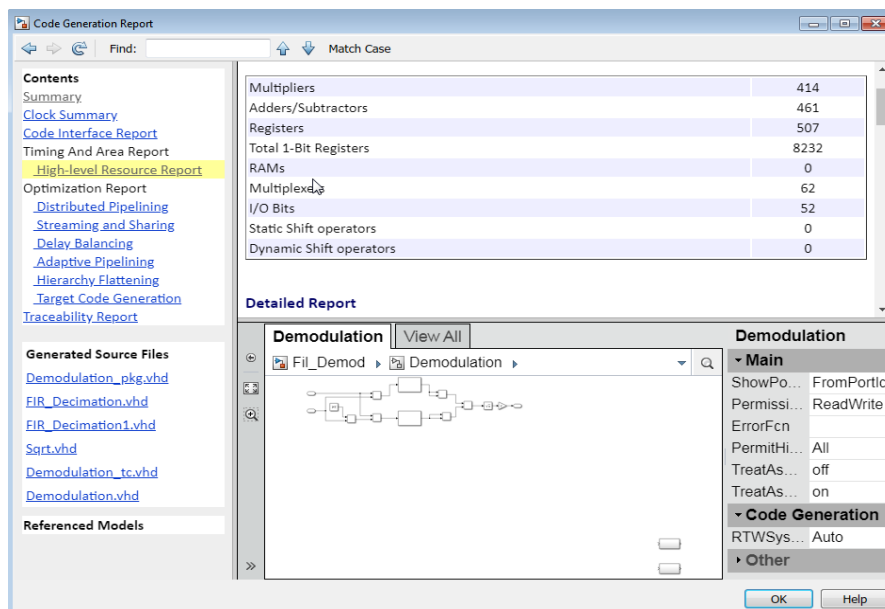


Рис. 3. Отчет о генерации HDL-кода.

После проведенного анализа отчета (рис. 4) удалось определить, что большее количество ресурсов затрачивается на реализацию элементов FIR Decimation. Для реализации одного такого элемента необходимо 414 мультиплексоров, а это самый ресурсоемкий элемент ПЛИС. Производим замену на базовые элементы.

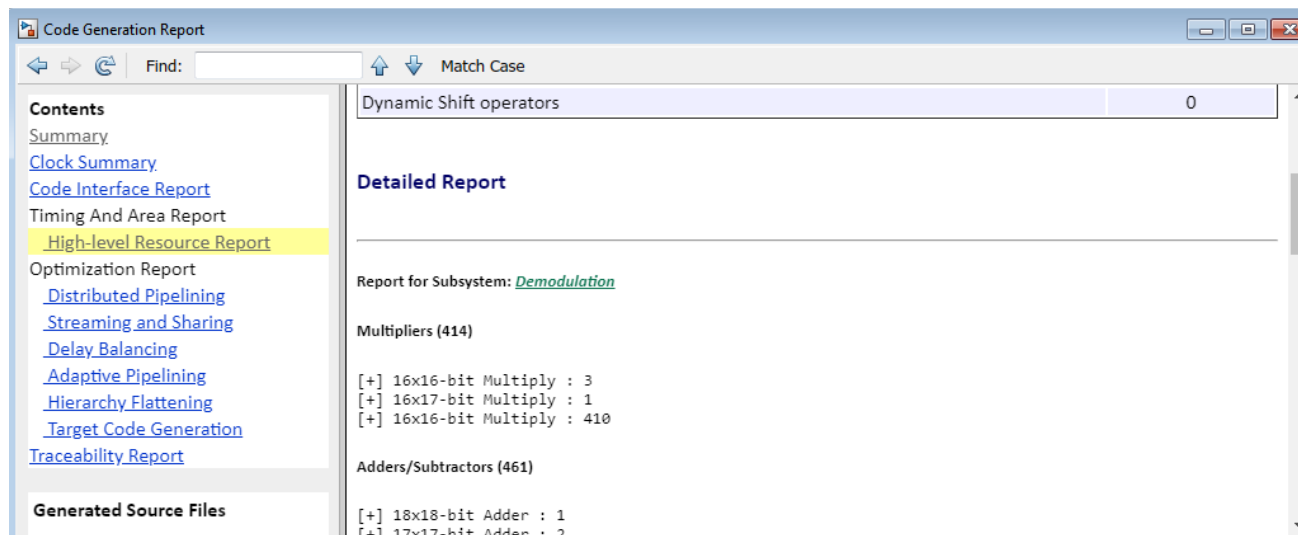


Рис. 4. Анализ отчета о генерации HDL-кода.

После настройки и сборки бинарного файла для ПЛИС с использованием технологии FPGA-in-the-loop получена копия проекта, размещаем в него созданный для Simulink-модуль FPGA-in-the-loop. Результат выполнения симуляции представлен на рисунке 5.

Как видно, форма сигнала при помощи квадратурного демодулятора, реализованного на ПЛИС, была полностью восстановлена.

Таким образом, была реализована модель квадратурного демодулятора на ПЛИС и осуществлена проверка его работы в режиме FPGA-in-the-loop. Также мастером генерации проекта в Matlab была сгенерирована принципиальная схема демодулятора с возможностью просмотра схемотехники каждого модуля.

Исходя из вышесказанного, можно сделать следующие выводы. Для реализации программно-определяемого радио на ПЛИС необходимо следовать следующему алгоритму.

1. Разработать модель предполагаемого устройства.
2. Подобрать типы переменных.
3. Произвести генерацию и оптимизацию HDL-кода.
4. Произвести настройку и сборку бинарного файла для программирования ПЛИС.

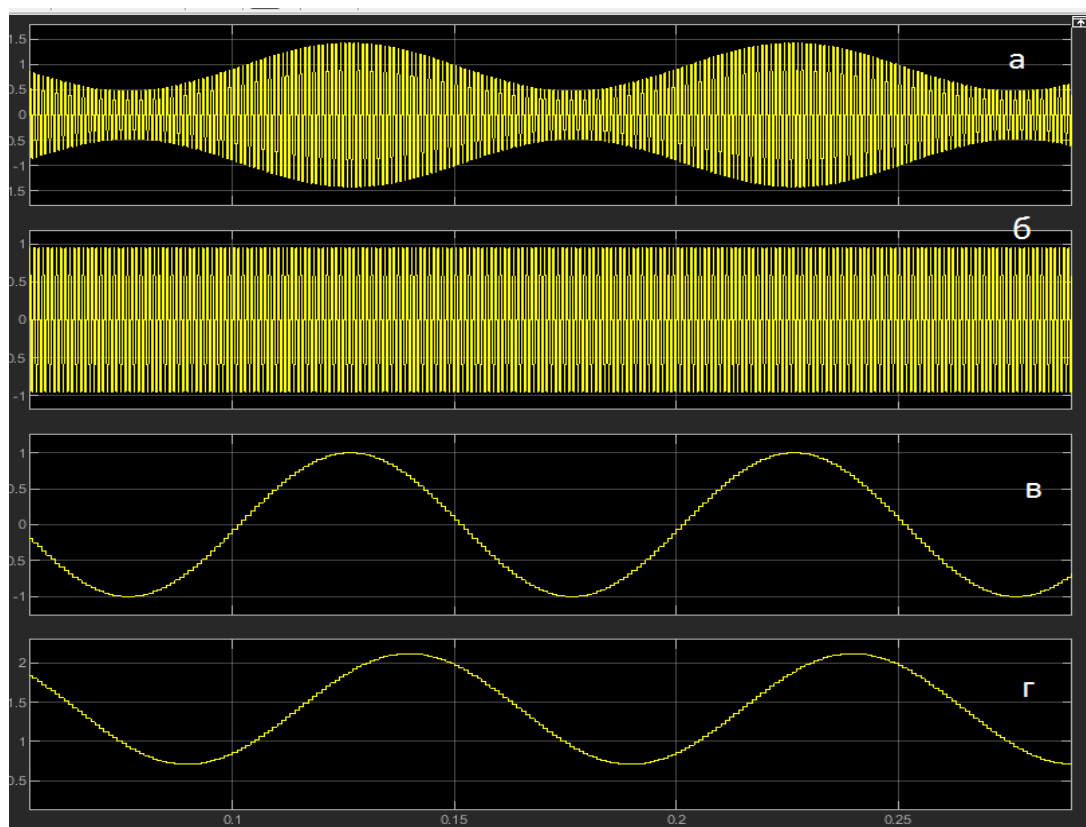


Рис. 5. Результаты запуска симуляции с использованием FPGA-in-the-Loop:
а – модулированный сигнал, б – сигнал несущей частоты, в – передаваемый сигнал,
г – демодулированный сигнал.

Полученные результаты позволяют сделать вывод, что для построения программно-определяемого радиоприемника на ПЛИС необходимо решить комплекс задач. Сложность реализации зависит не только от выбора программного обеспечения, но и от выбора используемой ПЛИС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воробьев С. Н. Цифровая обработка сигналов: учебник. – М.: Академия, 2013. – 464 с.
2. Дьяконов В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 976 с.
3. Силин А. В. Технология Software Defined Radio. Теория, принципы и примеры аппаратных платформ // Технологии и стандарты. – 2007. – Вып. 2. – С. 22–27.
4. Тарасов И. Разработка цифровых систем на базе FPGA Xilinx начального уровня // Компоненты и технологии. – 2015. – № 3 (164). – С. 56–62.

ЯМАШКИН С. А., ЯМАШКИНА Е. О., НИКУЛИН В. В.
АКТУАЛИЗАЦИЯ БАЗЫ ДАННЫХ РЕПОЗИТОРИЯ НЕЙРОСЕТЕВЫХ
МОДЕЛЕЙ ДЛЯ АНАЛИЗА И ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАЗВИТИЯ
ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ПРОЦЕССОВ¹

Аннотация. В статье описано решение задачи актуализации базы данных репозитория нейросетевых моделей для анализа и прогнозирования развития пространственных процессов на основе проектно-ориентированного подхода. Процесс интеграции глубоких нейронных сетей в репозитории основывается на проектно-ориентированном подходе, на основе которого каждая хранимая глубокая нейронная сеть сопоставлена с кругом задач, в рамках которых она может использоваться и с данными, которые она при этом анализирует. В рамках репозитория интегрированы модели, позволяющие решать задачи классификации, сегментации и детектирования объектов на основе данных дистанционного космического мониторинга.

Ключевые слова: нейронная сеть, машинное обучение, репозиторий нейросетевых моделей, прогнозирование пространственных процессов.

YAMASHKIN S. A., YAMASHKINA E. O., NIKULIN V. V.
UPDATING DATABASE OF REPOSITORY OF NEURAL NETWORK MODELS
FOR ANALYSIS AND PREDICTION OF SPATIAL PROCESSES

Abstract. The article describes the solution for the problem of updating the database of the repository of neural network models for the analysis and forecasting of spatial processes based on the project-oriented approach. The process of integrating deep neural networks in the repository is based on the project-oriented approach, on the basis of which each stored deep neural network is compared with the range of tasks within which it can be used and with the data it analyzes. Within the framework of the repository, models are integrated that allow solving the problems of classification, segmentation and detection of objects based on remote space monitoring data.

Keywords: neural network, machine learning, neural network model repository, prediction of spatial processes.

Введение. Актуальность разработки репозитория нейросетевых моделей для анализа и прогнозирования развития природных и природно-техногенных процессов определена необходимостью информационного обеспечения процесса принятия управленческих решений в области управления территориальными системами и реагирования на экологические, социально-экономические угрозы [1]. Обозначенная проблематика актуальна в рамках

¹ Работа выполнена при финансовой поддержке гранта Президента Российской Федерации (грант № МК-199.2021.1.6).

перехода к передовым цифровым технологиям для обеспечения эффективного решения стратегических задач устойчивого пространственного развития и территориального планирования, поставленной в постановлении Правительства Российской Федерации от 1 декабря 2021 г. №2148 об утверждении государственной программы Российской Федерации «Национальная система пространственных данных».

Функционирование инфраструктур пространственных данных в настоящее время базируется на использовании методов и алгоритмов анализа мультимодельных пространственных данных большого объема. С ростом качественных и количественных характеристик доступных вычислительных мощностей и развитием научно-инженерного опыта в области анализа данных актуальность в обозначенной области приобретает глубокое машинное обучение (deep learning), нуждающееся в усилении проектной ориентации процесса использования нейросетевых моделей. Данная статья посвящена решению задачи актуализации базы данных репозитория нейросетевых моделей для анализа и прогнозирования развития пространственных процессов на основе проектно-ориентированного подхода.

Методология исследования. Процессы проектирования сложных нейросетевых моделей и оптимизации их гиперпараметров должны быть определены характеристиками проектных задач, требующих решения. В следствии этого тезиса, эффективное применение глубоких нейронных сетей возможно при условии консолидации знаний, эвристик и правил в единую систему с удобными графическими и прикладными программными интерфейсами. Этим обуславливается необходимость проектирования и разработки в системе цифровых инфраструктур пространственных данных репозитория глубоких нейросетевых моделей, обеспечивающего системный доступ к хранилищу моделей, а также компонентам выбора оптимального инструмента для решения конкретных прикладных задач области анализа пространственных данных.

При проектировании и разработке репозитория нейросетевых моделей для анализа и прогнозирования развития пространственных процессов последовательно решены следующие задачи: проектирование онтологической модели хранилища моделей, разработка схемы их хранения в форме мета-языка, построение графических пользовательских интерфейсов репозитория на основе современных веб-технологий для решения задачи подбора релевантных моделей и предоставления информации о конкретной нейросетевой модели, развертывание подсистемы аутентификации пользователей, создание подсистемы динамической визуализации моделей в виде динамически выстраиваемых графов, с интерактивной возможностью прямого редактирования архитектуры и топологии нейросетевой модели, а также разработка прикладного программного интерфейса (API),

позволяющего обеспечить унифицированное взаимодействие для программного обмена данными с репозиторием.

Процесс интеграции глубоких нейронных сетей в репозитории основывается на проектно-ориентированном подходе, на основе которого каждая хранимая глубокая нейронная сеть (Model) сопоставлена с кругом задач (Project), в рамках которых она может использоваться и с данными (Data), которые она при этом анализирует (рисунок 1).

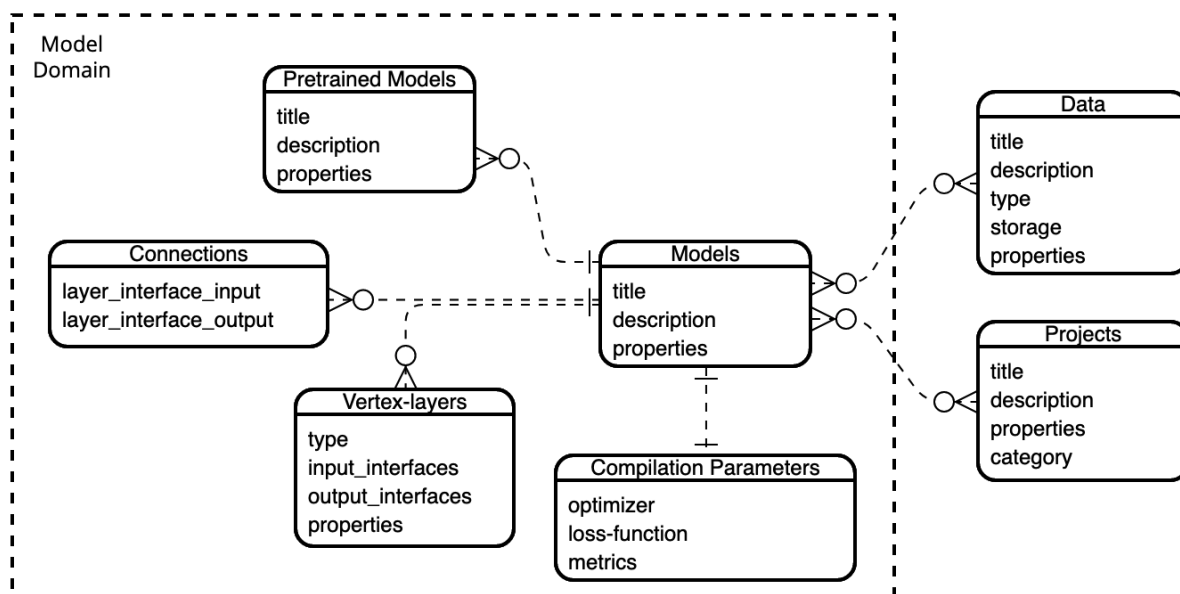


Рис. 1. Модель данных репозитория нейросетевых моделей анализа и прогнозирования пространственных процессов.

Нейросетевые модели характеризуются набором инициализирующих свойств, графовой организацией структуры на основе вершин-слоев и связей, а также параметрами и алгоритмами компиляции (оптимизаторы, функции потерь, метрики). Использование визуального программирования и принципов блочного проектирования при конкретизации топологии сложных нейросетевых моделей позволяет ускорить процесс их разработки. Практическую ценность репозиторий нейронных сетей получает при условии постоянной актуализации хранилища глубоких моделей с обеспечением доступа к предварительно обученным экземплярам и выполнением функционала рекомендательной веб-системы для подбора, конфигурирования и релевантного поиска эффективного инструмента решения проектных задач в области анализа пространственных данных.

В рамках репозитория интегрированы модели, позволяющие решать задачи классификации, сегментации и детектирования объектов на основе данных дистанционного космического мониторинга.

Модели классификации пространственных данных. Классическая задача классификации изображений в области анализа данных дистанционного мониторинга используется для присвоения метки изображению, соответствующей, например, типу земель [2]. Более сложный случай – поиск соответствия нескольких меток к изображению. Этот подход к классификации на уровне изображения не следует путать с классификацией на уровне пикселей, которая называется семантической сегментацией. Дадим описание представленных в репозитории моделей классификации пространственных данных.

1) Сверточная сеть с N сверточными блоками и плотно связанным слоем принятия решения для классификации систем землепользования. Модель обучена на основе набора данных UC Merced Land Use Dataset, включающего более 2000 изображений, разбитых на 21 территориальный класс. Данная модель позволяет достичь точности классификации пространственных данных более 92 % при малой емкости, невысокой требовательности к вычислительным ресурсам и значительной устойчивости к переобучению.

2) Модель GeoSystemNet, предназначенная для анализа данных дистанционного мониторинга на основе применения геосистемного подхода для расширения набора обучающих данных. К преимуществам модели относятся достаточное количество степеней свободы (настраиваемых параметров), позволяющее конфигурировать модель, исходя из решаемой проблемы (рисунок 2): количество входов модели (тематических уровней анализируемых данных), модулей извлечения и слияния признаков, гиперпараметры персептрона, принимающего итоговое решение о принадлежности территориального участка определенному классу.

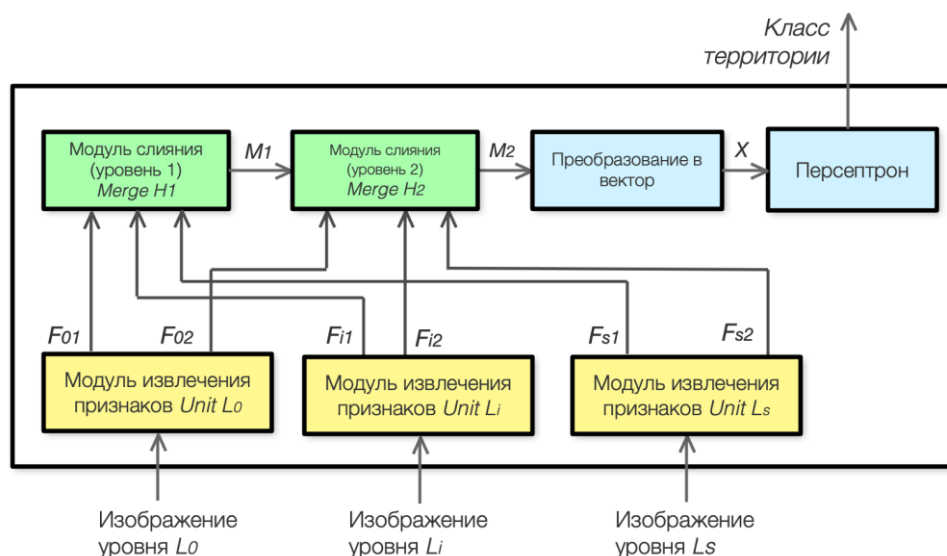


Рис. 2. Архитектура модели GeoSystemNet.

Тестирование модели на основе расширенного на базе геосистемного подхода набора EuroSAT показало возможность достижения повышения точности классификации в условиях дефицита данных в пределах 9 %.

3) Плотная связанная модель малой емкости, обученная на наборе информационных территориальных дескрипторов, расчет и консолидация которых позволяет снизить размерность анализируемых данных за счет допустимой утраты некоторого количества информации об анализируемой территории. Системный анализ дескрипторов территории, рассчитываемых на основе разнородных пространственных данных (космической съемки территории, цифровой модели рельефа и цифровой ландшафтной карты) позволяет достичь значительного прироста точности классификации метагеосистем, при этом анализ морфометрических дескрипторов увеличивает точность на 3 %, а метрик, рассчитанных на основе цифровых карт – на 11 %.

4) Глубокая нейронная сеть, интегрирующая спектральную и пространственную информацию посредством плотно связанного блока для анализа данных об атомарном участке космической съемки, сверточного блока анализа геопространственной окрестности территории (рисунок 3). Агентства стратегических инициатив по продвижению новых проектов за цифровое решение «Прогнозирование уровней воды в период весеннего половодья». Анализ геопространственной окрестности и исторических данных позволяет увеличить точность классификации в пределах 10 %.

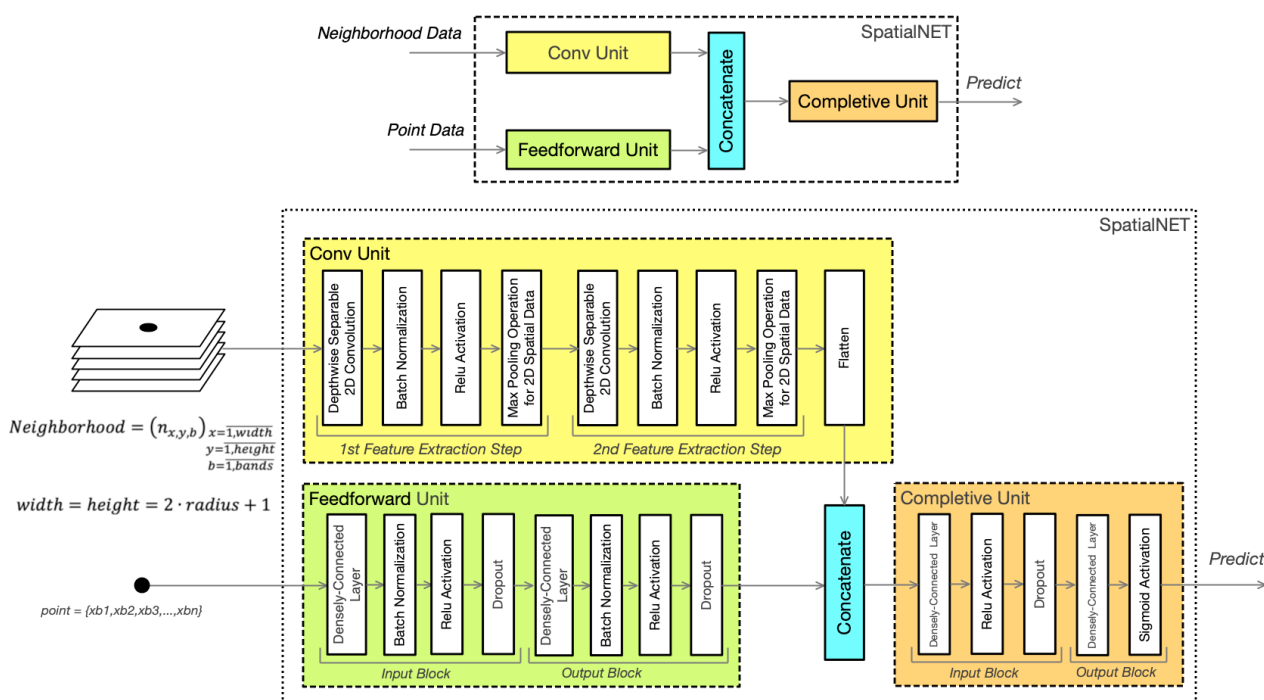


Рис. 3. Модель классификации земель с учетом пространственного окружения.

5) Модель метаклассификатора, позволяющая осуществлять объединение нескольких моделей в ансамбль для повышения устойчивости системы классификации. Точность решений, принимаемых ансамблем, имеет тенденцию стремиться к точности наиболее эффективного моноклассификатора системы. Ошибочность системы в большинстве случаев не превышает ошибочность наиболее эффективного классификатора, избегая при этом грубых систематических ошибок, допускаемых отдельными моноклассификаторами. Формирование метаклассификатора по предложенному алгоритму представляет собой возможность добавить элемент предсказуемости и контроля в использование нейронных сетей, традиционно представляющих собой «черный ящик».

Модели сегментации пространственных данных. При решении задачи сегментации метка класса присваивается каждому пикселю изображения [3]. При семантической сегментации объектам одного и того же класса присваивается одна и та же метка, тогда как при экземплярной сегментации каждому объекту присваивается уникальная метка. Одноклассовые модели часто обучаются для выделения техногенных объектов и природных процессов, а многоклассовые – для классификации типов растительности и систем землепользования. Представим характеристику моделей классификации пространственных данных, интегрированных в репозитории.

1) Набор 512-, 1024- и 2048-канальных архитектур U-Net, оптимизированных за счет использования методов интерполяции и прореживания с улучшением показателя точности сегментации (меры Жаккара) в пределах 5 %. Модель пространственной сегментации данных обеспечивает высокий порог качества распознавания объектов и формирует методологическую основу для формирования тонко настроенных моделей сегментации. Структура нейронной сети функционально расширяема для смежных предметных областей.

2) Модель сегментации для выделения множества классов растительного покрова и систем землепользования на основе архитектуры U-Net (осуществляющая мультиклассовую сегментацию). Модель может быть скомпилирована и обучена на основе различных функций потерь. Так, функция Focal Loss полезна, когда в обучающем наборе имеются несбалансированные целевые классы.

3) Модель детекции оползневых процессов на основе данных космического мониторинга и цифровой модели рельефа, функционирующая на основе модифицированной архитектуры U-Net. Процесс предварительной подготовки данных для сегментации предполагает сбор и расширение размеченных данных дистанционного зондирования и карт морфометрических параметров территории. Модель достигает высоких значений метрики качества (коэффициент корреляции Мэтьюса) в пределах 0,7 при картировании оползней в новых регионах.

4) Набор моделей сегментации, обучающихся на основе автоматизировано рассчитываемых на основе мультиспектральных данных дистанционного мониторинга карт спектральных индексов: нормализованные относительные индексы растительности (NDVI), воды (NDWI), сухости (DMCI, NDDI), гарей (NBR) и иных автоматизировано рассчитываемых показателей. При условии установки порогового значения, нейросетевые модели способны обучаться бинарной сегментации, а при определении алгоритма квантования – многоклассовой. Обученные таким образом модели могут применяться для оценки устойчивости территории к затоплению, засухе, возгоранию.

Модели обнаружения объектов реализуют технологию детекции экземпляров семантических природных и природно-техногенных объектов определенного класса на цифровых изображениях дистанционного мониторинга [4]. Модели глубокого обучения способны обеспечивать более высокую точность, меньшие затраты времени и сложность, в сравнении с более ранними подходами компьютерного зрения.

1) Реализация моделей Fast R-CNN и Faster R-CNN, спроектированной для обнаружения объектов (областей интереса), и основанная на архитектуре, в рамках которой анализируемое изображение подается на вход сверточной нейронной сети и обрабатывается модулем локализации объектов для получения карты признаков и регионов потенциальных объектов, с последующей обработкой слоем прореживания RoI (Region of Interest) и анализом на основе плотно связанного слоя, выходные сигналы которого передаются двум другим полносвязным слоям: первый определяет байесову вероятность принадлежности объекта определенному классу, а второй — границы региона потенциального объекта.

2) Модель глубокого обучения для обнаружения объектов с помощью регрессии ограничивающей рамки Mask R-CNN, расширяющая Faster R-CNN функцией сегментации изображения на уровне пикселей с разделением задач классификации и прогнозирования маски на уровне пикселей.

Модели обнаружения объектов могут быть использованы при этом для решения задач подсчета объектов, детекции зданий, инфраструктурных объектов, транспортных средств, ландшафтов, растительных и животных объектов.

Заключение. В статье описано решение задачи актуализация базы данных репозитория нейросетевых моделей для анализа и прогнозирования развития пространственных процессов на основе проектно-ориентированного подхода. Процесс интеграции глубоких нейронных сетей в репозитории основывается на проектно-ориентированном подходе, на основе которого каждая хранимая глубокая нейронная сеть сопоставлена с кругом задач, в рамках которых она может использоваться и с данными, которые она при этом анализирует.

Нейросетевые модели характеризуются набором инициализирующих свойств, графовой организацией структуры на основе вершин-слоев и связей, а также параметрами и алгоритмами компиляции (оптимизаторы, функции потерь, метрики). Использование визуального программирования и принципов блочного проектирования при конкретизации топологии сложных нейросетевых моделей позволяет ускорить процесс их разработки. В рамках репозитория интегрированы модели, позволяющие решать задачи классификации, сегментации и детектирования объектов на основе данных дистанционного космического мониторинга.

В числе моделей классификации пространственных данных в репозитории представлены сверточная сеть с несколькими сверточными блоками и плотно связанным слоем принятия решения, модель GeoSystemNet, предназначенная для анализа данных дистанционного мониторинга на основе применения геосистемного подхода, плотно связанная модель малой емкости, обученная на наборе информационных территориальных дескрипторов, глубокая нейронная сеть, интегрирующая спектральную и пространственную информацию посредством плотно связанного и сверточного блоков, а также модель метаклассификатора, позволяющая осуществлять объединение нескольких моделей в ансамбль для повышения устойчивости системы классификации.

К представленным моделям сегментации пространственных данных следует отнести набор разноканальных оптимизированных архитектур U-Net, модель сегментации для выделения множества классов растительного покрова и систем землепользования, модель детекции оползневых процессов на основе данных космического мониторинга и цифровой модели рельефа, набор моделей сегментации, обучающихся на основе автоматизировано рассчитываемых на основе мультиспектральных данных дистанционного мониторинга карт спектральных индексов. Интегрированные в репозитории нейросетевые модели могут применяться для оценки устойчивости территории к затоплению, засухе, возгоранию, решению задачи классификации типов земель и техногенных объектов и определения их свойств.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yamashkin S. A., Kamaeva A. A., Yamashkin A. A., Yamashkina E. O. Matters of Neural Network Repository Designing for Analyzing and Predicting of Spatial Processes // International Journal of Advanced Computer Science and Applications. – 2021. – Vol. 12, No. 5. – P. 17–22.
2. Shafique A., Cao G., Khan Z., Asad M., Aslam M. Deep learning-based change detection in remote sensing images: a review // Remote Sensing. – 2022. – Vol. 14. – No. 4. – P. 871.

3. Yuan Q., Shen H., Li T., Li Z., Li S., Jiang Y., Zhang L. Deep learning in environmental remote sensing: Achievements and challenges // Remote Sensing of Environment. – 2020. – Vol. 241. – 111716.
4. Ma L., Liu Y., Zhang X., Ye Y., Yin G., Johnson B. A. Deep learning in remote sensing applications: A meta-analysis and review // ISPRS Journal of Photogrammetry and Remote Sensing. – 2019. – Vol. 152. – P. 166–177.

СУРАЙКИН А. И., ЛАБУТИН М. С., КУДРЯШОВ А. Д., СУРАЙКИН А. А.
СИСТЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ АСПЕКТ РАЗРАБОТКИ МИКРОСХЕМЫ
УПРАВЛЕНИЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ОБОРУДОВАНИЕМ
ПО КАНАЛУ ИНТЕРФЕЙСА RS-485

Аннотация. В статье приводятся результаты анализа работы интерфейса RS-485 и системотехника разработки приёмопередатчика для управления обменом данными в измерительном оборудовании. На основе системотехнического анализа предлагается схемотехническое решение для разработки микросхемы приёмопередатчика на основе биполярной технологии с ВИД-процессом.

Ключевые слова: приёмопередатчик, RS-485, ВИД-процесс, короткое замыкание.

SURAYKIN A. I., LABUTIN M. S., KUDRYASHOV A. D., SURAYKIN A. A.
SYSTEM ENGINEERING OF INTEGRATED CIRCUITS DESIGN
FOR INTERFACE RS-485 CHANNEL TO CONTROL MEASURING EQUIPMENT

Abstract. The article provides the results of the analysis of the RS-485 interface and the system engineering development of a transceiver circuit for the data exchange controlling in measuring equipment. Using system engineering analysis, the authors offer a circuit design solution for the development of a transceiver chip based on a bipolar VID process technology.

Keywords: transceiver, RS-485, VID process, short circuit.

Современное измерительное оборудование в той или иной мере технически оснащено средствами автоматизированного управления, включая, прежде всего, компьютерное. Способы обмена данными могут быть различными, включая и комбинированные. Это и локальные сети, USB-интерфейсы и интерфейсы RS-485/RS-422. Последовательными интерфейсами стандартов RS-485/RS-422 оснащены многие современные компьютерные системы промышленного назначения. Парк работающего оборудования, обменивающегося информацией по протоколам RS-485 или RS-422, огромен. Проектирование, серийное производство и применение интерфейсных микросхем подобного класса активно продолжается в новых разработках.

Стандарт RS-485 охватывает электрические и временные характеристики интерфейса. Это позволяет использовать стандарт RS-485 практически в любой системе обмена данными, что существенно расширяет сферу разработок. Однако, накладываются определенные требования к приёмопередатчикам – микросхемам, преобразующим дифференциальный сигнал витой пары в последовательный код. Тип приёмопередатчиков должен быть

дифференциальным, потенциальным. Изменение входных и выходных напряжений (рисунок 1) на линиях А и В: U_a (U_b) от -7 В до -12 В ($+7$ В до $+12$ В) [1].

Требования, предъявляемые к выходному каскаду:

- выходной каскад представляет собой источник напряжения с малым выходным сопротивлением, $|U_{\text{вых}}|=1,5:5,0$ В (не менее 1,5 В и не более 5,0 В);
- состояние логической «1»: $U_a < U_b$ (гистерезис 200 мВ);
- состояние логического «0»: $U_a > U_b$ (гистерезис 200 мВ);
- выходной каскад должен выдерживать режим короткого замыкания, иметь максимальный выходной ток 250 мА, скорость нарастания выходного сигнала 1,2 В/мкс и схему ограничения выходной мощности.

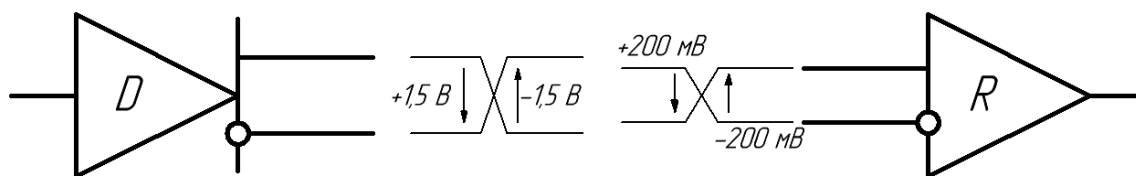


Рис. 1. Минимальные уровни сигнала шины RS-485.

Требования, предъявляемые к входному каскаду:

- входной каскад представляет собой дифференциальный вход с высоким входным сопротивлением и пороговой характеристикой от -200 мВ до $+200$ мВ;
- допустимый диапазон входных напряжений U_{ag} (U_{bg}) относительно земли (GND) от -7 В до $+12$ В;
- входной сигнал представлен дифференциальным напряжением (U_i $+0,2$ В и более);

Большинство современных микросхем выполнено по КМОП-технологиям, что позволяет снизить потребляемую мощность (потребление тока микросхемы до 1 мА). Но необходимо учитывать и ряд недостатков, связанных с этой технологией. Это, прежде всего низкая (по сравнению с элементной базой, изготовленной по биполярной технологии) помехоустойчивость и надёжность работы в условиях воздействия электромагнитных помех (особенно в условиях промышленных предприятий), чувствительность к воздействию статических потенциалов (особенно в зимний период) [2]. Это делает применение КМОП-микросхем не столько универсальным, как хотелось бы. Учитывая всё вышесказанное, отметим, что применение биполярных технологий для разработки элементной базы интерфейсных устройств является актуальной задачей. Разработка и изготовление биполярных ИС не заменяет КМОП – ИС, а как бы дополняет номенклатуру микросхем в

части применения в наиболее жёстких, критичных условиях, где применение КМОП – ИС не всегда отвечает требованиям надёжности.

Из достаточного большого набора вариантов эпитаксиально-планарных биполярных технологий, наибольший интерес представляет процесс с применением вертикальной изолирующей диффузии (ВИД-процесс). Этот процесс позволяет наряду с традиционными вертикальными n - p - n -транзисторами (дрейфовыми) изготавливать вертикальные p - n - p -транзисторы (диффузионные). Такое решение позволяет добиться требуемого быстродействия управляющей схемы.

На рисунке 2 представлена структура n - p - n - и p - n - p -транзисторов, выполненных на основе эпитаксиального биполярного ВИД-процесса.

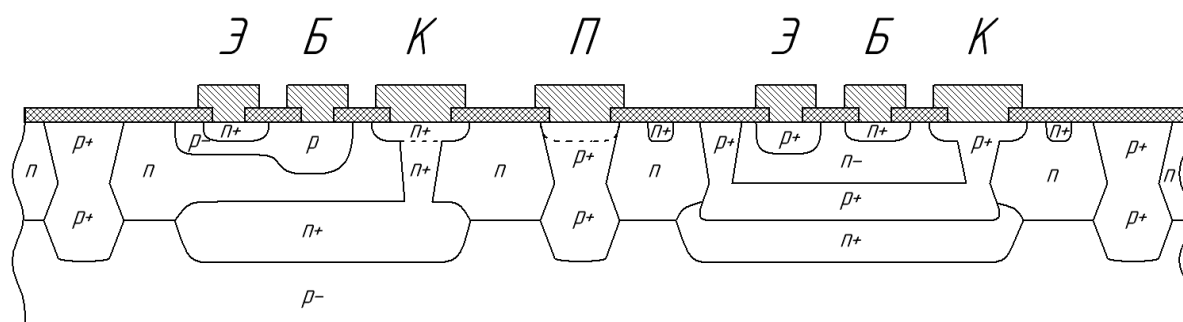


Рис. 2. Структура транзисторов (n - p - n и p - n - p)
на основе эпитаксиального биполярного ВИД-процесса.

Структурная схема приёмопередатчика представлена на рис. 3. Устройство состоит из основных блоков: компаратора передатчика (transmitter), компаратора приемника (receiver), блоков разрешения/запрета передачи выходных усилительных каскадов. Подключение структурных блоков реализовано так, что приёмопередатчик способен работать в полудуплексном режиме, то есть поочерёдно - либо передает сигнал, либо его принимает.

Компьютерное моделирование и расчёт основных режимов работы микросхемы приёмопередатчика.

Моделирование проводилось в САПР TINA-TI [3]. Синтез схемы был осуществлён на основе иерархического принципа. Схема приведена на рисунке 4. Были промоделированы как отдельные функциональные блоки (1 уровень иерархии), так и полная схема (2-й уровень иерархии).

Результаты моделирования представлены в виде временных диаграмм на рисунках 5 и 6.

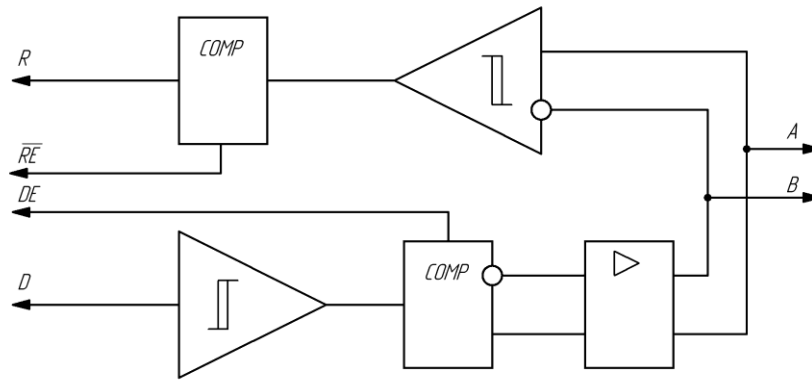


Рис. 3. Структурная схема приёмопередатчика.

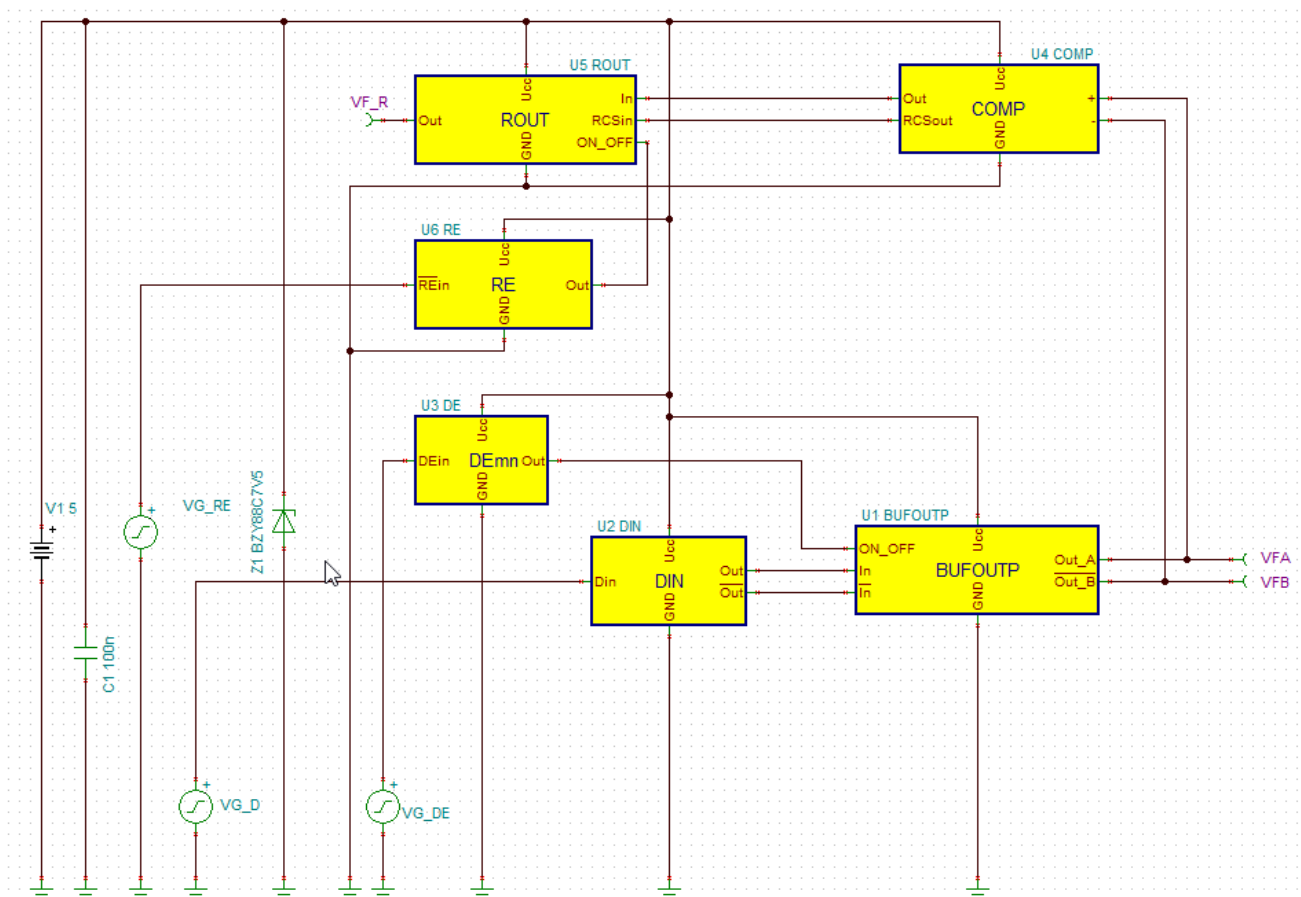


Рис. 4. Схема макромодели приёмопередатчика в САПР TINA-TI.

На рисунке 5 представлены временные диаграммы работы схемы в режиме передатчика. У разрешающего сигнала активный уровень - высокий. Информационный сигнал преобразуется в дифференциальный сигнал, поступающий на витую пару в течение времени, пока на входе DE установлен высокий уровень (логическая «1»).

На рисунке 6 представлены диаграммы работы схемы в режиме приёмника. Дифференциальный сигнал с витой пары, преобразуется в цифровой сигнал амплитудой 5 В. Разрешающий сигнал у приёмника инверсный (активный – «0»).

Специфика моделирования приёмопередатчика заключалась в том, что все функциональные узлы, представленные в виде иерархических блоков, были первоначально разработаны на уровне принципиальных электрических схем. Этот факт максимально приближал разрабатываемое устройство к прототипу и к минимуму сводил погрешность получаемых характеристик [4].

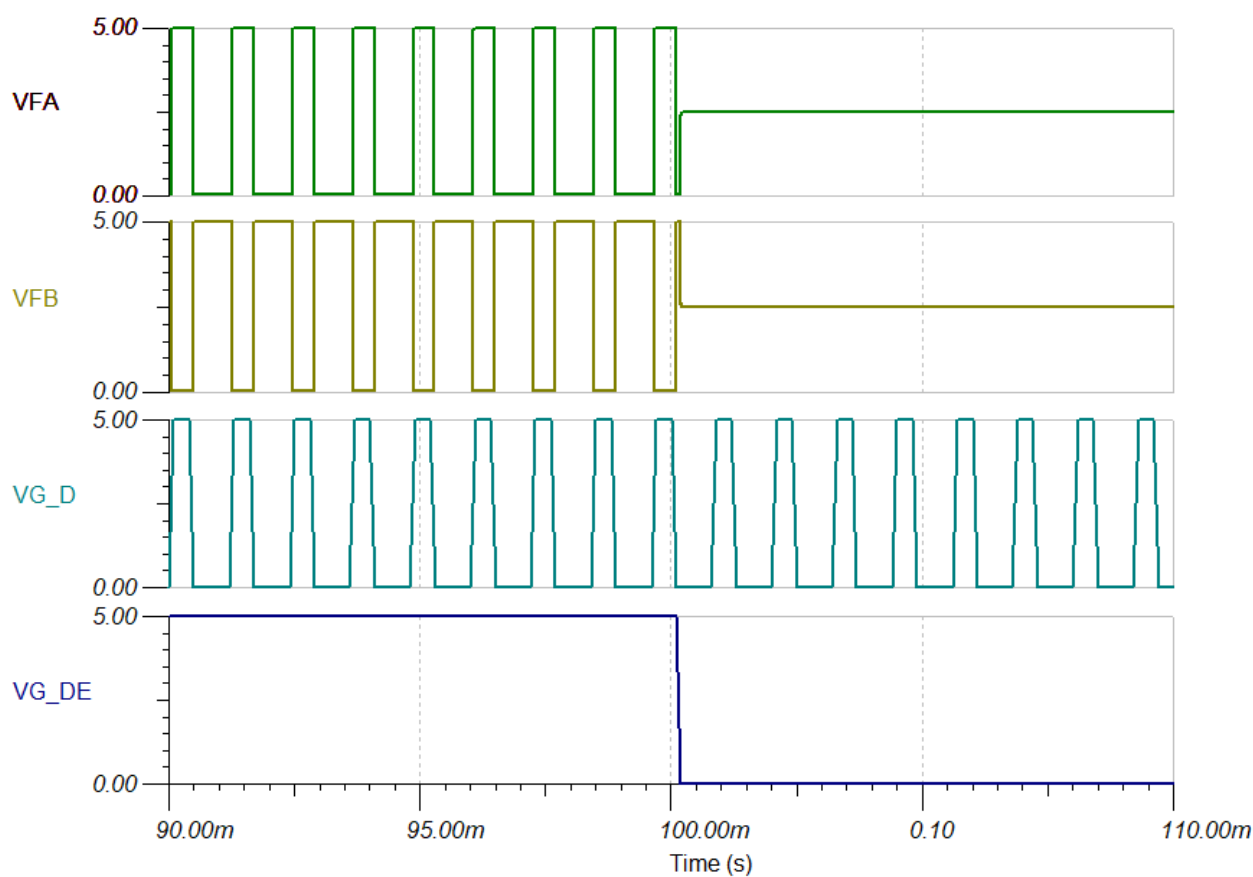


Рис. 5. Временные диаграммы работы схемы приёмопередатчика в режиме передатчика.

Кроме этого, иерархическое построение макромодели приёмопередатчика устройства позволило провести расчёт большинства режимов работы схемы как в рабочем диапазоне питающего напряжения, так и в рабочем диапазоне температуры окружающей среды.

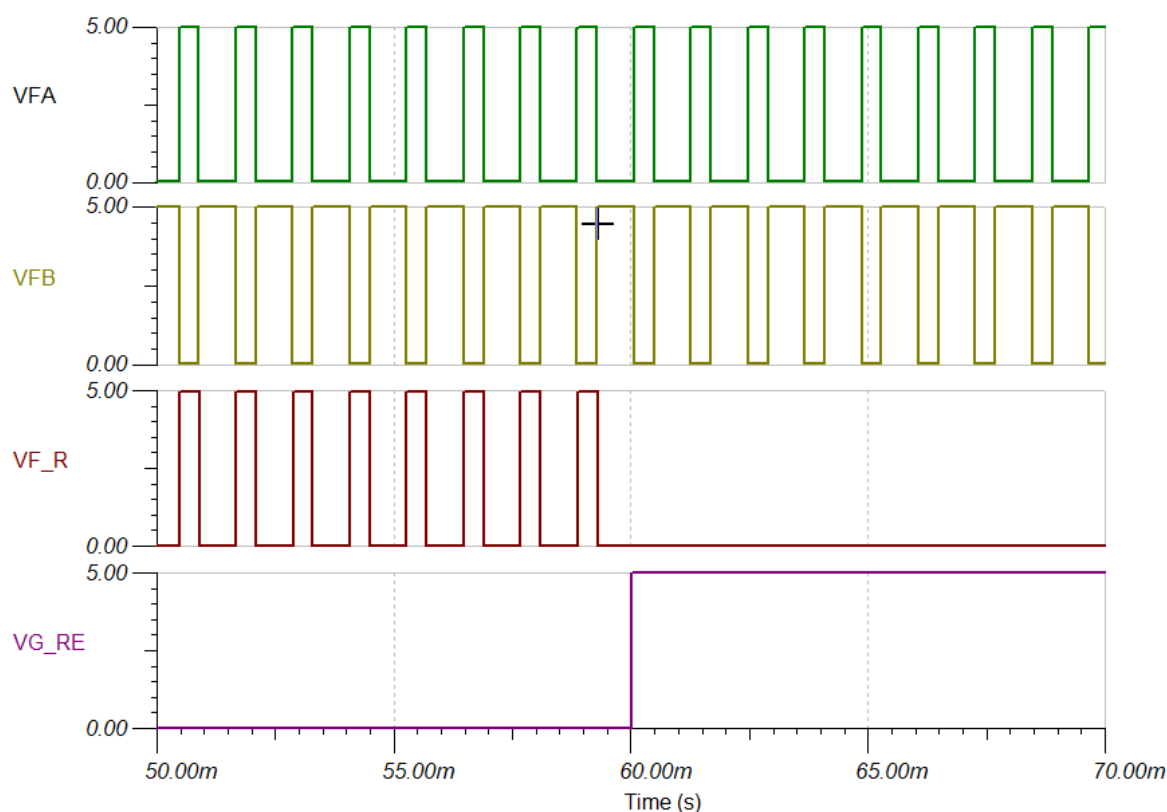


Рис. 6. Временные диаграммы работы схемы приёмопередатчика
в режиме приемника.

При разработке подобных микросхем необходимо учитывать не только требования по параметрам выходных и входных каскадов (выходной ток, нагрузка, скорость передачи), но и по наличию защиты короткого замыкания (КЗ), включая другие ограничители тока нагрузки.

В сети, на базе RS-485 возможно короткое замыкание тогда, когда передатчик подключается к линии, в которой присутствует потенциал низкого или высокого уровня. Чаще всего такая ситуация встречается при одновременной передаче двух или более передатчиков. Выходные Транзисторы VT1 и VT4 будут открыты (рис. 7), и без наличия дополнительной защиты через них будет идти ток короткого замыкания, который будет ограничен только незначительными сопротивлениями самих транзисторов и проводника. Исход в такой ситуации один – выгорание транзисторов.

Для защиты схемы от КЗ, – включают резисторы – датчики тока для каждого транзистора выходного буфера. При этом, схемотехническое решение обеспечивает защиту выходного каскада как от короткого замыкания на общую («нулевую») шину, так и на шину питания. Суть решения заключается в следующем: добавленные в систему резисторы отслеживают момент нарастания тока и, когда падение напряжения на резисторе становится равным порогу срабатывания транзистора (рис. 8), включается транзистор цепи защиты, который выключает выходной транзистор [5].

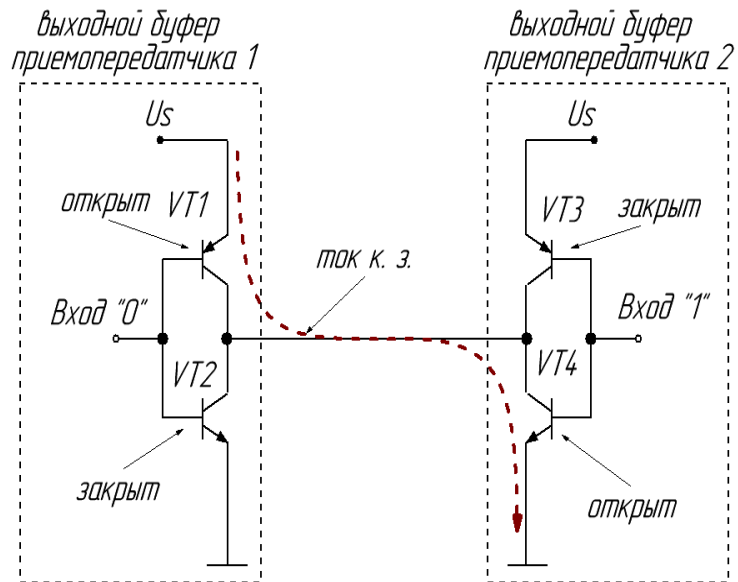


Рис. 7. Ситуация короткого замыкания.

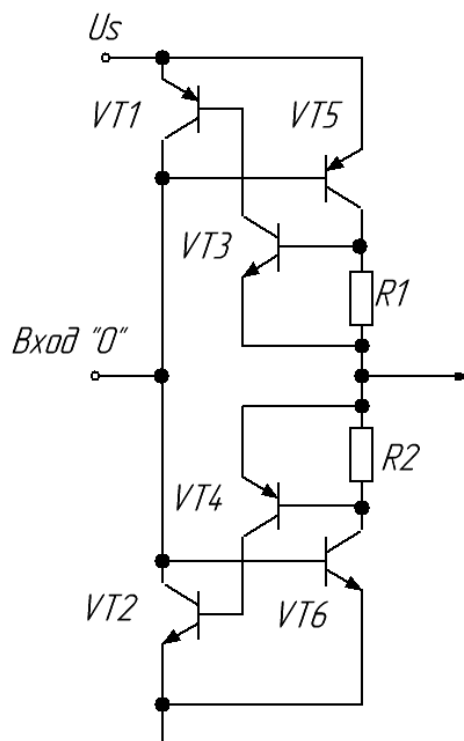


Рис. 8. Схемотехническое решение защиты от короткого замыкания.

Разработка и изготовление микросхем, обеспечивающих поддержку интерфейса типа RS-485, позволит вывести нестандартное измерительное оборудование на новый качественный уровень. Это возможность реализации компьютерного управления с автоматизацией процесса измерения. Кроме этого, появляется возможность накопления

данных измерения с последующей статистической обработкой, что позволяет оперативно принимать правильные корректирующие действия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техническая инф. о сети RS-485 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com> (дата обращения: 10.09.2022).
2. Техническая инф. по ИС SN65HVD3082E [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/SN65HVD3082E> (дата обращения: 10.09.2022).
3. Техническая инф. по САПР TINA-TI [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/tool/TINA-TI> (дата обращения: 10.09.2022).
4. Сурайкин А. И., Сурайкин А. А., Кудряшов А. Д., Лабутин М. С. Экономичный импульсный источник питания универсального применения // Радиоэлектронная техника. Межвузовский сборник научных трудов / ФГБОУ ВО «Ульяновский государственный технический университет»; Ульяновский филиал Института радиотехники электроники им. В. А. Котельникова Российской Академии наук. – Ульяновск, 2021. – С. 26–32.
5. Техническая инф. о сети RS-485 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com> (дата обращения: 10.09.2022).

СУРАЙКИН А. И., ГОРЯЧКИН Ю. В., СУРАЙКИН А. А., КУЛИКОВ В. Г.
ПОВЕДЕНЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АКТИВНОГО КОРРЕКТОРА
КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

Аннотация. Приведено схемотехническое решение активного корректора коэффициента мощности, применяемое в импульсных преобразователях мощностью до 450 Вт. Выполнен расчёт режимов работы схемы корректора коэффициента мощности. Представлены основные преимущества данного схемного решения и результаты поведенческого моделирования схемы активного корректора коэффициента мощности.

Ключевые слова: корректор коэффициента мощности, импульсный преобразователь, повышающий импульсный преобразователь, режим критической проводимости.

SURAYKIN A. I., GORYACHKIN YU. V., SURAYKIN A. A., KULIKOV V. G.
SIMULATION MODELING OF ACTIVE POWER FACTOR CORRECTOR

Abstract. The article describes a circuit design solution for an active power factor corrector used in pulse converters with a power up to 450 W. Calculation of operating modes of the power factor corrector circuit is presented. The main advantages of this design and circuit simulation results of active power factor corrector are provided.

Keywords: power factor corrector, pulse converter, boost converter, critical conduction mode.

Основой многих электронных устройств являются импульсные AC-DC преобразователи (преобразователи переменного тока в постоянный) в которых широко применяются корректоры коэффициента мощности (ККМ). Главной особенностью данных преобразователей является передача энергии от питающей сети во вторичную цепь посредством высокочастотного импульсного преобразования. В таких решениях, энергия передаётся дискретно, то есть как бы «порционно», от источника к нагрузке с помощью широтно-импульсного модулирования (ШИМ) управляющего сигнала. Существенным положительным моментом является то, что уменьшаются массогабаритные параметры преобразователей.

Широтно-импульсный модулятор управляет силовым ключом, преобразующим входное постоянное напряжение в последовательность импульсов с последующей их фильтрацией для обеспечения постоянного выходного напряжения заданного уровня. Это выходное напряжение сравнивается с эталонным напряжением ($U_{эт}$), представляющим собой напряжение, величина которого соответствует величине напряжения, необходимого для питания подключаемого к источнику оборудования. Полученная разность напряжений

(напряжение ошибки) подается на вход ШИМ, на выходе которого соответствующим образом изменяется длительность импульсов. Если выходное напряжение выше необходимого уровня, длительность импульсов уменьшается, что приводит к его снижению, и наоборот.

У приведённого принципа работы можно выделить два недостатка:

- 1) зависимость уровня выходного напряжения преобразователя, а также и его формы от перенапряжения и снижения до критических значений напряжения сети;
- 2) зависимость КПД преобразователя от высокочастотных помех.

Существенными, эти недостатки становятся в источниках питания, рассчитанных на большую мощность (свыше 100 Вт).

Для того, чтобы свести влияние данных недостатков к минимуму, необходимо применение активного корректора коэффициента мощности.

Принцип работы активного корректора коэффициента мощности.

Режим ШИМ используется в корректоре коэффициента мощности, но при этом в схему добавляется еще один элемент для обеспечения синусоидальности, потребляемого от сети тока и его синфазности с напряжением сети – дроссель. Перед подачей на вход ШИМ напряжение ошибки умножается на величину сигнала, полученного от выпрямленного сетевого напряжения. Это приводит к тому, что длительность импульса на выходе преобразователя зависит не только от основного напряжения ошибки, но и от мгновенного значения напряжения сети. Таким образом, ККМ отбирает от сети большую мощность, когда напряжение сети больше и меньшую, когда напряжение сети меньше, что приводит к уменьшению амплитуд гармоник потребляемого тока.

Подавляющее большинство схем активных корректоров коэффициента мощности представляют собой решения, аналогичные повышающим импульсным преобразователям (в англоязычной литературе boost-converter) (рисунок 1).

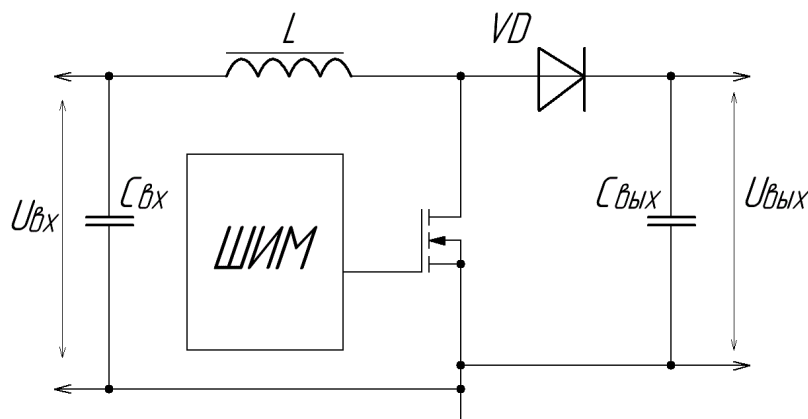


Рис. 1. Схема повышающего преобразователя.

Существуют три режима работы активного ККМ: режим непрерывных токов, режим импульсных токов и режим критической проводимости (рисунок 2). Стоит отметить, что режим импульсных токов в настоящее время не применяется ввиду низкой эффективности применения.

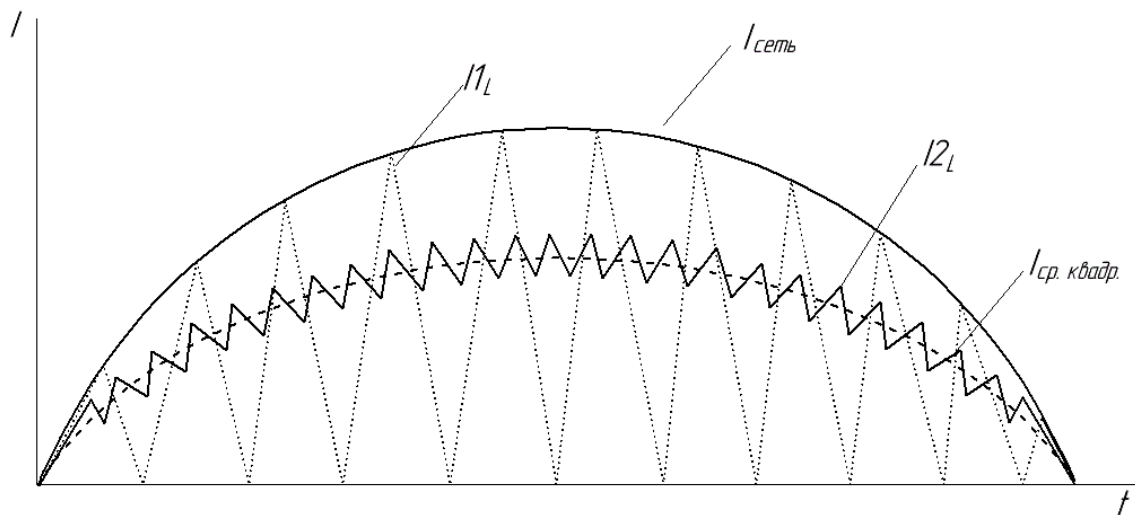


Рис. 2. Форма потребляемого от сети тока ($I_{\text{сеть}}$ — ток сети, $I_{\text{ср. квадр.}}$ — среднее значение тока в сети, I_{L1} — ток дросселя L в режиме критической проводимости, I_{L2} — ток дросселя L в режиме непрерывных токов).

Активный корректор коэффициента мощности для импульсных преобразователей мощностью 450 Вт.

Для применения преобразователей в промышленности и использовании их в бытовых нуждах, необходимо пройти процедуру сертификации, включающую выполнение требований электромагнитной совместимости устройства питания. Именно поэтому возникает первоочередная необходимость использования узла ККМ.

В ходе данной работы был разработан и промоделирован узел ККМ, совместимый со многими импульсными преобразователями, мощностью до 450 Вт (рисунок 3).

Разработанная схема ККМ работает в режиме критической проводимости. Это позволяет снизить требования к входному сетевому фильтру. Из недостатков, стоит отметить большое пиковое значение бросков тока дросселя в начале каждого такта переключения МОП транзистора ($X8$). К основным достоинствам следует отнести то, что к диоду $D8$ не предъявляется требования по быстродействию (параметр времени обратного восстановления не играет существенной роли). Это объясняется тем, что при каждом такте переключения транзисторного ключа, ток через дроссель будет снижаться до нуля, что исключает возможность протекания в цепи $C16$, $D8$, $L2$ обратного тока.

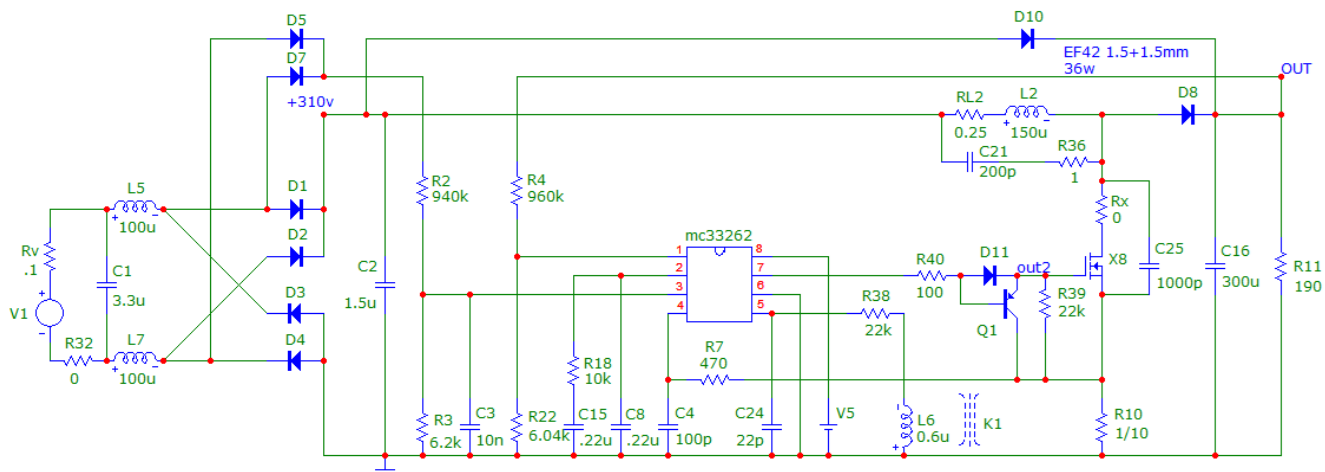


Рис. 3. Схема (модель) узла корректора коэффициента мощности.

Питание схемы осуществляется от сети переменного тока 220 В. Элементы $C1$, $L5$, $L7$ образуют в совокупности сетевой фильтр синфазных и дифференциальных помех. Диоды $D1$ – $D4$ являются выпрямителем переменного сигнала, включенные по мостовой схеме. В качестве микросхемы ККМ используем ИС L6562. Конденсатор $C2$, ёмкостью 1,5 мкФ, играет роль входного конденсатора импульсного каскада активного ККМ. Благодаря относительно малому значению ёмкости (по сравнению со схемой включения импульсных преобразователей без ККМ, где применяются входные конденсаторы, большой ёмкости), уменьшается влияние высокочастотных помех, наводимых на данном конденсаторе, то есть сохраняется квазисинусоидальная форма входного тока.

Сигнал с резистивного делителя $R2$, $R3$ подаётся на вывод микросхемы 3 – вывод умножителя. Соотношение сопротивлений рассчитано в соответствии с требуемым уровнем напряжения на входе микросхемы. Благодаря этому микросхема отслеживает амплитудные значения и формы сетевого напряжения и тока.

Через резистивный делитель $R4$, $R22$ на вывод микросхемы 1 (инвертирующий вход усилителя ошибок) поступает значение напряжения с выхода импульсного каскада ККМ.

Цепь $R8$, $C15$, $C8$ управляет «запаздыванием» и сигнал подаётся на вывод микросхемы 2 (выход усилителя ошибок). Благодаря этому микросхема формирует на выводе 7 импульсы длительностью, пропорциональной «запаздыванию», с целью поддержания синусоидальной формы сетевого тока.

На вывод микросхемы 4 (датчик тока) поступает сигнал, пропорциональный току, протекающему в МОП транзисторе. Измерение происходит с помощью шунтирующего резистора $R10$. Полученное значение напряжения подается на вывод микросхемы, где оно сравнивается с внутренним эталонным значением синусоидальной формы.

$R36$, $RI2$, $C21$ являются математической моделью, отражающей паразитные эффекты дросселя $L2$. При работе схемы в режиме критической проводимости, значение индуктивности дросселя $L2$ значительно меньше, чем при работе в режиме непрерывных токов. Но при этом в схеме протекает больший ток – примерно 12А. Следовательно, количество витков дросселя должно быть меньше, а толщина провода больше, чем при работе схемы в режиме непрерывных токов.

Поведенческое моделирование схемы узла ККМ

Наиболее информативные данные были получены при поведенческом или имитационном моделировании схемы в среде MicroCAP 12.

На рисунке 4 показаны осциллограммы изменения формы и значения амплитуды сетевого напряжения и тока, а также напряжения на выходе схемы. На верхнем графике зеленым цветом обозначена осциллограмма сетевого напряжения, а красным цветом – осциллограмма сетевого тока. На нижнем графике показана осциллограмма напряжения на выходе импульсного узла корректора коэффициента мощности.

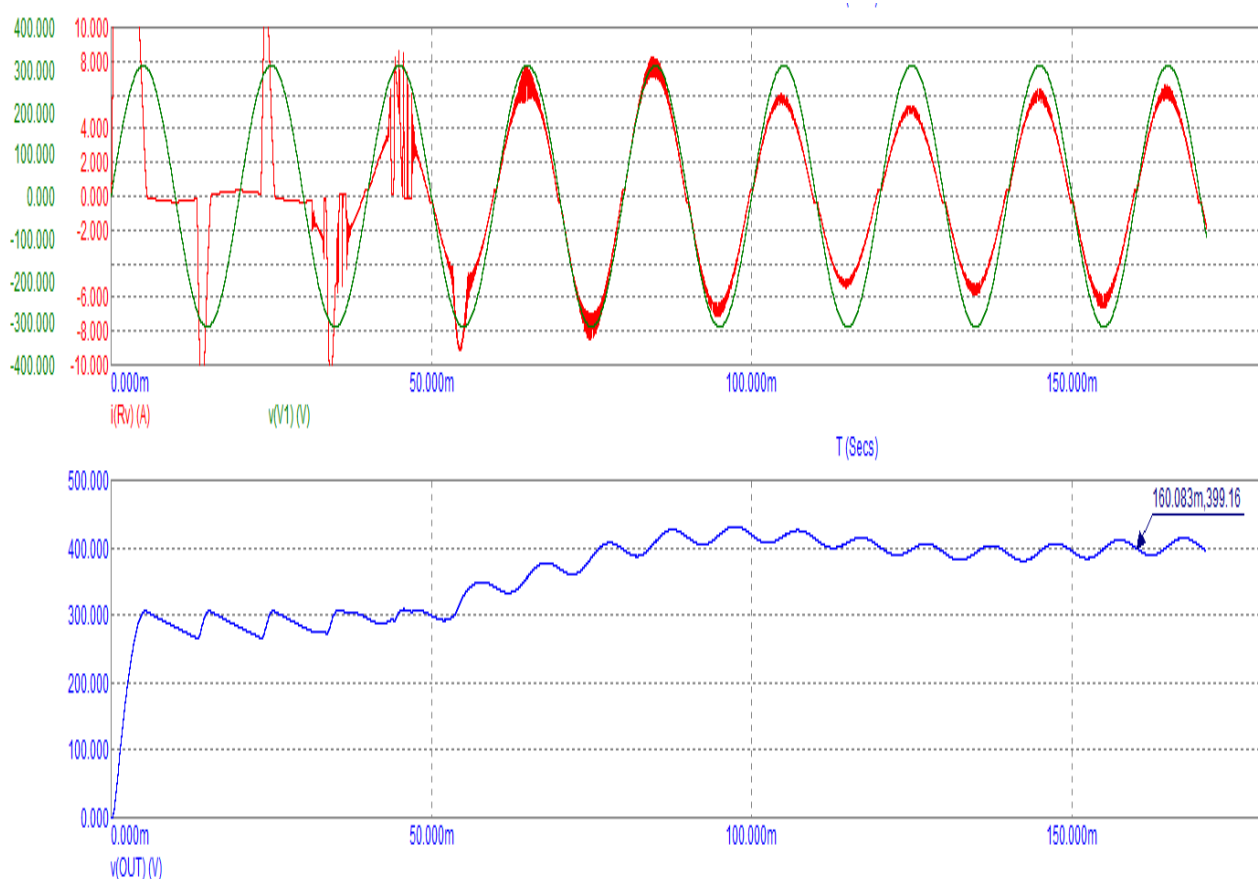


Рис. 4. Осциллограммы изменения формы и значения амплитуды
сетевого напряжения и тока, а также напряжения на выходе.
схемы корректора коэффициента мощности

Как видно из рисунка 4, в первоначальный момент времени (от 0 до 100 мс) напряжение на выходе схемы ККМ нарастает до +400 В. При этом, форма сетевого тока искажена значительно, мощность потребляется неравномерно. После того, как напряжение на выходе схемы установится на уровне +400 В, схема стабилизирует свою работу, ток принимает синусоидальную форму.

На рисунке 5 показана осциллограмма тока, протекающего через дроссель. В начальный момент времени работы ККМ, МОП транзистор закрыт, микросхема стартует, плавно увеличивая частоту следования импульсов, через дроссель начинает протекать ток. После того как частота импульсов, поступающих на транзистор стабилизируется, на выходе узла ККМ устанавливается значение напряжения +400 В, форма сетевого тока становится синусоидальной, коэффициент мощности – максимальным. Следует заметить, на графиках (рис. 4, 5) показано, что с увеличением длительности импульса (рисунок 6), подаваемого на транзистор, увеличивается выходное значение напряжения, а также ток в дросселе нарастает до большего пикового значения. При уменьшении длительности импульса (рис. 6), выходное значение напряжения уменьшается и ток в дросселе соответственно имеет меньшее пиковое значение.

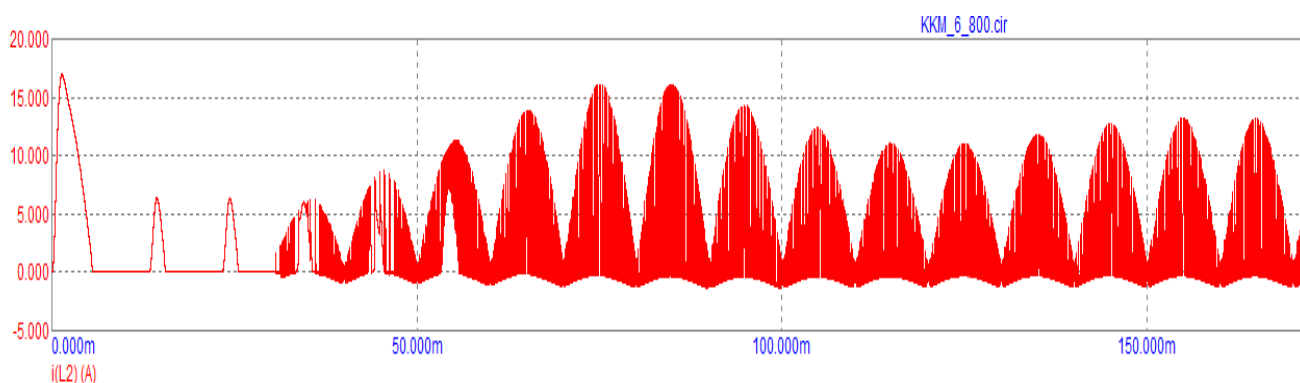


Рис. 5. Осциллограмма тока, протекающего через дроссель.

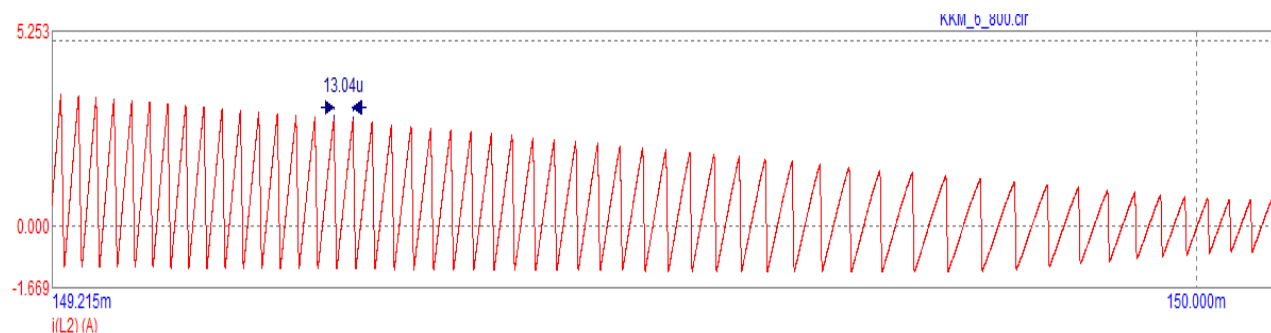


Рис. 6. Осциллограмма тока, протекающего через дроссель, показывающая как меняется значение в зависимости от длительности подаваемого импульса.

Приведенные результаты моделирования показывают, что схема была выбрана и рассчитана верно. Удалось достичь заявленных параметров: работа схемы в режиме критической проводимости, синусоидальная форма сетевого тока, коэффициент мощности 0,95. Стоит также отметить, что моделирование показало стабильную работу узла корректора коэффициента мощности в требуемых режимах эксплуатации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Маниктала С. Импульсные источники питания от А до Z: Пер. с англ. – М.: «МК-Пресс»; СПб: «КОРОНА-ВЕК», 2008. – 256 с.
2. Сурайкин А. И., Курынов Б. В., Сеськин М. В., Сурайкин А. А. Высокоэффективные источники питания для светодиодного освещения // Электроника и электрооборудования транспорта. – 2020. – № 3. – С.25–28.

СУРАЙКИН А. И., КУДРЯШОВ А. Д., ЛАБУТИН М. С., СУРАЙКИН А. А.
СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ И МОДЕЛИРОВАНИЕ
БЛОКА ПОТЕНЦИАЛЬНОЙ ЗАЩИТЫ ВЫХОДНОГО КАСКАДА
МИКРОСХЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ МОЩНЫМ МОП-ТРАНЗИСТОРОМ

Аннотация. Описаны результаты синтеза и моделирования цепи потенциальной защиты выходного каскада в микросхеме управления мощным МОП-транзистором. Предлагается схемотехническое решение для разработки микросхемы-драйвера на основе биполярной технологии с ВИД-процессом.

Ключевые слова: цепь защиты, схема управления, выходной каскад, микросхема-драйвер, ВИД-процесс.

SURAYKIN A. I., KUDRYASHOV A. D., LABUTIN M. S., SURAYKIN A. A.
CURCUIT ENGINEERING DESIGN AND SIMULATION
OF POTENTIAL PROTECTION BLOCK
OF THE OUTPUT BUFFER OF POWER MOSFET CONTROL IC

Abstract. The article describes the results of the developing and simulation of the potential protection of the output buffer circuits in the control integrated circuits of a power MOSFET. The circuit design solution is proposed for the development of an IC driver based on a bipolar VID process technology.

Keywords: protection circuits, control circuit, output buffer, IC driver, VID process.

В импульсной преобразовательной технике, в устройствах управления исполнительными механизмами, в автомобильной электронике всё более широкое применение находят мощные МОП-транзисторы, работающие в ключевом режиме. Для их управления требуются специальные устройства – «интеллектуальные» ключи, представляющие собой специализированные управляющие микросхемы. Эти ИС должны обладать всеми необходимыми функциями электронного ключа с большим набором защит для реализации максимально эффективного и надежного управления мощными МОП-транзисторами:

- защита от повышенного и пониженного напряжения питания микросхемы;
- защита выходного каскада драйвера от перегрузки;
- токовая защита мощного выходного транзистора (ограничение тока нагрузки);
- температурная защита.

На мировом рынке присутствует множество микросхем-драйверов, предназначенных для управления мощными МОП ПТ [1]. Подавляющее большинство выполнено по КМОП-технологиям (в мире их уже достаточно много). Разработка и изготовление микросхем на основе КМОП-процесса позволяет добиться минимальной потребляемой мощности при приемлемом быстродействии. Вместе с тем, необходимо отметить некоторые недостатки данной технологии. Это, прежде всего, низкая (по сравнению с элементной базой, изготовленной по биполярной технологии) помехоустойчивость и надёжность работы в условиях сильного воздействия электромагнитных помех, высокая чувствительность к воздействию статических потенциалов (особенно в зимний период). Учитывая всё вышесказанное, отметим, что применение биполярных технологий для разработки элементной базы схем управления МОП-транзисторами также является актуальной задачей. Разработка и применение таких микросхем-драйверов будет являться своеобразным компромиссом между устойчивостью работы в критических условиях и потребляемой мощностью.

Из достаточного большого набора вариантов эпитаксиально-планарных биполярных технологий наибольший интерес представляет процесс с применением вертикальной изолирующей диффузии (ВИД-процесс). Этот процесс позволяет наряду с традиционными вертикальными $n-p-n$ транзисторами (дрейфовыми) изготавливать вертикальные $p-n-p$ транзисторы (диффузионные). Такое решение позволяет добиться требуемого быстродействия управляющей схемы. На рисунке 1 представлена структура $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов, выполненных на основе биполярного ВИД-процесса.

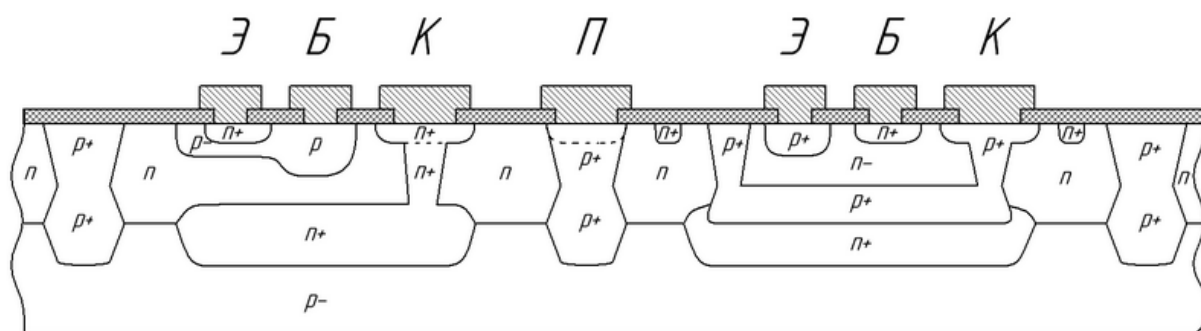


Рис. 1. Структура $n-p-n$ - и $p-n-p$ -транзисторов, выполненных на основе биполярного ВИД-процесса.

Функциональная схема разрабатываемого устройства представлена на рисунке 2. В нашем устройстве присутствует цепь защиты от пониженного напряжения питания

микросхемы, цепь потенциальной защиты выходного каскада от перегрузки и цепь токовой защиты мощного выходного транзистора.

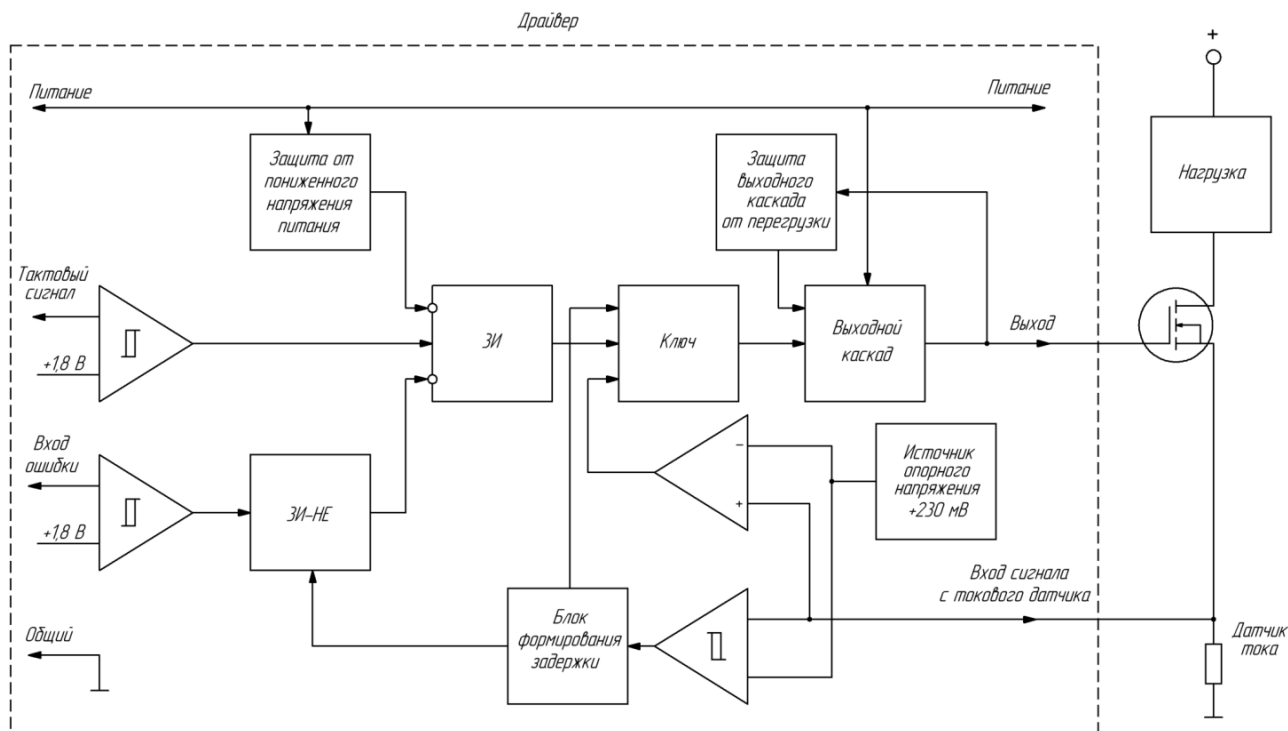


Рис. 2. Функциональная схема микросхемы-драйвера для управления мощным МОП-транзистором.

Алгоритм работы и компьютерное моделирование.

Защита выходного каскада микросхемы-драйвера необходима для предотвращения выхода из строя интегральных транзисторов, входящих в данный выходной каскад, например, в случае пробоя затвора внешнего МОП-транзистора. При разработке цепи защиты выходного каскада от перегрузки и короткого замыкания, невозможно, да и не целесообразно было применять схемотехнические решения, основанные на использовании цепи токовой защиты. Для этого необходимо формировать отдельную цепь опорного тока. Кроме этого, пиковые токи заряда и разряда емкостей затвора мощного МОП-транзистора достаточно велики и это приводит к ложному включению схемы защиты. Поэтому нами было разработано новое схемотехническое решение: блок потенциальной защиты, который отслеживает уровень напряжения на выходе микросхемы (на затворе мощного МОП ПТ) и отключает управляющую ИС при понижении уровня выходного напряжения ниже некоторого опорного уровня (например, при коротком замыкании или пробое внешнего

силового МОП ПТ), сформированного внутри управляющей микросхемы. Функциональная схема этого блока представлена на рисунке. 3.

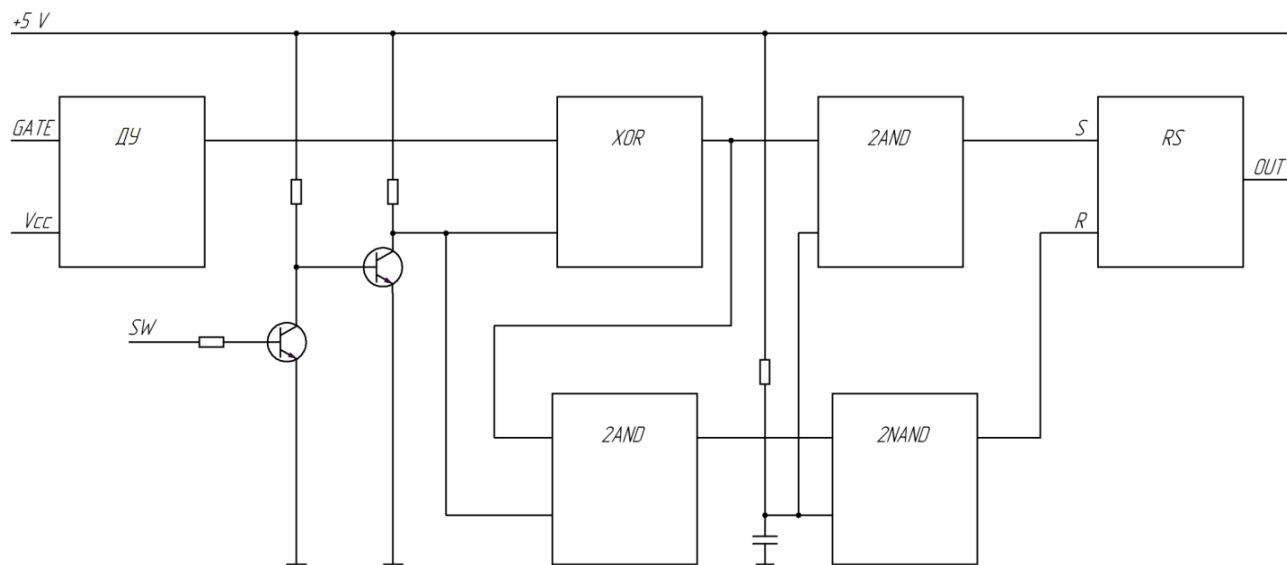


Рис. 3. Функциональная схема цепи потенциальной защиты выходного каскада от перегрузки.

Суть работы данной электронной схемы защиты заключается в том, что компаратор отслеживает уровень напряжения на управляющем выходе микросхемы и сравнивает его с напряжением питания. При понижении выходного напряжения ниже определённой величины (устанавливается в технических требованиях на микросхему) компаратор переключается, и на выходе RS-триггера устанавливается высокий уровень – логическая «1». То есть, защита срабатывает, и выходной каскад микросхемы отключается. Если в следующий такт перегрузка отсутствует, RS-триггер переключается в исходное состояние («сброс»), и выходной каскад микросхемы возобновляет нормальную работу. Принципиальная схема имитационной модели данного блока для САПР TINA-TI [2] представлена на рисунке. 4.

На рисунке 5 представлены временные диаграммы работы данного блока защиты при отсутствии перегрузки выходного каскада драйвера, т.е. с выхода драйвера на вход дифференциального усилителя (Вх. ДУ) поступает напряжение выше минимально допустимого (опорного). Уровень опорного напряжения изображен на графике пунктирной линией.

На рисунке 6 представлены временные диаграммы работы данного блока защиты в режиме перегрузки выходного каскада драйвера, т.е. с выхода драйвера на вход

дифференциального усилителя поступает напряжение ниже минимально допустимого (опорного). Уровень опорного напряжения изображен на графике пунктирной линией.

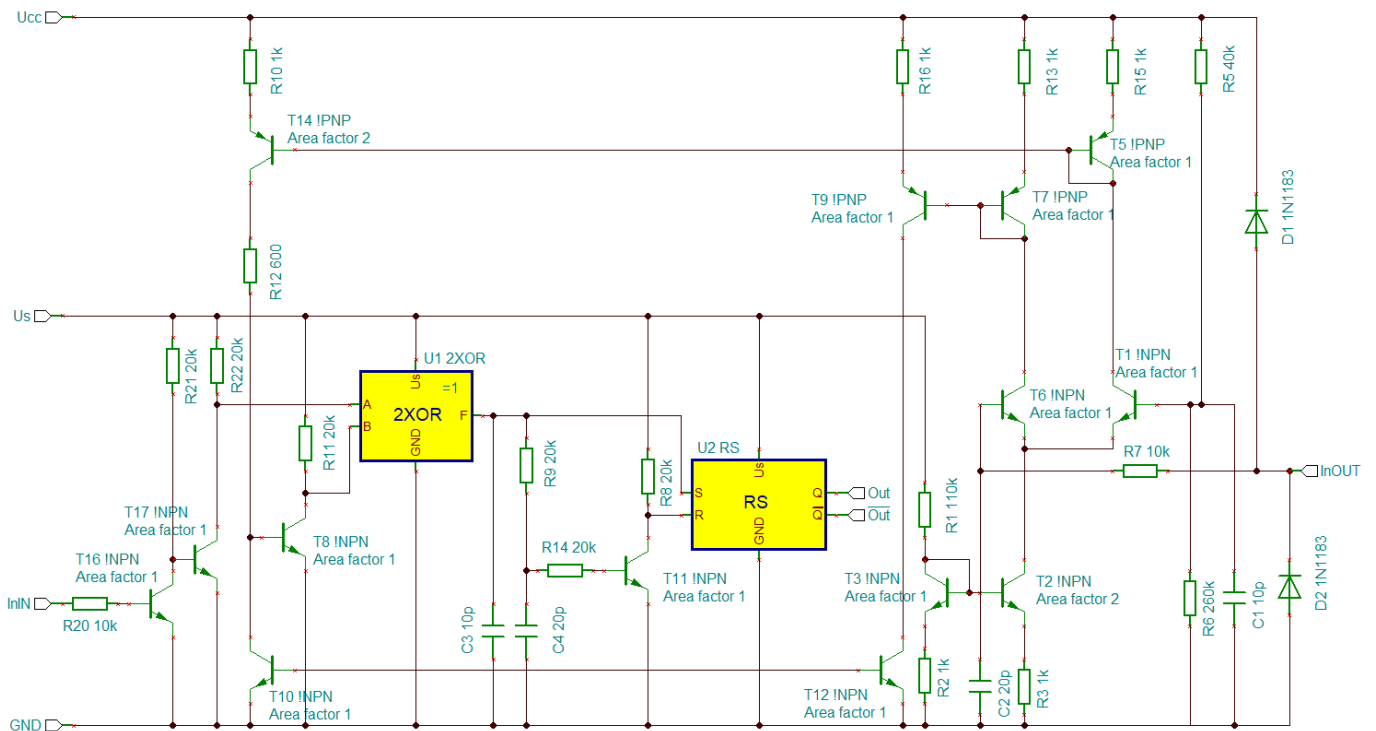


Рис. 4. Принципиальная схема блока потенциальной защиты
выходного каскада от перегрузки в САПР TINA-TI.

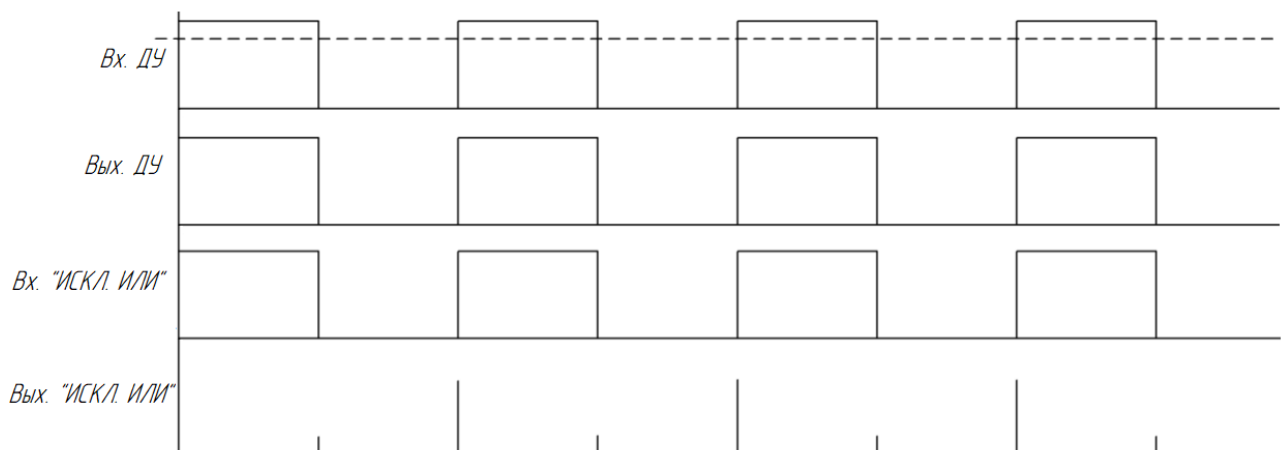


Рис. 5. Временные диаграммы работы блока при отсутствии перегрузки
выходного каскада.

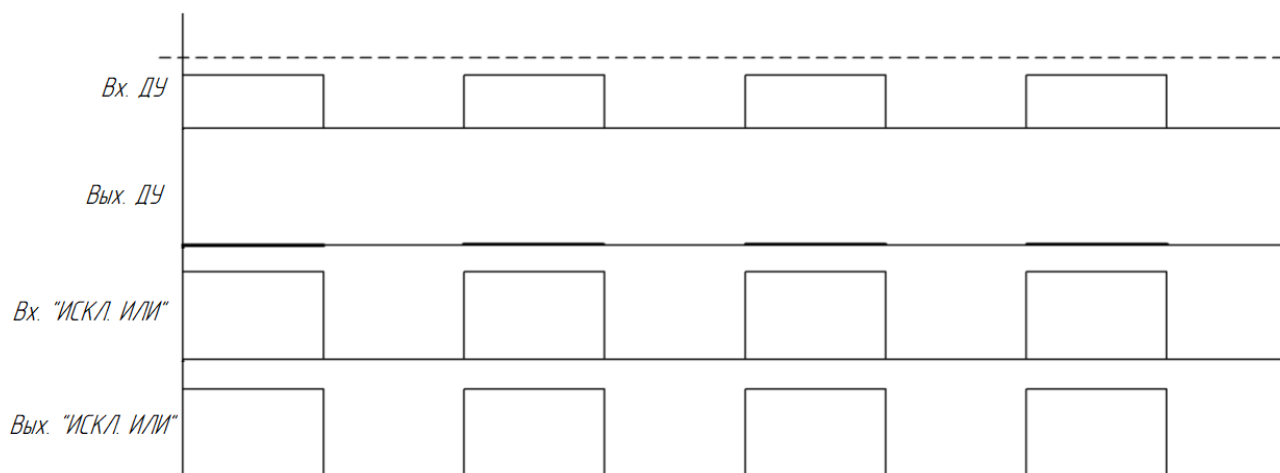


Рис. 6. Временные диаграммы работы блока при перегрузке выходного каскада.

Необходимо отметить важную особенность работы блока потенциальной защиты в составе управляющей ИС. Эта особенность обусловлена тем, что практически все управляющие микросхемы подобного класса, включая устройства «интеллектуальных» ключей работают как в стационарном, так и в импульсном режимах [3]. То есть выходные каскады управляющих микросхем периодически переходят из включенного состояния (состояния с высоким уровнем напряжения) в выключенное состояние (состояние с низким уровнем напряжения). Если не учесть этого в алгоритме работы блока защиты, то тогда при переходе выходного напряжения в состояние низкого уровня, произойдет ложное включение блока потенциальной защиты, и микросхема будет находиться в выключенном состоянии до тех пор, пока не будет снято напряжение питания (все схемы потенциальной защиты работают по принципу «защёлки»).

Для того, чтобы избежать вышеуказанного недостатка необходимо так организовать алгоритм работы блока потенциальной защиты, чтобы он работал не непрерывно, а лишь в те периоды, когда выходной каскад управляющей микросхемы находится во включенном состоянии. При переходе выходного каскада в состояние с низким уровнем, блок защиты должен отключиться, а при включении выходного каскада управляющей микросхемы – включиться вновь. Таким образом, работу блока потенциальной защиты необходимо жестко синхронизировать с работой выходного каскада управляющей ИС. Для этого, в блоке защиты установлен логический элемент «исключающее ИЛИ» – 2XOR (рис. 3, 4). Этот элемент, в совокупности с другими логическими элементами, RS-триггером и вспомогательными цепями синхронизирует работу блока потенциальной защиты с работой выходного каскада управляющей микросхемы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техническая инф. по ИС IR2121 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.irf.com/IR2121> (дата обращения: 11.09.2022).
2. Техническая инф. по САПР TINA-TI [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ti.com/tool/TINA-TI> (дата обращения: 10.09.2022).
3. Сурайкин А. И., Сурайкин А. А., Кудряшов А. Д., Лабутин М. С. Экономичный импульсный источник питания универсального применения // Радиоэлектронная техника. Межвузовский сборник научных трудов / ФГБОУ ВО «Ульяновский государственный Технический университет»; Ульяновский филиал Института радиотехники электроники им. В. А. Котельникова Российской Академии наук. – Ульяновск, 2021. – С. 26–32.

ШИШОВ О. В., ШИШЛОНОВ М. М.
ПОСТРОЕНИЕ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИНТЕРФЕЙСОВ MODBUS/DALI
ДЛЯ УПРАВЛЕНИЯ СВЕТОМ С ПОМОЩЬЮ
ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ КОНТРОЛЛЕРОВ

Аннотация. Рассматриваются вопросы построения преобразователя интерфейсов MODBUS/DALI, позволяющего осуществлять управление светом с помощью программируемых логических контроллеров. Предложены структурные и схемотехнические решения с применением в качестве программируемого ядра преобразователя аппаратной платформы Arduino Uno.

Ключевые слова: программируемые логические контроллеры, преобразователь интерфейсов, Modbus, DALI.

SHISHOV O. V., SHISHLONOV M. M.
BUILDING A MODBUS/DALI INTERFACE CONVERTER
TO CONTROL THE LIGHT USING PROGRAMMABLE LOGIC CONTROLLERS

Abstract. The issues of constructing a MODBUS/DALI interface converter that allows light control using programmable logic controllers are considered. Structural and circuit design solutions are proposed using the Arduino Uno hardware platform as a programmable converter core.

Keywords: programmable logic controllers, interface converter, Modbus, DALI.

Одной из распространенных задач автоматического управления, с которой мы сталкиваемся буквально повсеместно, является задача обеспечения в некоторый момент времени в заданном месте нужного количества света. Жилищно-коммунальное хозяйство, промышленность, освещение внутренней и наружной рекламы – вот далеко не полный перечень областей, где решается эта задача. Системы управления освещением используются для эффективного использования энергии, в том числе с учетом строительных норм, стандартов зеленого строительства и энергосберегающих программ. Из-за широкого распространения задачи автоматизации управления освещением для ее решения всегда широко создавались и применялись специальные технические средства. Но выделение этой задачи и обособление соответствующих средств, привело к тому, что они, к сожалению, не всегда легко интегрируются в комплексные системы управления, где регулирование освещением выступает лишь одной из функций. Примером таких систем являются системы управления теплицами. В них кроме управления освещением необходимо осуществлять контроль и управление температурой и влажностью воздуха, влажностью почвы.

Основной элементной базой создания комплексных промышленных систем управления сегодня выступают свободно программируемые логические контроллеры (ПЛК). Связь ядра современных системы управления, созданных на их основе, с датчиками и исполнительными механизмами осуществляется в основном на базе цифровых интерфейсов. ПЛК создаются для работы с сетевыми протоколами и интерфейсами, предназначенными для максимально широкого применения. Примером такого протокола может служить Modbus, на физическом уровне использующий интерфейс RS-485. Можно привести огромное число примеров сетевых устройств, работающих с ними. Для специальных технических средств управления освещением создавались специализированные интерфейсы, которыми ПЛК не оснащаются. Пожалуй, самым распространённым цифровым протоколом управления сетевыми приборами освещения является DALI – именно с ним работает большинство цифровых драйверов осветительных устройств.

Таким образом, создавая систему управления для теплиц, строящуюся на базе ПЛК, столкнувшись с трудностями подключения к ним сетевых устройств, работающих с протоколом DALI, была поставлена задача реализации преобразователя интерфейса, способного преобразовывать на логическом и физическом уровнях сигналы протокола Modbus в сигналы указанного протокола (рис. 1).



Рис.1. Общая структурная схема включения преобразователя интерфейсов.

Устройство должно в режиме реального времени получать управляющие команды от ПЛК и передавать уже преобразованную информацию на шину DALI. Это значит, что устройство должно обладать программируемым ядром, а также энергонезависимой памятью, чтобы хранить таблицу преобразований. Для одновременной реализации протокола обмена в каждой из сетей в его состав должно входить несколько внутренних таймеров, оно должно иметь возможность обрабатывать прерывания. Устройство должно выполнять роль ведущего устройства для шины DALI и ведомого в сети Modbus.

Простоту технических решений должно было обеспечить применение в качестве программируемого ядра преобразователя аппаратной платформы Arduino Uno. Кроме всего прочего, это позволяло использовать и готовые решения периферийных узлов, а также существующие для них программные библиотеки.

Для формирования интерфейса RS-485 было решено использовать модуль 5V MAX485 TTL to RS485, в основе которого лежит микросхема Maxim MAX485. Модуль является двунаправленным и обеспечивает последовательную связь на расстояние до 1 200 метров. В полудуплексном режиме он обеспечивает скорость передачи данных 2,5 Мбит/с. Схема подключения модуля к плате Arduino Uno выглядит так, как показано на рисунке 2.

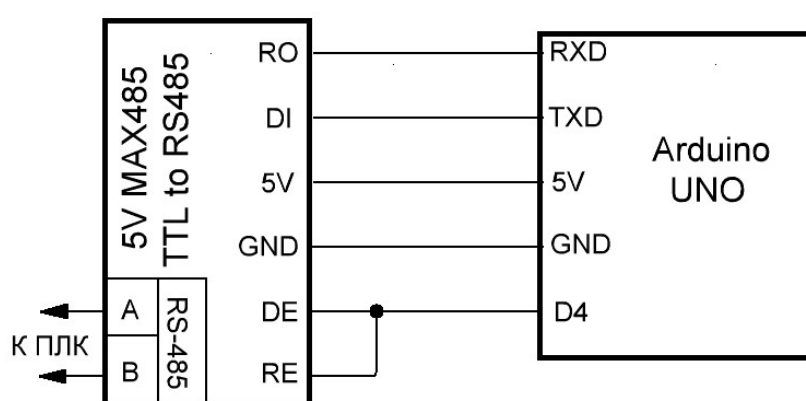


Рис. 2. Схема подключения модуля 5V MAX485 TTL to RS485 к Arduino.

Шина DALI работает на достаточно высоком уровне сигнала (до 24 В), в связи с этим плата Arduino не может непосредственно формировать сигналы этой шины. На рисунке 3 показано предложенное схемотехническое решение, позволяющее сформировать нужные сигналы. Портом Tx для передачи информации в шину DALI служит третий дискретный выход платы Arduino (D3). Для приёма информации используется нулевой аналоговый вход этой платформы (A0).

Плата Arduino в созданном устройстве питается напряжением от понижающего DC-DC преобразователя на основе микросхемы MP1584EN. Понижающий DC-DC преобразователь в свою очередь запитывается от шины DALI. Ток потребления при этом составляет не больше 10 мА.

Разработка программы для Arduino производилось при помощи двух библиотек: ModbusRtu.h и Dali.h. Данные библиотеки позволяют при помощи отдельных команд передавать и получать данные от связанных устройств, не прибегая к самостоятельному написанию алгоритмов побитного опроса последовательного порта и шины DALI.

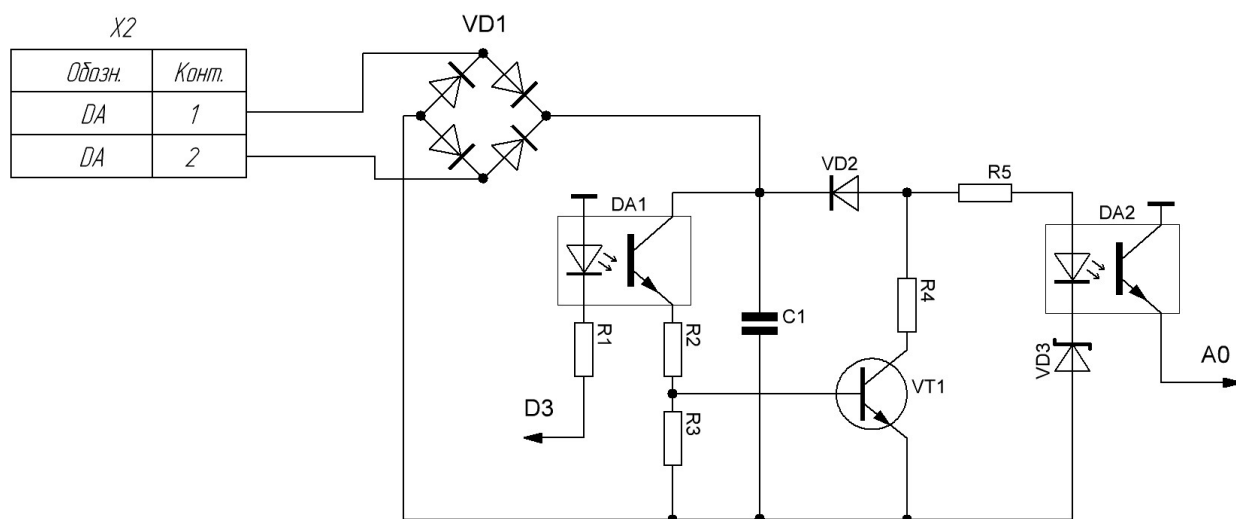


Рис. 3. Схема подключения модуля Arduino к шине DALI.

Для формирования и обработки управляющих команд в программе ПЛК была разработана библиотека функциональных блоков, которую можно будет применять в любых проектах, где необходимо управлять устройствами DALI. Библиотека разработана для пакета CodeSys 2.3. Ее создание было ориентировано для использования в контролерах серии ПЛК1хх российской компании ОВЕН.

Разработка преобразователя интерфейсов проводилась в рамках проекта по комплексной автоматизации теплиц. Однако устройство можно использовать для интеграции функций управления освещением в другие системы автоматизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Интеллектуальное освещение: Основные сведения об управлении освещением по протоколу DALI [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://arlight.ru/support/articles/osnovnye-svedeniya-ob-upravlenii-osveshcheniem-po-protokolu-dali/> (дата обращения 10.11.2021).
2. Протокол ModBus RS-485 в Arduino: Последовательная связь по протоколу Modbus RS-485 с Arduino (ведомой) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://microkontroller.ru/arduino-projects/posledovatel'naya-svyaz-po-protokolu-modbus-rs-485-s-vedomoj-arduino/> (дата обращения 10.03.22).
3. Шишов О. В. Программируемые контроллеры в системах промышленной автоматизации. – М.: ИНФРА-М, 2020. – 365 с.
4. Шишов О. В. Современные средства АСУ ТП. – М.; Вологда: Инфра-Инженерия, 2021. – 532 с.

БЕСПАЛОВ Н. Н., САЙГУШЕВ В. С., ПЕРКОВ А. А.
РАЗРАБОТКА СТРУКТУРЫ МАЛОГАБАРИТНОГО
ЭЛЕКТРОННОГО ВОЗДУХООЧИСТИТЕЛЯ

Аннотация. Статья посвящена разработке структуры малогабаритного электронного воздухоочистителя. Приведены структурные схемы устройства с подробным их описанием.

Ключевые слова: малогабаритный электронный воздухоочиститель, электростатический фильтр, преобразователь напряжения, генератор высоковольтного напряжения, ЭПРА, блок управления, датчик пыли.

BESPALOV N. N., SAYGUSHEV V. S., PERKOV A. A.
DEVELOPMENT OF A SMALL ELECTRONIC AIR CLEANER

Abstract. The article is devoted to the development of the structure of a small-sized electronic air cleaner. Structural diagrams of the device with their detailed description are given.

Keywords: small electronic air cleaner, electrostatic filter, voltage converter, high voltage generator, electronic ballast, control block, dust sensor.

Современный мир постоянно сталкивается с различного рода загрязнениями воздушной среды. Особенно это относится к городской среде, в которой обитает большее количество людей. Городской воздух и воздух обитаемых помещений насыщен различного видами пыли, химических соединений, болезнетворными вирусами и бактериями, плесневыми грибами, которые неблагоприятно сказываются на жизнедеятельности людей, животных и растений. В связи с этим для снижения этих неблагоприятных факторов наука и промышленность стали обеспечивать современный мир способами и аппаратурой для очистки воздуха.

В настоящее время для очистки воздуха в помещениях разработано и серийно выпускается множество разновидностей систем очистки воздуха, к которым относятся, например, фотокаталитические воздухоочистители, адсорбционные (угольные) фильтры, НЕРА-фильтры, электростатические фильтры, воздухоочистители на основе водного фильтра, ионизаторные и озонаторные системы. Очистители воздуха способны очищать воздух от пыли, ворсинок покрытий, шерсти домашних животных, табачного дыма, аэрозолей, запахов от приготовленной пищи, бактерий, вирусов и плесневых грибов.

На отечественном рынке широкой популярностью пользуется модельный ряд отечественных электронных воздухоочистителей серии Супер-Плюс, выпускаемых компанией ООО “ЭкоДом”. Основу этих очистителей, например, марок «Супер-Плюс-Турбо» и «Супер-Плюс-Био (LCD)» составляют пассивные электростатические фильтры,

питаемые высоковольтных источником напряжения, которые помещены в пластмассовые корпуса [1; 2]. Работа этих приборов, как утверждают авторы, основана на принципе «ионного ветра», который возникает в результате возникновения коронного разряда между осадительными пластинами электростатического фильтра, помещённого в специальные кассеты. Разряд между пластинами возникает при подаче на них высоковольтного постоянного напряжения. Это обеспечивает движение потока воздуха через кассеты приборов. При этом частицы аэрозоля (пыль, дым, микроорганизмы), загрязняющие воздух, всасываются вместе с воздухом в кассеты фильтра, где приобретают электрический заряд и под действием электростатического поля прилипают к осадительным пластинам, расположенным внутри кассет. Однако при этом в воздухе, проходящем через осадительные пластины в зоне коронного разряда, возникающего между ними, дополнительно образуется высокотоксичный газ озон, который позволяет, конечно, эффективно уничтожать в помещении неприятные запахи, подавлять жизнедеятельность болезнетворных бактерий, вирусов, спор грибков и плесени. При этом конструктивные особенности электростатического фильтра позволяют не только очищать воздух в помещении от содержащихся в нём посторонних частиц, но и дополнительно осуществлять его ионизацию. Однако при таком принципе очистки воздух очищаемого помещения озоном, который является высокотоксичным веществом, а поэтому способен вызвать у людей и животных ожоги верхних дыхательных путей, раздражение глаз, и даже отравление [3].

Воздухоочиститель AIC XJ-4000 представляет собой устройство, предназначенное для очистки воздуха в помещении от различных загрязнений, таких как: пыль, аллергены, запахи, масляные взвеси, табачный дым, гарь, аэрозоли и мельчайшие пылевые частицы. В своём составе воздухоочиститель состоит из следующих систем фильтраций: фотокаталитический фильтр, «HEPA» фильтр, электростатический (плазменный) фильтр, фильтр предварительной очистки. А также имеет в своем составе ультрафиолетовые лампы [4]. Воздухоочиститель AIC XJ-4000 оснащен системой управления и множеством датчиков.

Данный воздухоочиститель является высокоэффективным средством очистки воздуха, однако наличие в нём фотокаталитического фильтра с покрытием диоксида титана при влиянии ультрафиолетового света создаёт условия образования мощных природных окислителей – озона и высших оксидов [5], которые также могут неблагоприятно повлиять на людей, животных и растений, которые находятся в обрабатываемом помещении. В связи с этим такие воздухоочистители желательно использовать в безлюдных помещениях.

Необходимо отметить, что для создания благоприятной для живых организмов среды требуется создание в воздухе помещений отрицательных ионов кислорода [6–8].

Для того, чтобы решалась задача эффективной очистки воздуха в помещениях, где

находятся люди, животные и растения, без применения озона и открытого ультрафиолетового облучения, но с эффективной функцией создания благотворной отрицательной ионизации кислорода требуется создание нового устройства очистки рециркуляторного типа, которое обеспечивает в обитаемых помещениях следующее:

- предварительную эффективную очистку воздуха от крупнозернистой пыли на основе фильтров типа НЕРА и/или угольных фильтров в системе дутьевого воздуха;
- дополнительную очистку воздуха от мелкозернистой пыли с помощью электростатического фильтра без выделения озона, но позволяющего создавать отрицательные ионы кислорода на выходе устройства;
- дополнительную обработку воздуха бактерицидными ультрафиолетовыми безозоновыми лампами, что позволяет эффективно уничтожать болезнетворные вирусы и бактерии.

Разрабатываемое нами малогабаритное электронное воздухоочистительное устройство при обеспечении высокой эффективности очистки воздуха за счёт применения высокоэффективных фильтров и бактерицидного безозонового ультрафиолетового облучения дутьевого воздуха позволит существенно снизить вероятность образования в воздухе помещения вредного для людей, животных и растений газа озона и повысить концентрацию благотворных отрицательных аэроионов кислорода.

Структурная схема разрабатываемого малогабаритного электронного воздухоочистителя рециркуляторного типа представлена на рисунке 1.

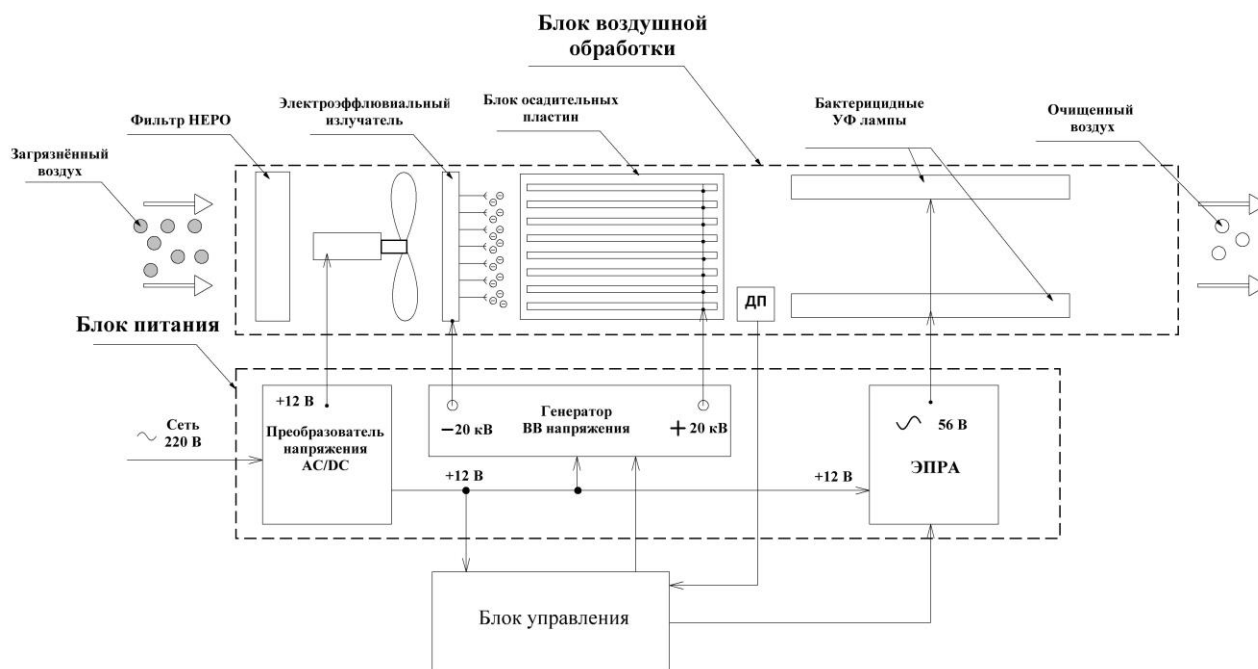


Рис. 1. Структурная схема малогабаритного электронного воздухоочистителя.

Работа устройства осуществляется следующим образом. Под влиянием работы вентилятора, входящий в блок воздушной обработки, загрязнённый воздух из помещения всасывается в корпус устройства и первично очищается в фильтре типа «HEPA». Далее воздух подаётся в зону работы электроэффлювиального игольчатого излучателя, который находится под высоким отрицательным потенциалом. В этой зоне оставшиеся частицы пыли заряжаются отрицательно. После этой зоны воздух попадает в зону осадительных пластин, которые находятся под положительным потенциалом. При этом остаточные частицы пыли оседают на этих пластинах. Далее очищенный от пыли дутьевой воздух поступает в зону действия бактерицидных безозоновых ультрафиолетовых ламп, где происходит его дополнительная очистка от болезнетворных бактерий, вирусов, спор грибков и плесени. С выхода рециркулятора в помещение подается очищенный отрицательно ионизированный воздух благотворный для жизнедеятельности живых организмов.

Устройство питается от сети переменного напряжения 220 В через блок питания. При этом сетевое напряжение при помощи линейного преобразователя напряжения AC/DC преобразуется в постоянное +12 В. С выхода блока питания это напряжение подаётся на питающие входы вентилятора, генератора высоковольтного напряжения, электронно-пусковой аппарата (ЭПРА), который питает бактерицидные УФ-лампы, и блока управления.

Структурная схема преобразователя AC/DC представлена на рисунке 2.

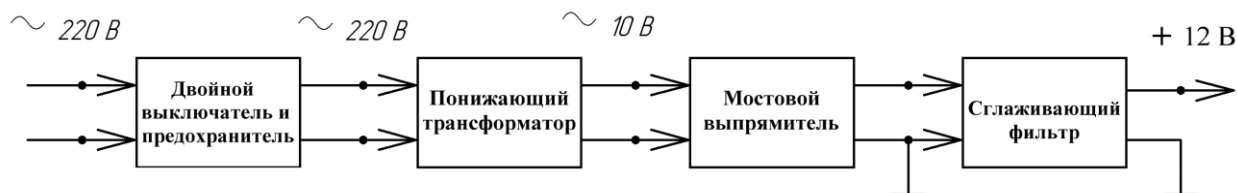


Рис. 2. Структурная схема блока питания.

Сетевое переменное напряжение 220 В через выключатель и предохранитель подаётся на первичную обмотку понижающего трансформатора источника питания, со вторичной обмотки которого переменное напряжение 10 В подаётся на вход мостового выпрямителя, на выходе которого установлен ёмкостной фильтр. В результате такого построения на выходе источника питания образуется квазипостоянное напряжение +12 В с некоторыми пульсациями. Выбор такой схемы обусловлен тем, что данный тип линейного AC/DC преобразователя по сравнению с импульсным AC/DC преобразователем создаёт значительно меньшие электрические помехи в питающей сети.

Такая структура устройства позволяет также осуществлять общее питание от аккумуляторной батареи с напряжением +12 В, что позволяет использовать очиститель в

электростатическую фильтрацию воздуха и его ионизацию [9; 10].

Блок управления также через ЭПРА обеспечивает управлением работы бактерицидных УФ-ламп. Структурная схема ЭПРА изображена на рисунке 4.

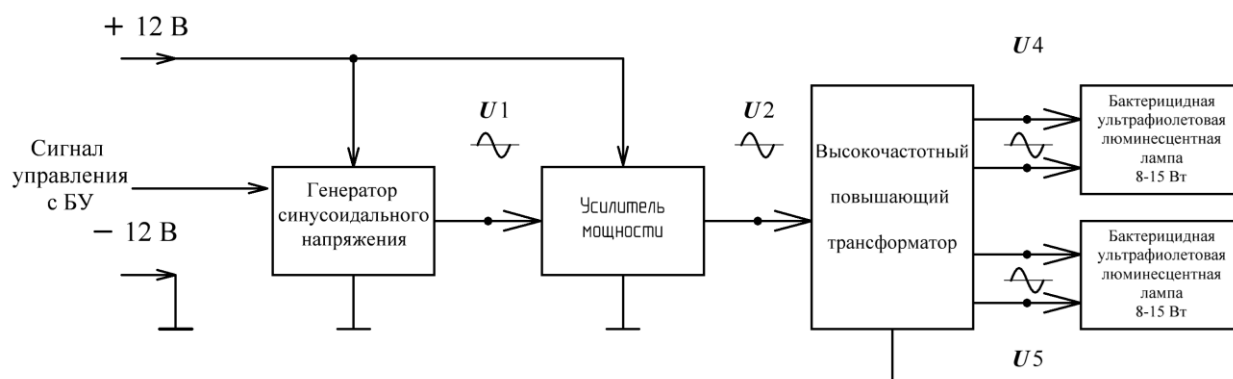


Рис. 4. Структурная схема ЭПРА.

Построение и принцип работы данной схемы аналогичен схеме генератора высоковольтного напряжения. Отличие в том, что для питания двух бактерицидных УФ-ламп мощностью до 15 Вт применяется высокочастотный повышающий трансформатор с двумя обмотками питания и выходными напряжениями величиной порядка 60 В.

В настоящее время осуществляется разработка макетного образца устройства, а далее предполагается создание малогабаритного опытного устройства и его сертификация, на основе которой возможен серийный выпуск очистителя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Воздухоочиститель супер-плюс-турбо [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.ekologi.ru/katalog/vozduhoochistitel_dlya_doma/vozduhoochistitel_super_plus_turbo.html (дата обращения: 30.07.2022).
2. Воздухоочиститель супер-плюс-био (LCD) [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.ekologi.ru/katalog/vozduhoochistitel_dlya_doma/vozduhoochistitel_super_plus_bio_lcd.html (дата обращения: 30.07.2022).
3. Влияние озона на человека. Безопасная работа с озоном [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://ozonplanet.ru/primenenie/vliyanie-ozona-na-cheloveka> (дата обращения: 30.07.2022).
4. Воздухоочиститель AIC XJ-4000 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <chrome-extension://efaidnbmnnnibpcajpcgclcfefndmkaj/http://www.airincom.ru/manuals/MAN-AIC-XJ-4000.pdf> (дата обращения: 30.07.2022).

5. Для чего нужен фотокаталитический фильтр в очистителях воздуха? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.ochistitelvozduha.ru/dlya-chego-nuzhen-fotokataliticheskiy-filtr-v-ochistitelyah-vozduha.html> (дата обращения: 30.07.2022).
6. Чижевский А. Л. Аэроионификация в народном хозяйстве. – 2-е изд., сокр. – М.: Стройиздат, 1989. – 488 с.
7. Скипетров В. П., Беспалов Н. Н., Зорькина А. В. Феномен "живого" воздуха. – Саранск: СВМО, 2003. – 92 с.
8. Скипетров, В. П., Беспалов Н. Н., Зорькина А. В. Лечение аэроионами кислорода. – Саранск: СВМО, 2001. – 70 с.
9. Беспалов Н. Н., Яхлов А. В. Разработка и моделирование системы питания электростатического фильтра // XLIX Огарёвские чтения: материалы научной конференции: в 3-х частях. – Саранск, 2021. – С. 105–113.
10. Беспалов Н. Н., Горячкин Ю. В., Ликанина Д. А., Сайгушев В. С., Яхлов А. В. Источник питания электростатического фильтра и бактерицидной ультрафиолетовой люминесцентной лампы от аккумуляторной батареи [Электронный ресурс] // Огарев-online. – 2021. – №14. – Режим доступа: <https://journal.mrsu.ru/arts/istochnik-pitaniya-elektrostaticheskogo-filtra-i-baktericidnoj-ultrafioletovoj-lyuminescentnoj-lampy-ot-akkumulyatornoj-batarei> (дата обращения 30.07.2022).