

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт энергетики и электротехники
(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование кафедры)

11.04.04 Электроника и нанoeлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства
(направленность (профиль)/специализация)

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

на тему «Источник тока для технологии микродугового оксидирования с
регулировкой параметров питания»

Студент

А.Г. Наклескин

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Научный руководитель

к.т.н., доцент М.В. Позднов

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель программы

д.т.н., профессор В.В. Ивашин

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

« » 2018г.

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

к.т.н., доцент А.А. Шевцов

(ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

(личная подпись)

« » 2018г.

Тольятти 2018

Список используемых сокращений

ВАК – Высшая аттестационная комиссия;
КЗ – короткое замыкание;
МДО – микродуговое оксидирование;
МДС – магнитодвижущая сила;
НИО – научно-исследовательский отдел;
ПО – программное обеспечение;
СУ – Система управления;
ТГУ – Тольяттинский государственный университет;
ТУ – технические условия;
ФГБОУ ВО – Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования;
ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	5
1. Обзор исследуемого источника тока для МДО	9
2. Проектирование силовой части	11
2.1. Замеры номиналов и параметров компонентов схемы.....	11
2.1.1. Параметры трансформатора.....	11
2.1.2. Номиналы емкостных накопителей	12
2.1.3. Параметры дросселей фильтров	13
2.2. Защита выпрямителей от коммутационных процессов и превышения тока	16
2.3. Моделирование	20
2.3.1. Плавный заряд емкостных накопителей (режим запуска).....	20
2.3.2. Процессы коммутации транзисторов и их защита	31
2.3.3. Работа источника на полную мощность при различных частотах	42
3. Проектирование системы управления	59
3.1. Разработка структуры системы управления	59
3.2. Разработка модуля согласования датчиков	61
3.2.1. Выбор схемотехнического решения.....	61
3.2.2. Проектирование печатной платы	70
3.2.3. Тестирование модуля согласования датчиков	72
3.3. Разработка модуля согласования с выпрямителями.....	79
3.3.1. Схемотехническое решение	80
3.3.2. Проектирование печатной платы	87
3.3.3. Тестирование модуля согласования с выпрямителями.....	90
3.4. Разработка модуля драйвера транзисторов	99
3.4.1. Описание схемотехнического решения	99

3.4.2. Тестирование схемы модуля драйвера транзисторов, уточнение номиналов и параметров	103
3.4.1. Проектирование печатной платы	112
4. Экспериментальные исследования работы опытной модели источника тока.....	115
4.1. Эксперименты с модулями выпрямителей	115
4.2. Эксперименты с модулем транзисторов	120
Заключение	127
Список используемой литературы	128
ПРИЛОЖЕНИЕ	133

ВВЕДЕНИЕ

Из года в год, все сильнее повышаются требования к конструкционным материалам, вызванные ужесточением условий их эксплуатации, и агрессивности применяемых технологических сред. По этой причине, научные исследования и разработки различных методов улучшений свойств материалов, становятся одной из ключевых задач промышленности и научных кругов.

Микродуговое оксидирование (далее МДО), представляет собой новую технологию в инженерии электрохимического формирования защитной поверхности [1]. МДО, является экономичной, эффективной, и экологически безопасной технологией, способной производить устойчивое оксидное покрытие на поверхности легких металлов (алюминий, магний, цирконий, титан и т.д.). Процессы МДО проводятся при высоких значениях напряжений от 100 до 1000 В, в условиях, при которых на границе раздела «металл-электролит» образуются микроразряды, интенсивно модифицирующие обрабатываемую поверхность [1]. МДО состоит из комбинации электрохимических, электрофизических, плазменных и металлургических процессов [2]. Методом МДО может быть эффективно увеличена износостойкость, устойчивость к коррозии, электрическая изоляция и др. свойства металлов [1], а также МДО-пленка может служить подложкой для других методов нанесения покрытий. Многие параметры, такие как плотность тока [3], напряжение, электролитные добавки, время обработки, форма импульсов [4], частота и коэффициент заполнения [5-7] вызывают разницу характеристик процесса МДО, и таким образом, изменяют свойства МДО-покрытия, например: толщину, шероховатость, пористость, фазовый состав, твердость и механическую прочность [1, 8, 9].

Актуальность темы. Несмотря на высокую заинтересованность промышленности, и научных кругов в методе микродугового оксидирования,

его распространение сдерживается отсутствием, до настоящего времени, ясного понимания механизма МДО-процесса, единой терминологии и систематических сведений о влиянии на процесс различных факторов: чувствительностью к составу обрабатываемого сплава, электролита, а также к электрическим параметрам источника питания [10, 11].

Патентные исследования схем источников питания для МДО, показали, что:

1) По данной тематике и схожей с ней, за последние 10 лет опубликовано небольшое (порядка 16 шт.) количество охранных документов.

2) Патентообладателями имеющих патентов по данной тематике являются, в равной степени, организации, образовательные учреждения и отдельные граждане.

3) За последние 10 лет, практически в каждом году были опубликованы охранные документы и имеются патенты 2016 - 2017 гг., что свидетельствует об актуальности данной темы.

4) Ведущими отечественными фирмами и предприятиями являются:

- Акционерное общество Научно-исследовательский и конструкторско-технологический институт подвижного состава (АО "ВНИКТИ") (патенты RU 2623531, 2635120);

- Общество с ограниченной ответственностью "Инновационно-технологический центр "НАНОМЕР" (патенты 102619, 90442, 91576, 100082).

Поэтому, являются актуальными работы, направленные на накопление новых сведений о методе МДО, совершенствование источников питания для МДО-установок, которые, являются самой важной частью технологического оборудования, и технологии МДО-процесса в целом.

Объектом исследования является опытная модель/макет источника тока для технологии микродугового оксидирования с регулировкой параметров питания.

Предметом исследования является расширение возможностей МДО-установки в НИО-4 «Оксидные слои, пленки и покрытия» Тольяттинского государственного университета (далее ТГУ) [12], путем изготовления принципиально нового источника питания, для осуществления на нем исследований, направленных на улучшение качества оксидного покрытия, производительности и увеличение энергоэффективности технологического процесса МДО, путем оптимизации электрических параметров и режимов процесса.

Целью магистерской диссертационной работы является разработка инженерной методики определения параметров элементов источника, расчета режимов его работы и настроек системы управления.

Задачей является продолжение разработки источника тока для МДО, проделанной в рамках бакалаврской работы [13], изготовление и отладка рабочей опытной модели/макета источника тока, по техническому заданию и структуре, разработанной НИО-4 ТГУ, для предварительного тестирования его возможностей в МДО - технологии.

Поставлены и решены следующие задачи:

- Разработать имитационные схемы и провести моделирование в программном пакете MATLAB/Simulink, для предварительной оценки работы схемы источника и уточнения параметров компонентов;
- Разработать структуру системы управления, обеспечивающую требуемые характеристики;
- Изготовить опытную модель/макет источника тока, для предварительного тестирования его возможностей.

Методика исследований. Решение поставленных задач осуществлено методами экспериментальных исследований, обработкой результатов и моделированием в программных пакетах Elcut, MATLAB R2012a и MathCad

15, проектированием в пакетах P-CAD 2006 и DipTrace и графическими построениями в Splan70 и Компас-3D V15.

Теоретическая значимость работы заключается в разработке математических моделей узлов источника тока, обосновании выбора его компонентов, параметров и технологических возможностей, применении схемотехнических решений, разработке инженерной методики расчета и экспериментов, тестировании и отладке его узлов.

Практическая значимость работы заключается в изготовлении рабочей модели источника для микродугового оксидирования, используемых схемотехнических решениях, результатах экспериментальных исследований, принципиальных электрических схемах, перечне используемых электронных компонентов, разводках печатных плат, расчетных соотношениях и рекомендациях.

Областью применения являются установки микродугового оксидирования или схожие с ними устройства, имеющие в своем составе аналогичные источники питания.

Публикации. Список научных трудов по теме магистерской диссертации содержит 4 работы, в их числе заявка на полезную модель РФ № 2018100556/20(000678) 09.01.2018 [14], статья в журнале «Вестник ЮУрГУ серия «Энергетика» [15] и тезисы в сборнике научно-практической конференции «Студенческие Дни науки в ТГУ» [16,17].

Основные результаты магистерской диссертационной работы были получены в процессе участия в НИР «Исследование влияния наночастиц SiO₂ на МДО силуминов и деформируемых алюминиевых сплавов при различных частотах и формах технологического тока» [18].

Структура и объем работы. Магистерская диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка использованной литературы из 35 наименований и одного приложения. Содержание работы изложено на 132 страницах, содержит 99 рисунков и 12 таблиц.

1. Обзор исследуемого источника тока для МДО

В качестве исследуемого источника, выступает схема, представленная на рисунке 1.1.

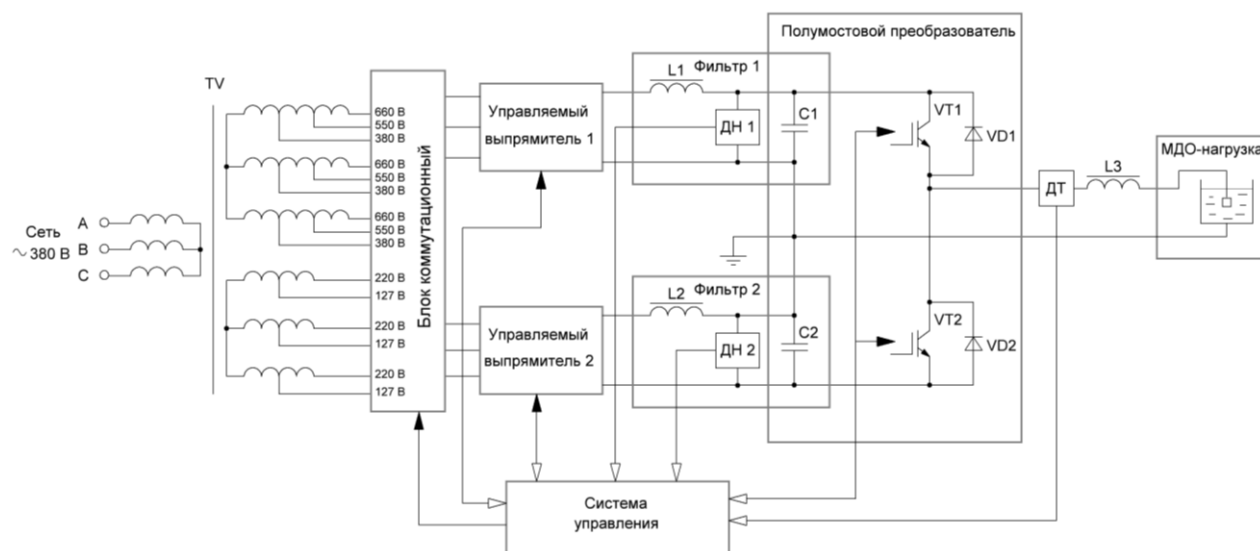


Рисунок 1.1 – Функциональная схема источника питания для МДО-установки

Источник состоит из входного силового трансформатора TV с двумя вторичными обмотками, имеющими дополнительные отводы, первичная обмотка TV подключена к трехфазной сети 380 В, вторичные обмотки, через блок коммутационный, соединены соответственно с первым и вторым управляемыми выпрямителями. Выходы выпрямителей, через фильтры 1 и 2, соответственно, подключены к полумостовому преобразователю на IGBT транзисторах VT1,2 формирующих одно плечо, а конденсаторы C1,2, в составе фильтров 1 и 2 другое плечо полумоста. Параллельно C1 и C2 подключены соответственно датчики напряжения ДН1 и ДН2. В диагонали преобразователя соединены последовательно: датчик тока ДТ, дроссель L3 и МДО-нагрузка. Система управления СУ, осуществляет контроль параметров МДО-процесса с помощью датчиков ДТ и ДН1,2, и корректирует их, путем

управления: блоком коммутационным, выпрямителями и транзисторами полумостового преобразователя.

Схема работает следующим образом.

Трансформатор TV повышает/понижает напряжение сети, в зависимости от используемых вторичных обмоток. Блок коммутационный, под действием СУ, осуществляет переключение вторичных обмоток на входы управляемых выпрямителей. Выпрямители 1 и 2, в соответствии с заданием от СУ, преобразуют переменное напряжение в постоянное, необходимого уровня. Полученное выпрямленное напряжение дополнительно проходит через фильтры 1 и 2, и заряжает конденсаторы С1 и С2 накопителя. Датчики ДН1 и ДН2 измеряют напряжение на конденсаторах и посылают, полученную информацию в СУ. Транзисторы VT1 и VT2 производят коммутацию цепи нагрузки, то к «верхнему источнику» постоянного напряжения, то к «нижнему». Таким образом, на нагрузке появляется двухполярное напряжение. Датчик ДТ, измеряет протекающий ток нагрузки и передает данные в СУ, которая в зависимости от показаний датчиков осуществляет необходимые изменения в управлении схемой.

2. Проектирование силовой части

2.1. Замеры номиналов и параметров компонентов схемы

2.1.1. Параметры трансформатора

Из-за отсутствия документации на имеющийся в наличии трансформатор, и необходимостью иметь для расчетов его параметры, были проведены их экспериментальные замеры.

Кроме напряжений и активных сопротивлений, очень важным параметром, у мощных трансформаторов, являются индуктивности рассеяния, значительно влияющие на процессы коммутаций и являющиеся токоограничивающими в случаях КЗ в выпрямителе.

Имеющийся трансформатор является трех фазным. Его первичная обмотка, соединена звездой на 380 В сетевого напряжения и две вторичных обмотки соединены звездой и имеют дополнительные отводы (рис. 1.1). В 1-ой дополнительные отводы позволяют получить 380, 550, 660 В, во 2-ой 127 и 220 В. Таким образом, вторичные обмотки переключением дополнительных отводов, позволяют получать разные коэффициенты трансформации.

При экспериментальных замерах выполнялись два типа опытов:

- 1) КЗ на нейтраль выводов фаз первичной обмотки (AN, BN, CN),
- 2) КЗ выводов фаз первичной обмотки между собой (AB, BC, CA).

По известной схеме замещения двухобмоточного трансформатора [19], в 1-ом опыте при КЗ одной из фаз на нейтраль, и измерениях на одноименных выводах с вторичной стороны, схема замещения последовательного типа содержит R – суммарное активное сопротивление вторичной фазной обмотки и первичной приведенной к вторичной, и L – параметры индуктивности рассеяния аналогичные R , с пренебрежением довольно большой индуктивности намагничивания трансформатора.

При измерении на разноименных выводах, например КЗ по первичной стороне AN и измерении на вторичной BN, параметр L включает индуктивность, которая связана с индуктивностью намагничивания.

Также, рассматривая КЗ между входными фазными выводами трансформатора 1-ой обмотки, при измерениях на одноименных выводах 2-ой обмотки, получают в виде схемы замещения последовательного типа R - суммарное активное сопротивление, вторичных сопротивлений обмоток, A и B например, и приведенных сопротивлений первичных фаз ко вторичным.

Для применения в моделировании упрощенной замещающей схемы трансформатора, которая состоит из трехфазных ЭДС, а также последовательных RL-нагрузок можно использовать данные для одноименных фаз из первого опыта. Например, КЗ NA первичной обмотки и измерении на NA вторичной обмотки. Тогда, по таблице 2.1, применяя вторичные обмотки на 380 В эти параметры будут: $R_A = 0,087 \text{ Ом}$, $L_A = 47 \text{ мГн}$, $R_B = 0,077 \text{ Ом}$, $L_B = 49 \text{ мГн}$, $R_C = 0,08 \text{ Ом}$, $L_C = 47 \text{ мГн}$.

Таблица 2.1 – Результаты замеров на вторичной обмотке 380 В при опытах короткого замыкания на первичной

Первичные выводы с КЗ	Вторичные выводы для измерения RLC-метром											
	NA		NB		NC		AB		AC		BC	
	L, мГн	R, Ом	L, мГн	R, Ом	L, мГн	R, Ом	L, мГн	R, Ом	L, мГн	R, Ом	L, мГн	R, Ом
NA	0,047	0,087	10,3	0,13	10,2	0,39	10,2	0,49	10	0,42	46	2,8
NB	7,1	0,12	0,049	0,077	7,3	0,30	7,3	0,36	28	0,91	7,4	0,37
NC	0,6	0,39	10,7	0,43	0,047	0,08	47	2,7	10,7	0,45	10,8	0,52
AB	2,68	0,14	2,68	0,14	10,1	0,33	0,093	0,1	23	0,77	23,2	0,78
AC	3,94	0,17	15,3	0,47	3,8	0,12	38	1,8	0,091	0,11	37	1,6
BC	10,5	0,33	2,75	0,15	2,75	0,14	24	0,87	24	0,85	0,094	0,1

2.1.2. Номиналы емкостных накопителей

Для емкостных накопителей LC-фильтров были выбраны уже имеющиеся в наличии конденсаторы К78-42 750 мкФ $\pm$ 10% 2,2 кВ, параллельно по два в каждую цепь. С учетом большого разброса емкостей, а

также имеющихся у них последовательных сопротивлений, для более точного моделирования необходимо замерить их реальные параметры. Для измерений использовался прибор АМ-3125 измеритель RLC марки АКТАКОМ [20].

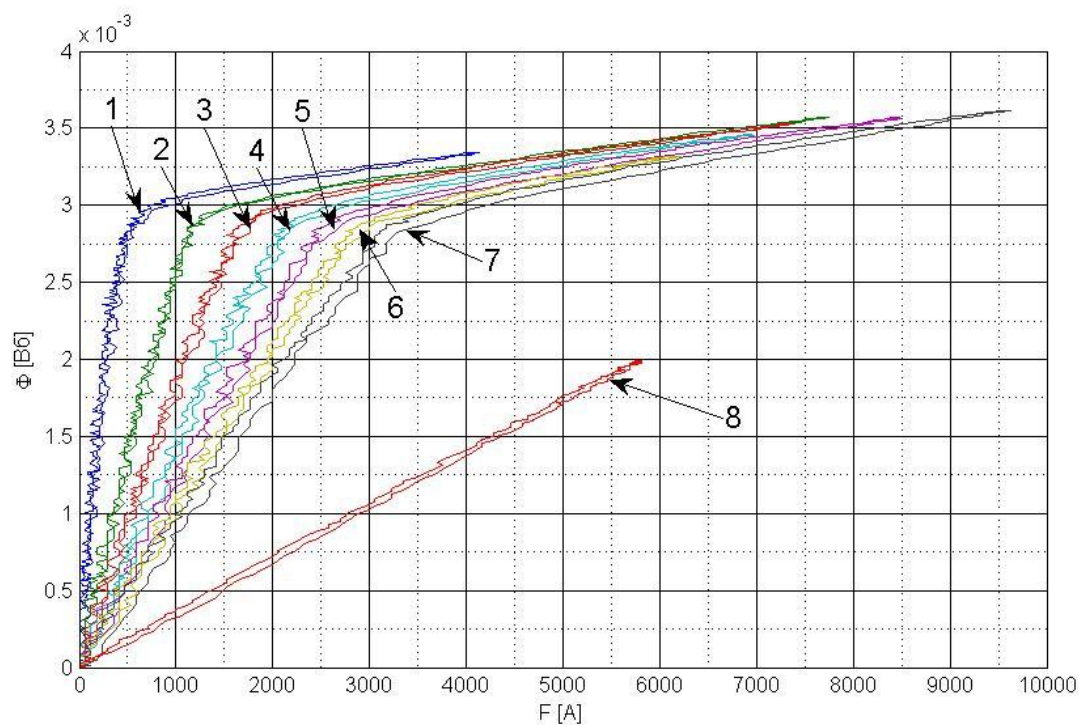
Замеры были произведены в уже собранной конструкции конденсаторных накопителей, общей емкости анодного канала источника и катодного. Их параметры составили соответственно: $C_A=1763\text{мкФ}$, $R_A=32\text{МОм}$, $C_K=1590\text{ мкФ}$, $R_K=16,7\text{ МОм}$.

2.1.3. Параметры дросселей фильтров

Поскольку магнитопроводы для изготовления дросселей, уже были в наличии, а это броневые сердечники ГМ24ДС ШЛ 40*80(100*40) [21] фирмы Гаммамет [22], разрезанных по заказу на две Ш-образные симметричные части, и требовалось определить конструктивные параметры катушек на их основе, был применен экспериментальный метод. Преимущества этого метода заключаются в отсутствии необходимости поиска и подбора, подходящих методик, или изучения специального ПО [23], позволяющих производить расчет, а также при наличии достаточно точного оборудования, дает быстроту и малую погрешность, и возможность дальнейшего использования полученных и сохраненных данных при будущих расчетах. Описание экспериментального исследования опубликовано в виде статьи [15].

Задачей экспериментального исследования, было снятие семейства кривых намагничивания $\Phi(F)$, потока от магнитодвижущей силы (МДС) при различной ширине зазора δ магнитопровода. В последующем, эти зависимости необходимы для выбора δ и числа витков w , заданной индуктивности L , при изменении тока дросселя I , до тока его насыщения I_m .

На рисунке 2.1 приведено полученное семейство характеристик $\Phi(F)$.



- | | |
|--------------------------|-----------------------------------|
| № 1 – $\delta = 0$ | № 5 – $\delta = 2,28$ мм |
| № 2 – $\delta = 0,57$ мм | № 6 – $\delta = 2,85$ мм |
| № 3 – $\delta = 1,14$ мм | № 7 – $\delta = 3,42$ мм |
| № 4 – $\delta = 1,71$ мм | № 8 – без половины магнитопровода |

Рисунок 2.1 – Семейство кривых намагничивания $\Phi(F)$, при различной ширине зазора δ магнитопровода

По полученным данным приблизительно найден максимальный магнитный поток насыщения $\Phi_m = 2,8$ мВб, по излому линии петли перемагничивания и заполнена таблица 2.2. В соответствии со значением Φ_m в таблице, рассчитаны магнитная проводимость G и индуктивность L .

Таблица 2.2 – Результаты опытов исследуемого дросселя при различной ширине зазора

№	Число вкладышей, шт	Зазор δ , мм	Ток насыщения, i_m , А	МДС насыщения, F_m , А	Индуктивность, рассчитанная по формуле $L=w*\Phi_m/I$, мкГн	Магнитная проводимость, рассчитанная по формуле $G=\Phi_m/(I*w)$, мкГн
1	0	0	50	550	616	5,09
2	1	0,57	105	1150	293,33	2,42
3	2	1,14	151	1660	203,97	1,68
4	3	1,71	191	2100	161,26	1,33
5	4	2,28	227	2500	135,68	1,12
6	5	2,85	260	2850	118,46	0,98
7	6	3,42	282	3100	109,22	0,9
8	Без половинки магнитопровода	-	-	-	42,35	0,35

Так, как амплитудное значение тока дросселя LC-фильтра не известно, и возможно только оценить среднее его значение, для начала можно ориентироваться на него, а потом уточнить по результатам моделирования:

$$I_d = \frac{P}{U_d} = \frac{66000}{515} = 128 \text{ А.} \quad (1)$$

Выбираем строку №4 таблицы 2.2, с 3-мя вкладышами, $L=161$ мкГн, $I_s=191$ А.

Длина обмотки:

$$l = w \cdot \pi(a+b) = 11 \cdot \pi(40+80) = 1320 \text{ мм} = 1,32 \text{ м.} \quad (2)$$

Сопротивление обмотки:

$$R = \frac{\rho l}{S} = \frac{1,7 \cdot 10^{-8} \cdot 1,32}{16 \cdot 10^{-6}} = 0,0014 \text{ Ом.} \quad (3)$$

Для рассчитанного дросселя разработана тестовая конструкция, фотографии которой приведены на рисунке 2.2.



Рисунок 2.2- Фотография дросселей для LC-фильтров

Обмотка произведена многожильным проводом, сечением 16 мм^2 , на сформированный на внутреннем магнитопроводе каркас из изоляционного материала. Количество витков составляет $w=11$.

2.2. Защита выпрямителей от коммутационных процессов и превышения тока

В документации на выпрямитель МО-30-Б-1-160-12 [24], производитель рекомендует установку демпфирующих RC – цепей и датчики тока в соответствии со схемой, приведенной на рисунке 2.3.

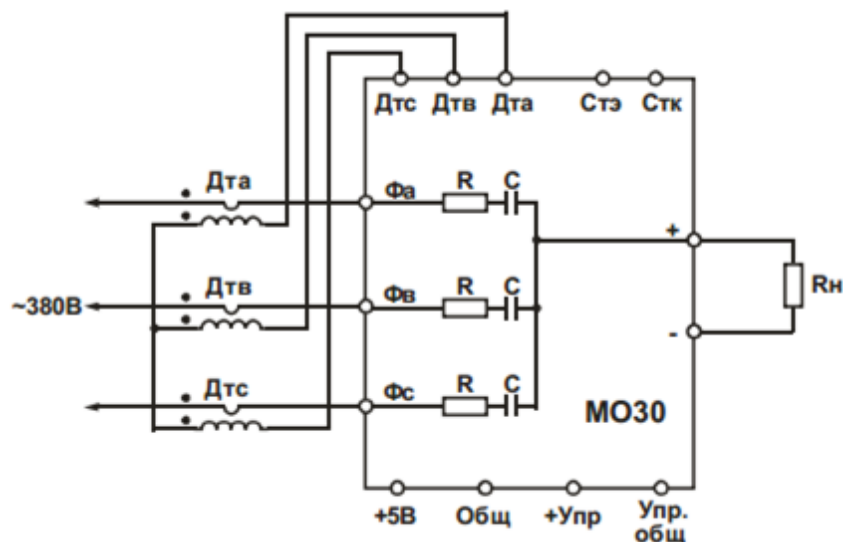


Рисунок 2.3 – Схема подключения силовых цепей модуля МО30 [24]

В комплект поставки входят токовые датчики Д 005. 007-2 [25] работающие в диапазоне частот 50 ± 1 Гц, с длительным током 5...250 А (длительность работы при двукратной перегрузке – не более 600 с); допускается подключение других датчиков. Настраивать датчики тока следует исходя из того, что защита по току модуля срабатывает при 80 мА тока на выводах «ДТа», «ДТв», «ДТс».

Номиналы компонентов RC – цепи также приведены в документации и составляют $R = 10 \dots 27 \text{ Ом} \times 10 \text{ Вт}$, $C = 0,33 \text{ мкФ} \times 1000 \text{ В}$.

Демпфирующие RC – цепи ограничивают скорость нарастания напряжения тиристоров в закрытом состоянии, критическое значение которой составляет по документации 1000 В/мкс.

В соответствии со схемой (рис. 2.3) спроектирована печатная плата (рис. 2.4) для монтажа непосредственно на модуль, выполненная на одностороннем фольгированном текстолите. При проектировании использовалась программа DipTrace 3.3.

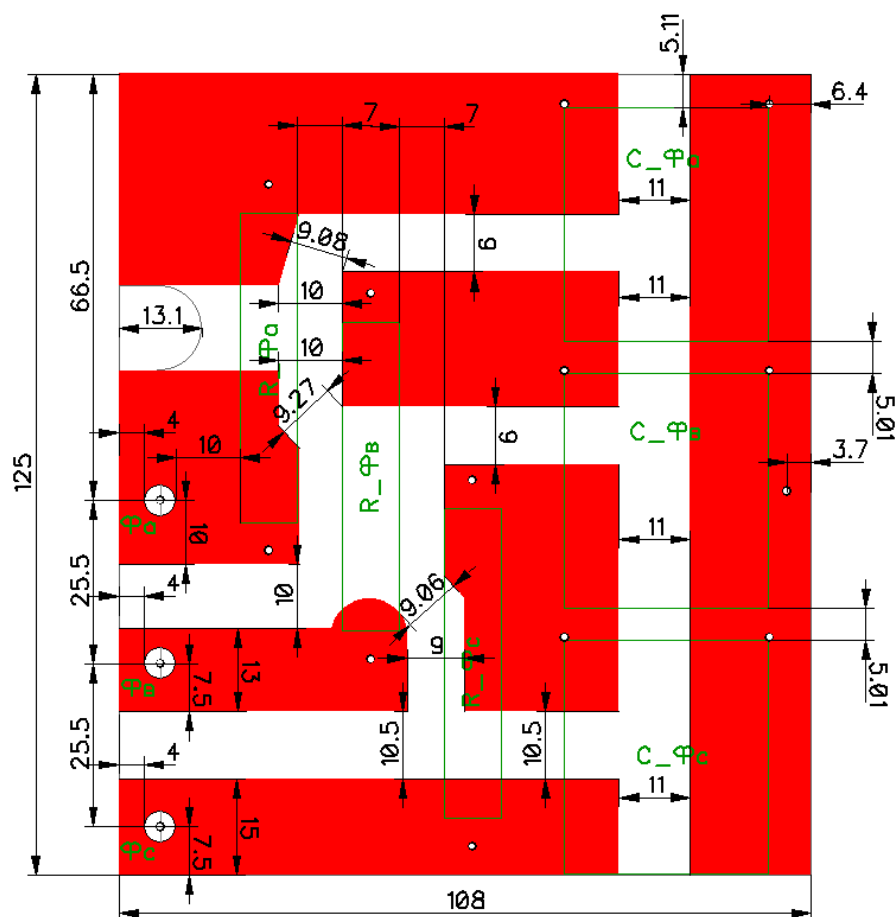
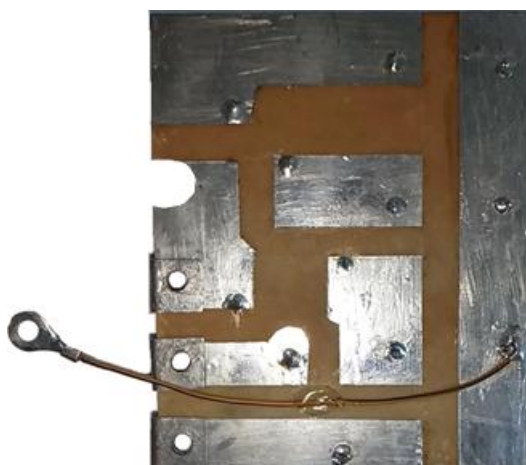


Рисунок 2.4 – Плата демпферов выпрямителей, сторона проводников
(компоненты показаны сквозь плату)

Для обеспечения большей площади контакта к силовым выводам выпрямителя, изготовлены переходные скобы из медной луженой пластины 2 мм на выводы каждой фазы. На рисунках 2.5, 2.6 приведены фотографии изготовленного печатного узла.



а) сторона проводников



б) сторона компонентов

Рисунок 2.5 – Фотография готового печатного узла

Смонтированная на модуль плата показана на рисунке 2.6.

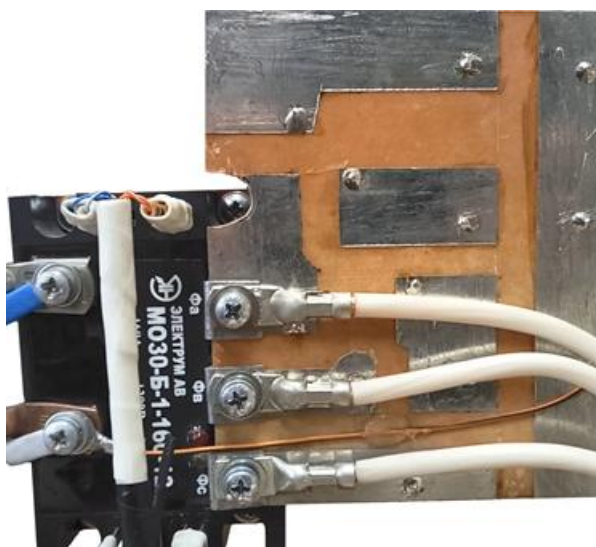


Рисунок 2.6 – Фотография печатной платы демпферов выпрямителя с монтажом на модуль

2.3. Моделирование

Для предварительной оценки работы схемы источника и уточнения параметров компонентов, выбрано математическое моделирование. Оно дает возможность промоделировать аварийные и переходные режимы, заранее продумать и внести исправления в схему, избежав поломок и аварий, при неправильном выборе компонентов, что не исключено при натурном моделировании, а также избежать экономических и временных затрат на изготовление тестовой модели. Для моделирования преобразователя выбран пакет динамического моделирования MatLab R2014a/Simulink. При моделировании, интерес представляет пусковой и установившийся режимы.

2.3.1. Плавный заряд емкостных накопителей (режим запуска)

По схеме источника питания (рис. 1.1), можно заметить, особенность включения схемы. В случае, когда емкости LC-фильтров разряжены, открытие ключей выпрямителей, на малых углах управления, приведет к протеканию высоких токов заряда, которые могут вывести приборы из строя.

Чтобы избежать протекания высоких зарядных токов, требуется предусмотреть мягкий пуск (плавный заряд емкостей), при котором угол управления выпрямителями понижается с максимального значения до минимального, например, линейно по времени.

Задача моделирования – оценить этот режим, и подобрать изменение угла управления, от максимального до минимального значения, так, чтобы протекали безопасные токи цепи заряда емкостного накопителя.

В силовой схеме задействованы, уже имеющиеся в наличии, модули выпрямителей МО-30-Б-1-160-12 фирмы ЗАО "ЭЛЕКТРУМ АВ" [24]. Эти модули представляют собой трехфазные мостовые несимметричные управляемые выпрямители, у которых предельно-допустимое значение выходного тока (среднее значение) составляет 160 А, а ударного тока в

открытом состоянии $t=10$ мс, 1200 А. Для несимметричного управляемого выпрямителя максимальный угол управления составляет 180 град., соответственно требуется плавное уменьшение угла с 180 до 0.

Для проведения моделирования, в MATLAB Simulink собрана схема трехфазного мостового несимметричного управляемого выпрямителя с нагрузкой в виде LC-фильтра и системой формирования управляющих импульсов. Схема модели изображена на рисунке 2.7.

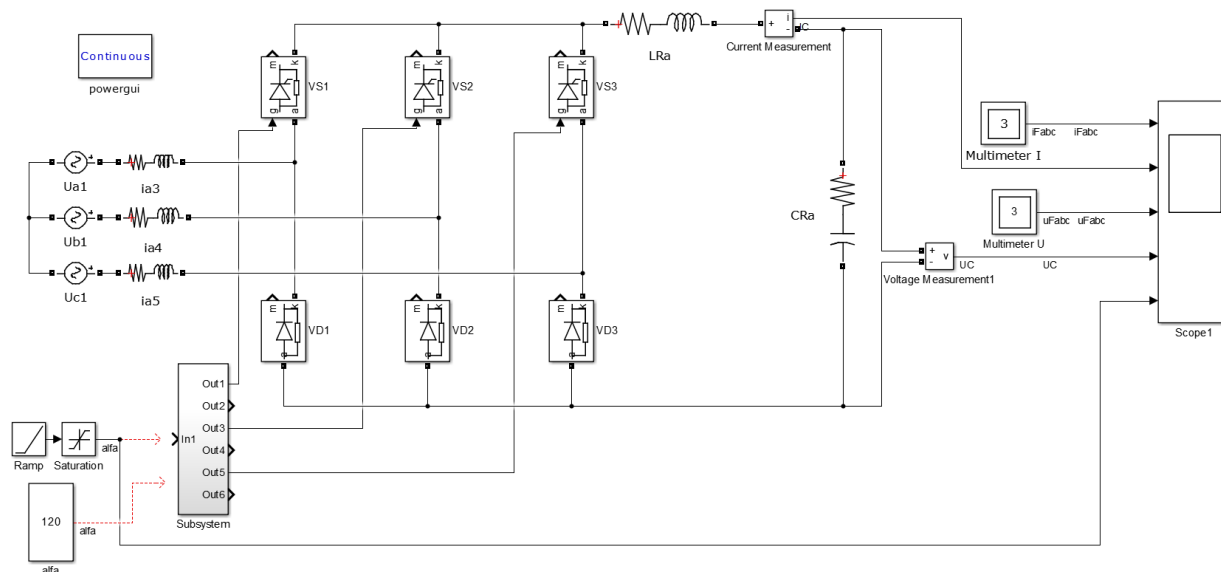
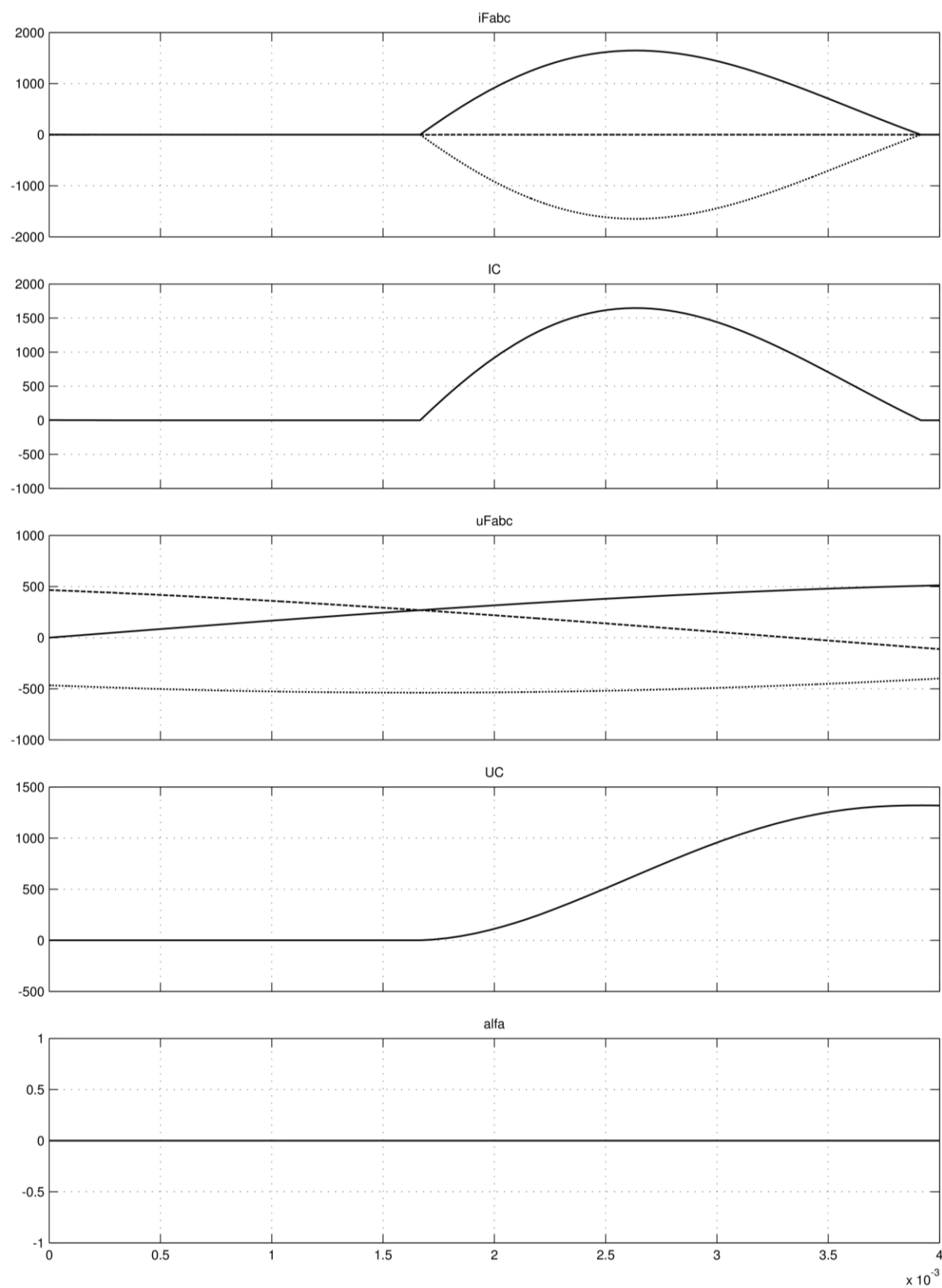


Рисунок 2.7 – Схема модели пускового режима

В соответствии с поставленной задачей, были промоделированы три зарядных режима, при наибольшем напряжении трансформатора (660 В) на постоянных углах: 0, 90 и 120 град., однако следует учесть, что модули МО-30-Б-1-160-12 рассчитаны только на 100-430 В линейного напряжения.

На рисунках 2.8-2.10, представлены диаграммы, на которых изображены: i_{Fabc} – токи фаз, I_C – ток заряда емкости, u_{Fabc} – напряжения фаз, U_C – напряжение заряда емкости, α – угол управления в град.



Time offset: 0

Рисунок 2.8 – Диаграммы процессов заряда емкости при постоянном угле управления 0 град

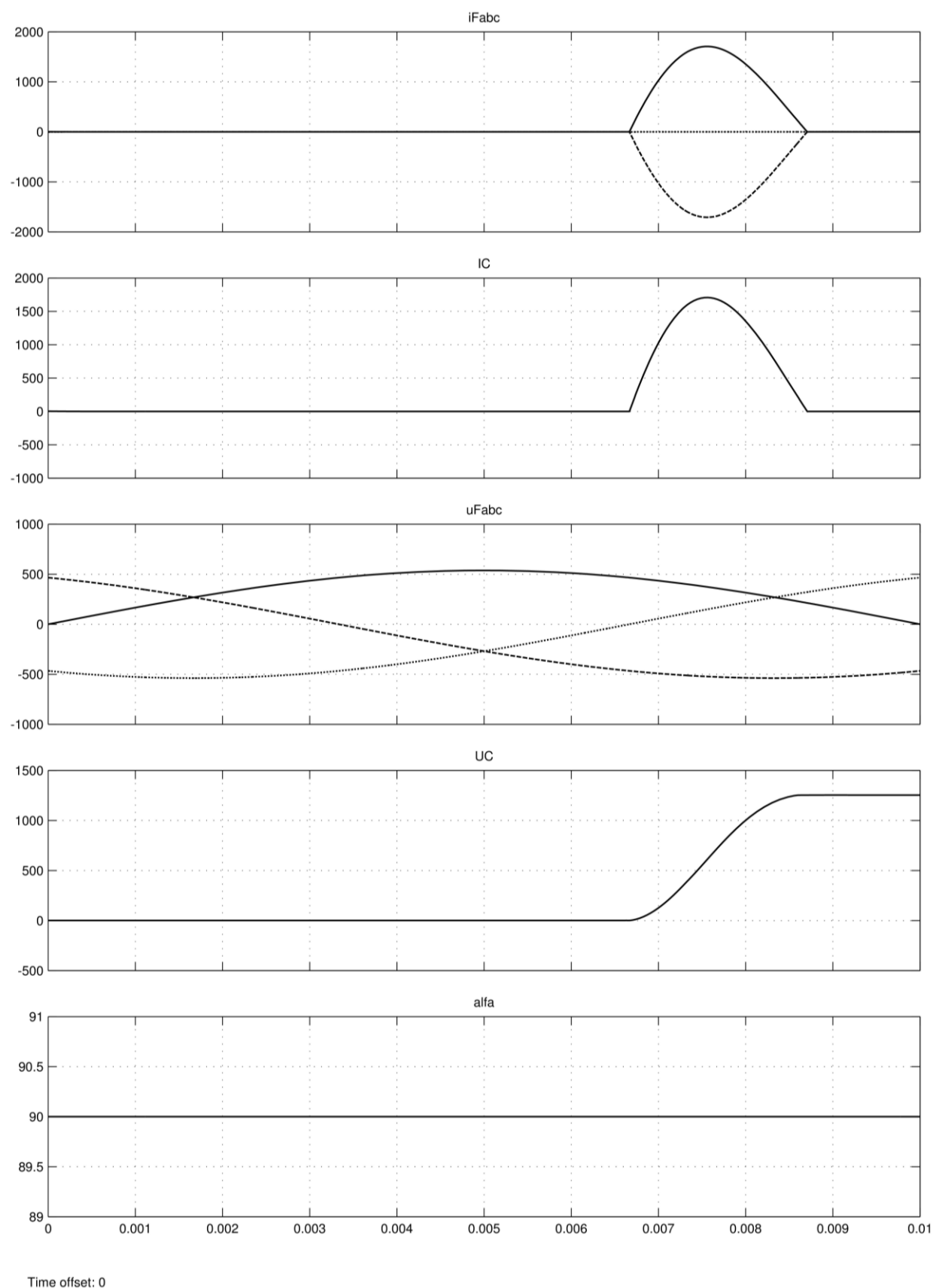
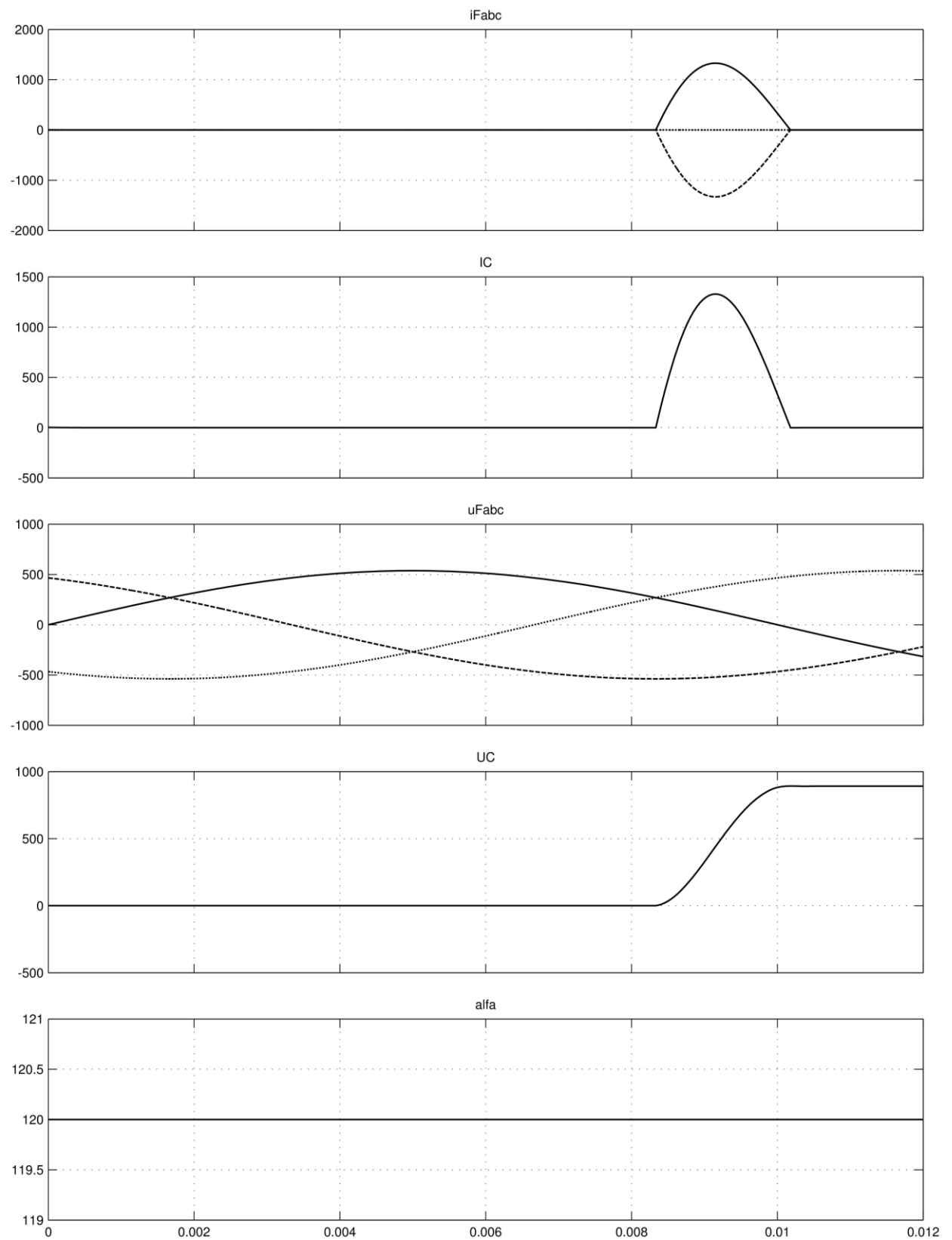


Рисунок 2.9 – Диаграммы процессов заряда емкости при постоянном угле управления 90 град



Time offset: 0

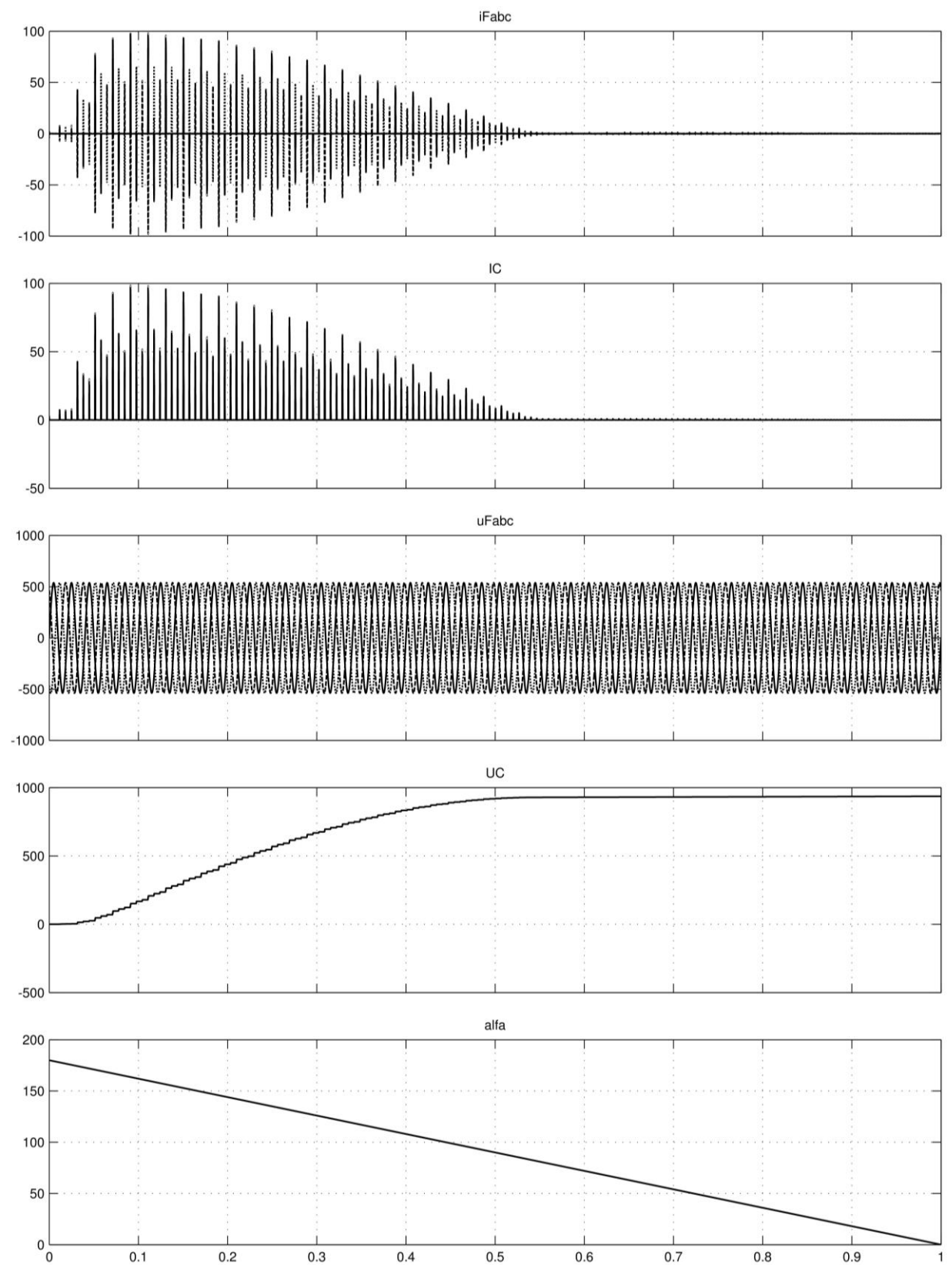
Рисунок 2.10 – Диаграммы процесса заряда емкости при постоянном угле управления 120 град

По диаграммам (рис. 2.8 – 2.10), можно убедиться, что полной зарядки емкостной накопитель достигает при угле управления не более 90 град. Однако заряд при этом происходит за один импульс тока порядка 1,5 кА.

Поэтому, во избежание протекания таких высоких токов, процессы зарядного режима следует растянуть по времени.

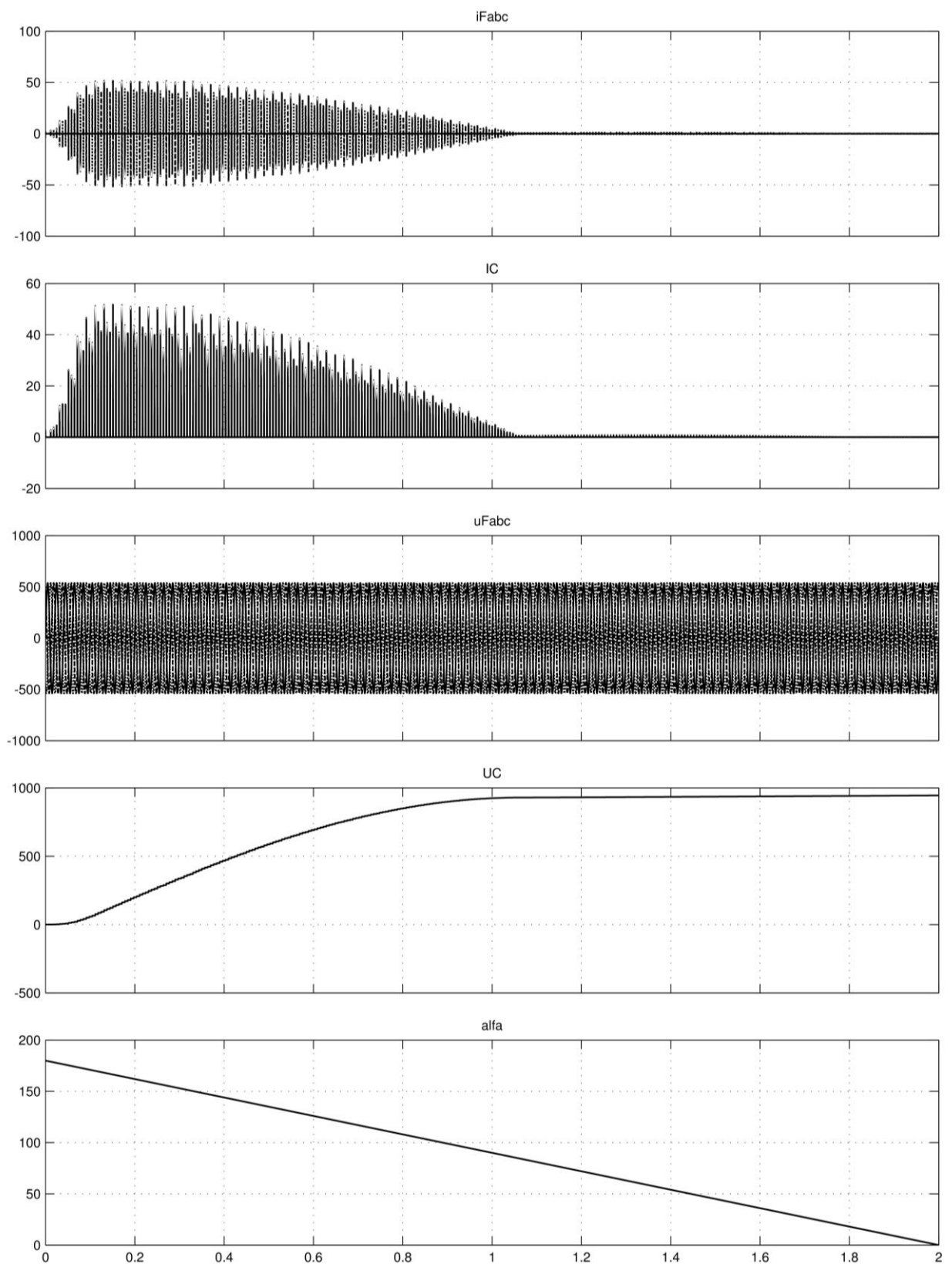
Для уменьшения амплитуды зарядных токов и оценки дополнительно затрачиваемого на плавный заряд времени, проведена серия опытов моделирования с разной скоростью изменения угла от 180 до 0 град за: одну, две, и пять секунд.

Результаты опытов приведены на диаграммах (рис. 2.11 – 2.13), на которых изображены: $i_{Fabс}$ – токи из фаз, I_C – ток заряда емкости, $u_{Fabс}$ – напряжения фаз, U_C – напряжение заряда емкости, α – угол управления в град.



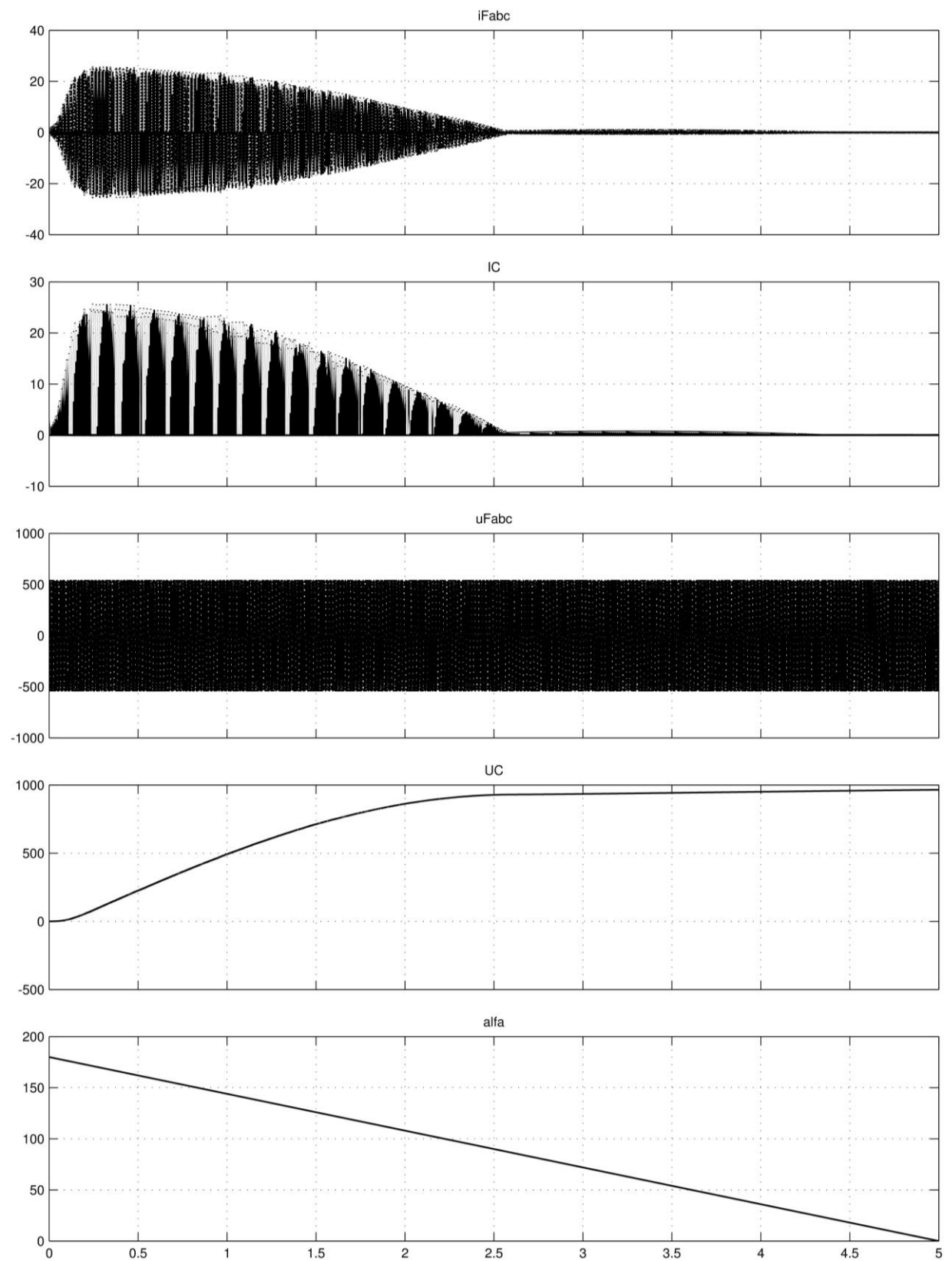
Time offset: 0

Рисунок 2.11 – Диаграммы процессов заряда емкости при линейном уменьшении угла управления с 180 до 0 град. за 1 сек



Time offset: 0

Рисунок 2.12 – Диаграммы процессов заряда емкости при линейном уменьшении угла управления с 180 до 0 град. за 2 сек



Time offset: 0

Рисунок 2.13 – Диаграммы процессов заряда емкости при линейном уменьшении угла управления с 180 до 0 град. за 5 сек

По диаграммам (рис. 2.11 – 2.13), видно, что не зависимо от скорости уменьшения угла, заряд постоянно заканчивается при 90 град. полной зарядкой емкостного накопителя, то есть за половину времени уменьшения угла управления. При этом введением линейного уменьшения угла удалось добиться снижения тока на порядки. В первом опыте амплитуды фазных токов не превысили 100 А, во втором 50 А, а в третьем 25 А.

В результате, учитывая, что зарядное время 5 секунд относительно мало, в реализации плавного заряда емкостей можно использовать линейное уменьшение угла с 180 до 90 град. за 5 сек., для еще большего запаса и уменьшения нагрузки на сеть и полупроводниковые ключи.

На рисунке 2.14 приведены диаграммы опыта предложенного режима заряда.

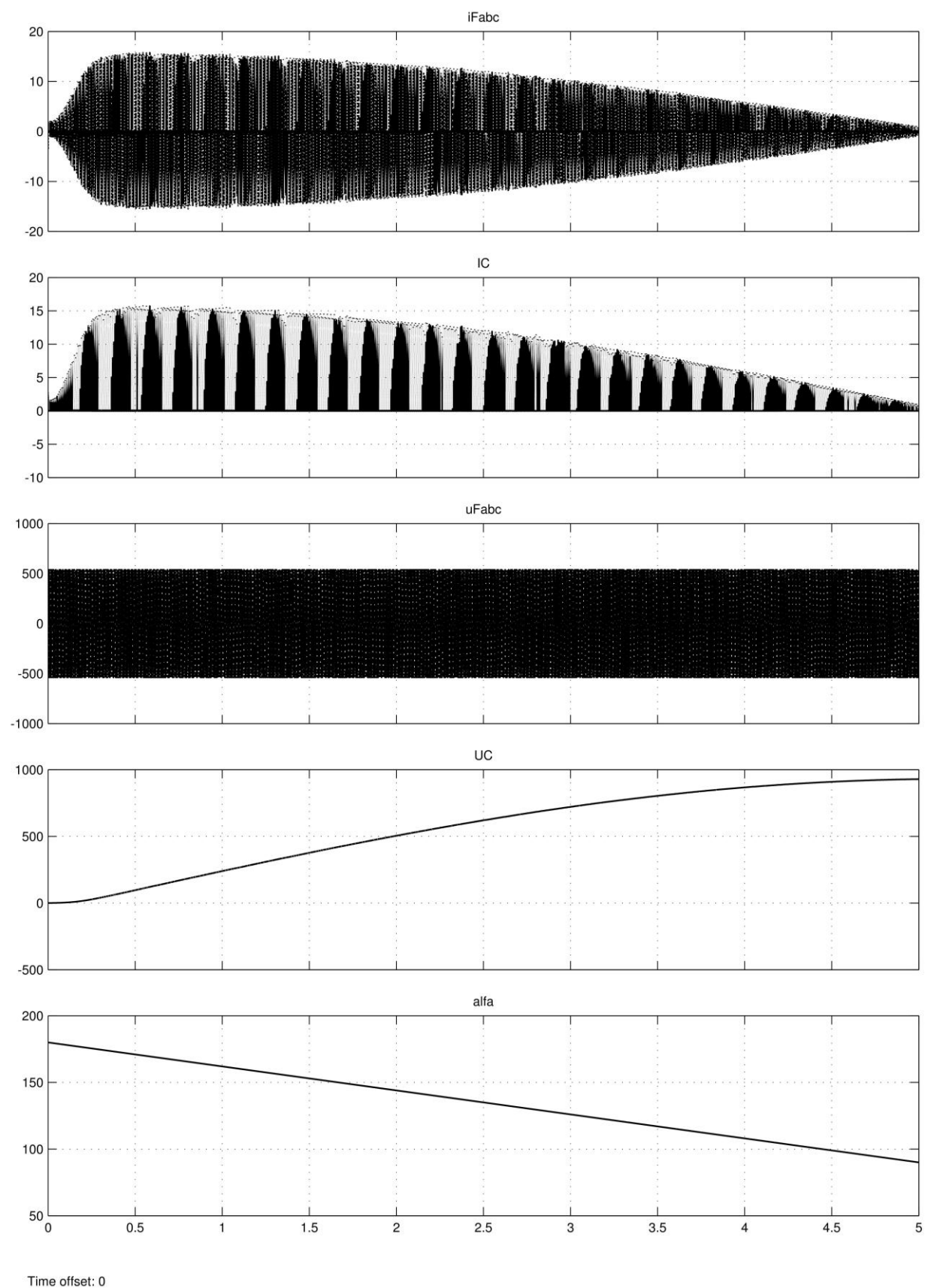


Рисунок 2.14 – Диаграммы процессов заряда емкости при линейном уменьшении угла управления с 180 до 90 град. за 5 сек

2.3.2. Процессы коммутации транзисторов и их защита

IGBT-транзисторы вопреки достоинствам, имеют существенный недостаток - они очень чувствительны к перенапряжениям, даже очень коротким. Транзисторы большой мощности способны прерывать токи высокого значения за короткий промежуток времени, что вызывает перенапряжения на паразитных индуктивностях и может привести к выходу их из строя. Для исключения этого влияния применяют специальные методы защиты.

Меры по борьбе с коммутационными перенапряжениями разделяют на две категории: конструктивные и схемотехнические. К первым относится уменьшение паразитных индуктивностей за счет оптимального монтажа токоподводящих шин: 1) использование плоских шин в качестве токоподводов; 2) минимизация длины контура силовой цепи.

Однако выполнение конструкторских мер защиты является не достаточным условием для безопасного использования силовых ключей.

В качестве схемотехнической меры защиты использована установка снабберной RC-цепочки параллельно плечу транзисторов (рис. 2.15). Ее емкость C должна обладать малым тангенсом потерь и низкой индуктивностью, вместе с демпфирующим резистором последовательно с ней.

При использовании снабберной цепи, в момент, когда закрывается один из транзисторов, ток будет перехватываться в цепь RC-цепочки, что уменьшит потери в транзисторе, и выбросы перенапряжения на паразитных индуктивностях L_s .

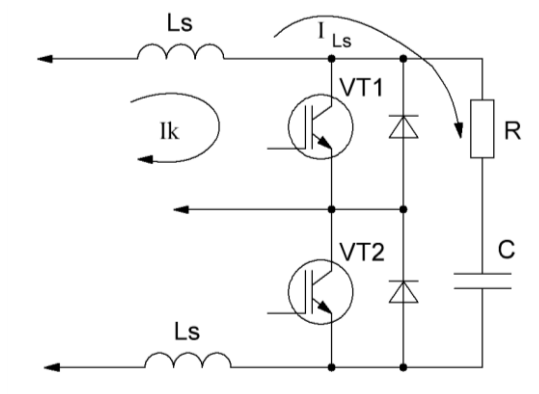


Рисунок 2.15 – Схема подключения снабберной RC-цепи

Время перехода транзистора в запертое состояние существенно влияет на напряжение на нем и значение максимального перенапряжения. Для уточнения RC-компонентов необходимо этот процесс оценить моделированием.

Для более точного моделирования необходимо внести параметры реальных паразитных индуктивностей токоподводящих шин. Однако токоподводящие шины представляют собой многослойную пространственную конструкцию, оценка индуктивностей L_s , в которой без специальных 3D пакетов (ANSYS и пр.) не возможна. Поэтому, для моделирования проведена замена этих индуктивностей, заведомо большей индуктивностью, которая представляет собой плоские параллельные шины размерами $l = 200$ мм, $b = 28$ мм и $c = 1$ мм с расстоянием между ними 10 мм.

Схема работает так, что при отпирании транзисторов ток протекает по верхней шине в одном направлении, а через нижнюю в другом, таким образом имеется эффект взаимной индуктивности, который уменьшает общую индуктивность. Однако для расчета более тяжелого случая принимается, отсутствие этого эффекта, и индуктивность находится по формуле:

$$L_s = \frac{l\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2l}{b+c} + \frac{1}{2} \right) = \frac{200 \cdot 10^{-3} \mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2 \cdot 200 \cdot 10^{-3}}{28 + 1 \cdot 10^{-3}} + \frac{1}{2} \right) = 1,22 \cdot 10^{-7}. \quad (4)$$

Расчетная схема модели в Simulink приведена на рисунке 2.16.

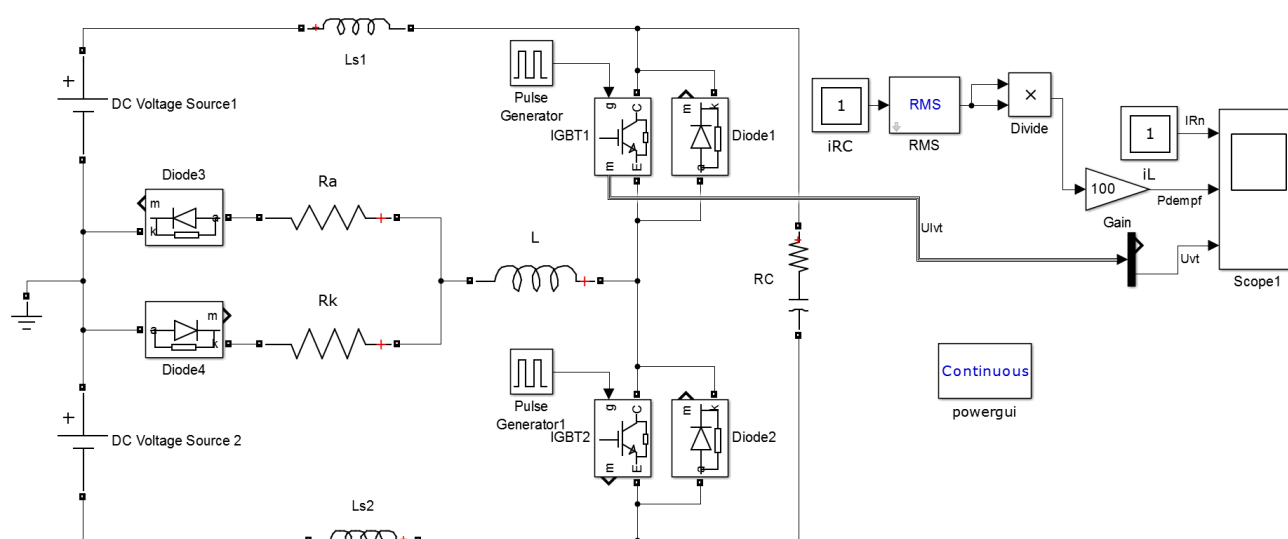


Рисунок 2.16 – Расчетная схема для выбора параметров РС-цепи

Емкостное плечо полумоста в модели, заменено на источники постоянного напряжения с номиналами $E_1=550$ В, $E_2=380$ В, которые по расчетам являются максимальными. Номиналы паразитных индуктивностей, составляют $L_{s1}=L_{s2}=0,122$ мкГн.

Интерес представляет два режима моделирования коммутаций для подбора параметров RC-цепи:

- 1) Идеализированная коммутация полупроводниковых ключей, при которой ограничение колебаний идет только за счет RC-снаббера;
- 2) Коммутация IGBT-транзисторов с учетом их реальных характеристик и сопротивления в затворной цепи.

При первом опыте время записания IGBT-транзистора принималось $T_f=0,1\text{мкс}$ и отключалась RC-цепь. Результаты моделирования показаны на рисунке 2.17.

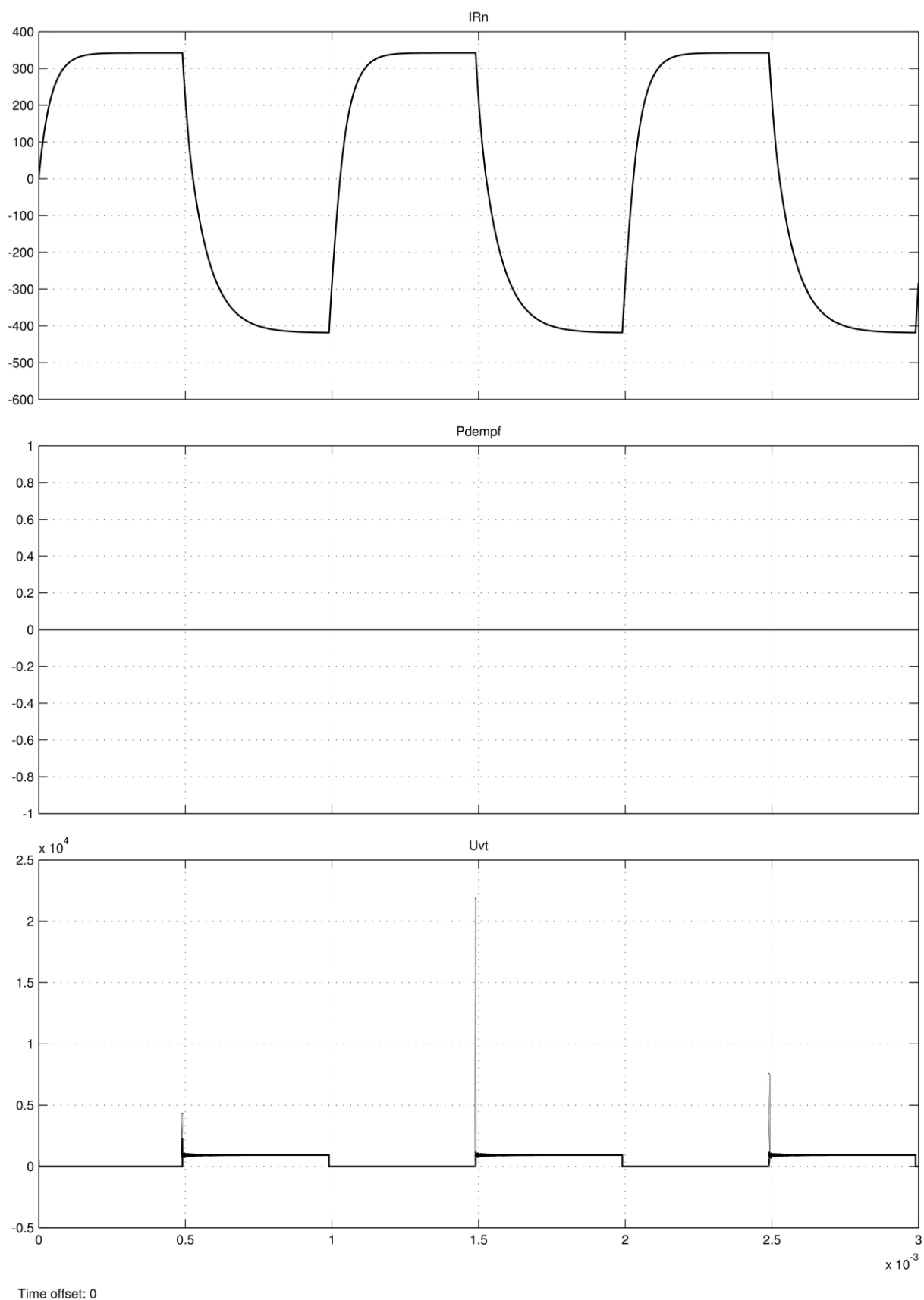


Рисунок 2.17 – Диаграммы модели без RC– цепи при $T_f=0,1$ мкс

На рисунке 2.17 приведены: ток в нагрузке I_{Rn} , средняя активная мощность резистора RC-цепи – P_{dempf} , напряжение коллектор-эмиттер верхнего транзистора U_{Ivt} .

По диаграмме U_{Ivt} видно, что перенапряжение составляет более 20 кВ, что является недопустимым для выбранного IGBT-модуля, который допускает максимальное напряжение не более 1700 В, а с запасом в 200-300 В, 1500 – 1400 В.

Включение в модель RC-цепи с номиналами $R=0,1$ Ом, $C=0,5$ мкФ (рис. 2.18, 2.19), позволяет ограничить напряжение на уровне около 1100 В. Время переходного процесса при этом составляет 20 мкс, а мощность потерь в резисторе 28 Вт. Важно отметить, что такая мощность выделяется при частоте коммутаций в инверторе 1000 Гц, которая является максимально необходимой в источнике. При уменьшении частоты мощность пропорционально снижается. Таким образом, RC-цепочка может быть использована для практического применения с данными параметрами для защиты транзисторов.

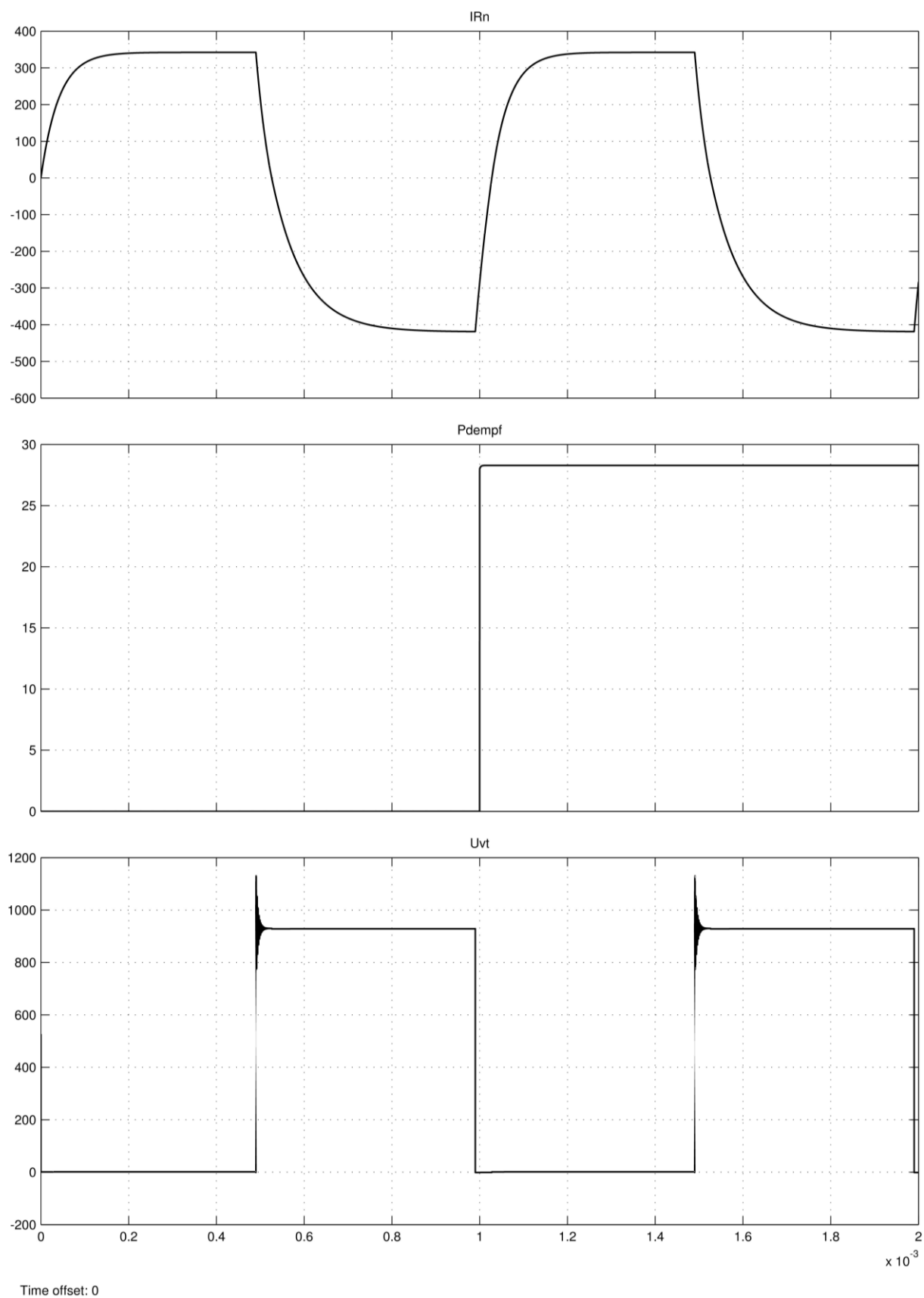


Рисунок 2.18 - Диаграммы модели при $R=0,1$ Ом, $C=0,5$ мкФ, $T_f=0,1$ мкс

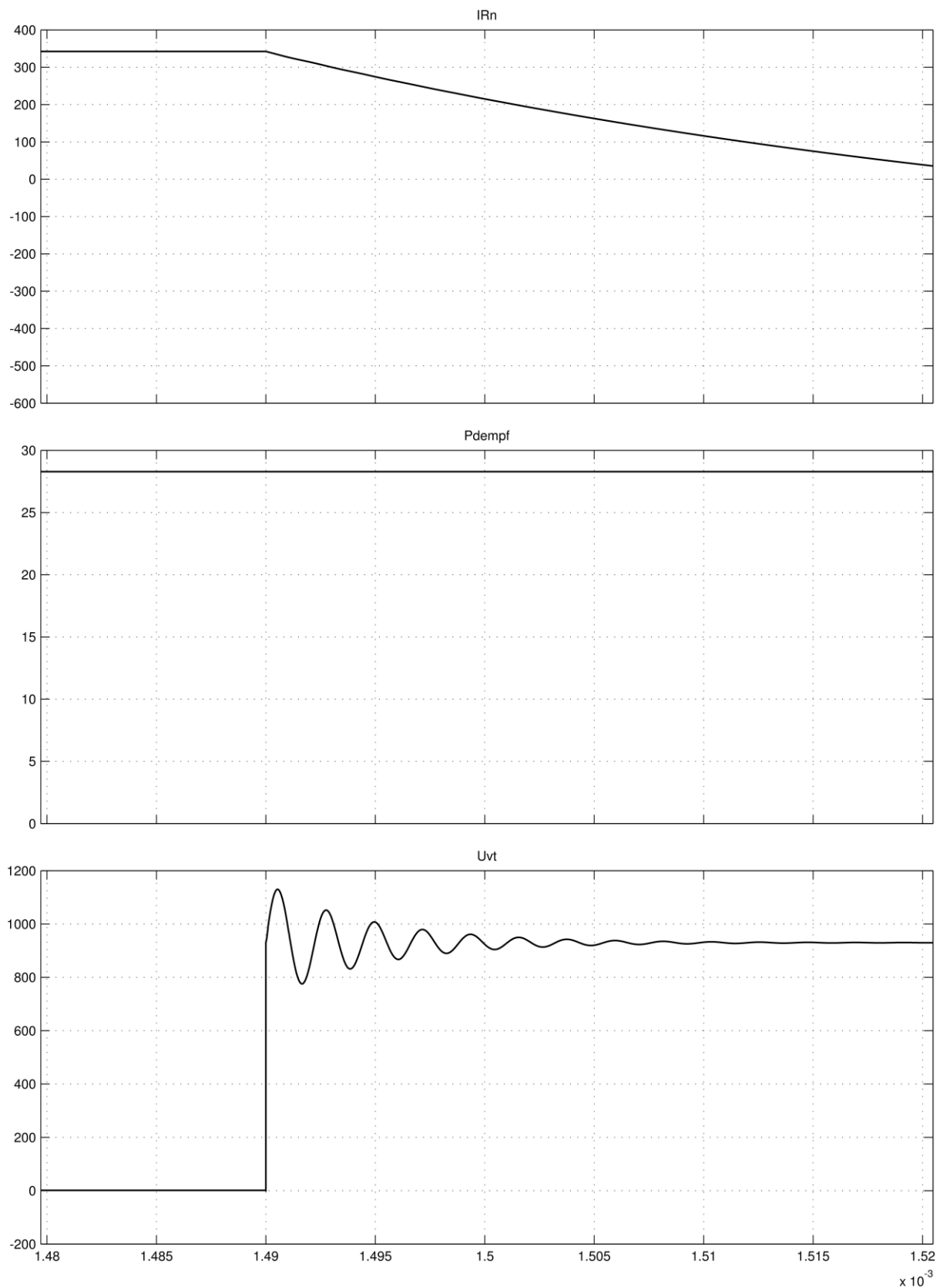


Рисунок 2.19 - Диаграммы модели при $R=0,1$ Ом, $C=0,5$ мкФ, $T_f=0,1$ мкс в увеличенном масштабе

При задаче транзисторного параметра $T_f=1$ мкс, который по паспорту модуля [26] соответствует затворному сопротивлению $R_g=10$ Ом, результаты моделирования получаются практически такими же (рис. 2.20), так как время запираания транзистора на много больше постоянной времени RC .

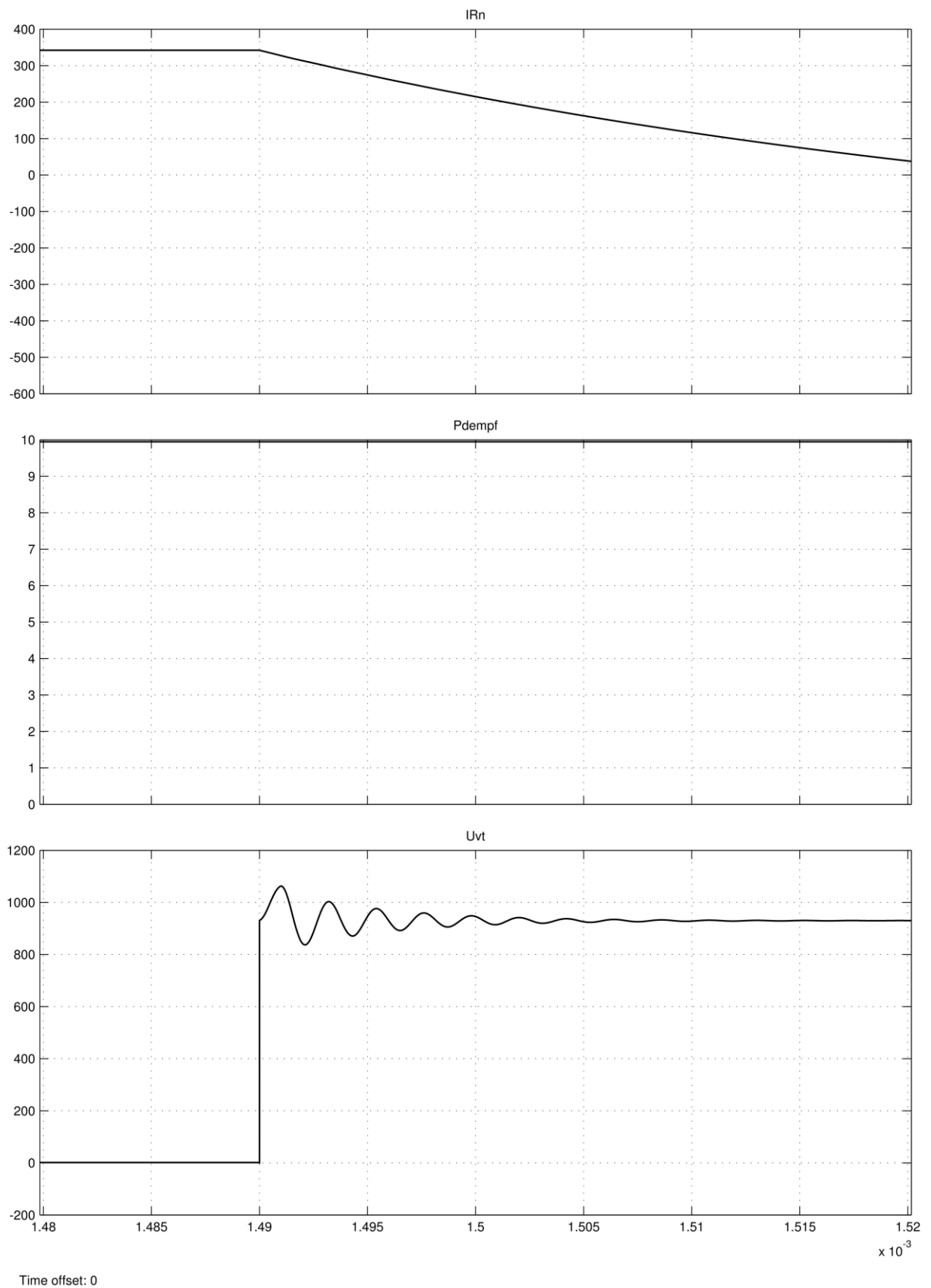


Рисунок 2.20 - Диаграммы модели при $R=0,1 \text{ Ом}$, $C=0,5 \text{ мкФ}$, $T_f=1 \text{ мкс}$

При задании параметров снаббера $R=100$ Ом, $C=0,5$ мкФ, при которых время запираания транзистора меньше, постоянной времени RC-цепи, процессы коммутации качественно изменяются (рис. 2.21). Например, напряжение коммутации становится постоянным, а не колебательным, потому, что определяется оно в основном перенапряжением в паразитных индуктивностях, в которых ток линейно спадает. Напряжение индуктивности в этом случае, можно найти по формуле:

$$\Delta U = 2L \frac{\Delta i}{\Delta t} = 2 \cdot 1,22 \cdot 10^{-7} \frac{350}{10^{-6}} = 86 \text{ В.} \quad (5)$$

Таким образом, напряжение на ключе составляет $550+380+86= 1016$ В, то есть с достаточно большим запасом от паспортного 1700 В. Мощность резистора составляет 0,15 Вт. Выбираем этот режим в качестве основного в силовой схеме источника тока.

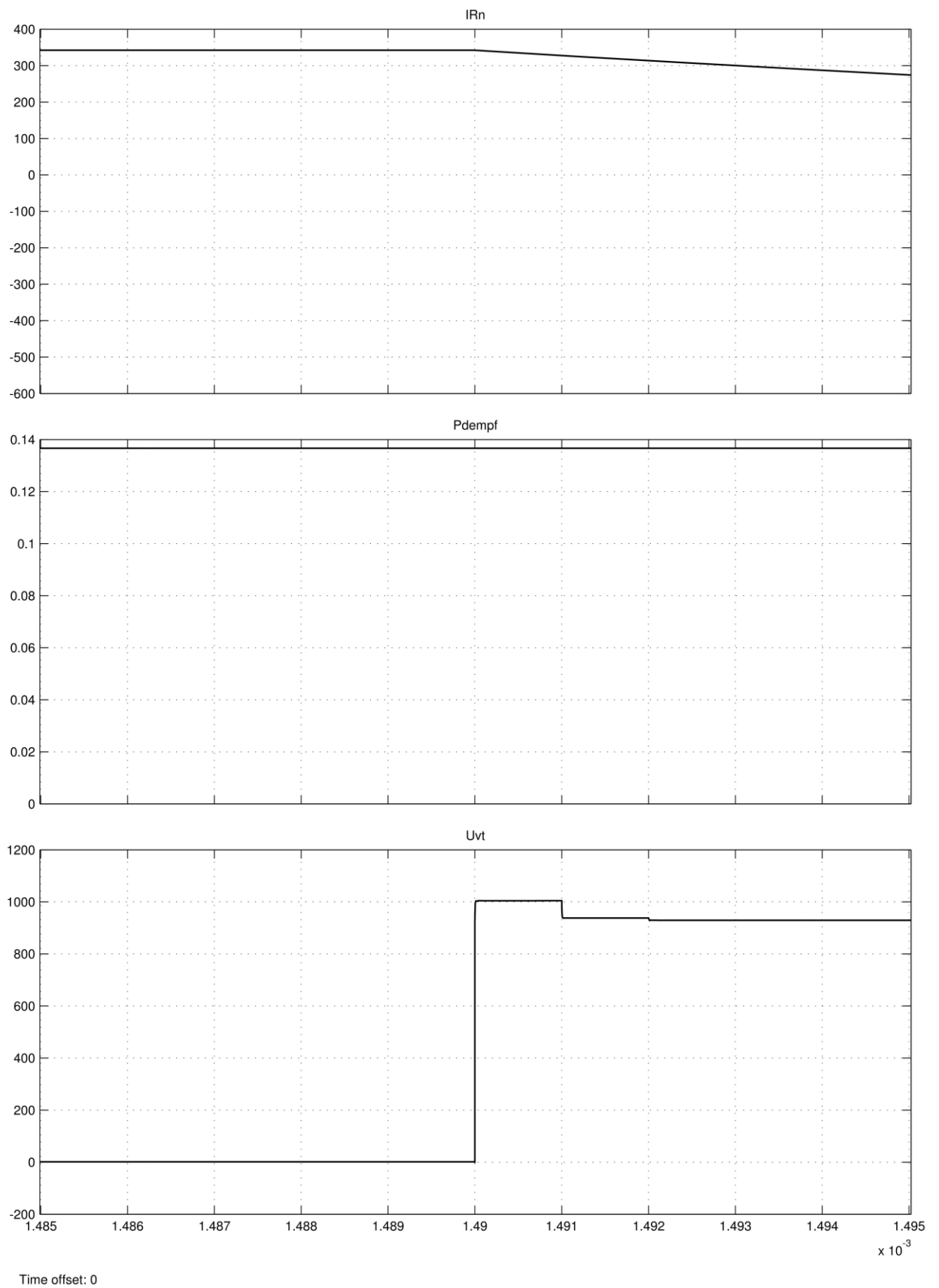


Рисунок 2.21 - Диаграммы модели при $R=100$ Ом, $C=0,5$ мкФ, $T_f=1$ мкс

Из [27] для RC-цепочки выбран конденсатор B32656S2474, 2кВ, 0.47мкФ±5%.

В качестве сопротивления использован высокочастотный металлокерамический резистор с креплением на радиатор RCH 50 100R 5% уже имеющийся в наличии [28].

2.3.3. Работа источника на полную мощность при различных частотах

Для моделирования работы основных силовых узлов источника на нагрузку была собрана схема, изображенная на рисунке 2.22.

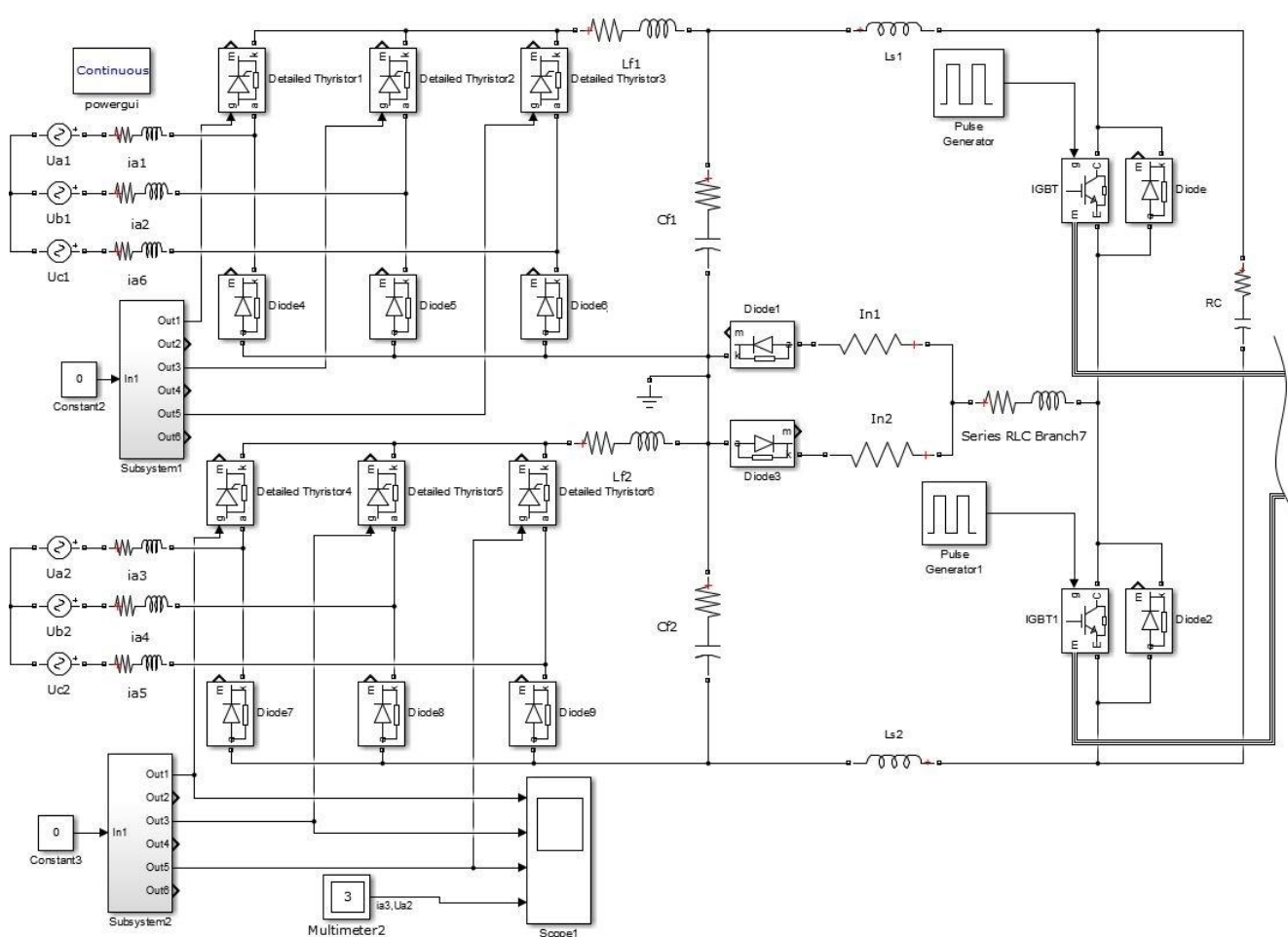


Рисунок 2.22 – Модель силовой схемы источника в Simulink

Она состоит из двух 3-х фазных источников и их внутренних сопротивлений, двух выпрямителей с блоком управления, двух LC-фильтров, полумостового преобразователя на транзисторах и снабберной RC-цепи. МДО-нагрузка в модели представляет собой активные сопротивления с диодами, которые обеспечивают разделение пути протекания тока анодного и катодного процессов. Подбор активных сопротивлений нагрузки, осуществлялся по принципу получения максимальной 100 кВт активной мощности в анодном канале $2/3$, а в катодном $1/3$. Итого 66,67 и 33,33 кВт соответственно. Эти мощности обеспечиваются значениями активных сопротивлений 1,6 и 0,9 Ом соответственно.

Дополнительно, для сбора параметров работы схемы, собран ряд расчетных и измерительных блоков (рис. 2.23):

- блок HeatVS - рассчитывает температуру модулей выпрямителей T_Up modul и T_Down modul, разницу температуры на радиаторе delta_TsinkUp и delta_TsinkDW, активные средние мощности модулей Power Down, Power Up;

- блок HeatVT1_2 – производит расчет температуры IGBT-модуля T, активные средние мощности верхнего и нижнего ключа Up_power, Dw_power;

- дисплей Power nagruzki- выводит на экран значение суммарной мощности нагрузки;

- дисплей Idei_nagr – выводит на экран значение действующего тока нагрузки;

- дисплеи ILf1_dei, ILf2_dei – выводят на экран значения действующих токов дросселей LC-фильтров;

- дисплеи Pn1, Pn2 - выводят на экран значения активных средних мощностей анодного и катодного процесса нагрузки.

Расчет температур в модели, производился с учетом параметров выбранных радиаторов. У выпрямителей это радиаторы О47 тепловое

сопротивление поверхность – воздух которого, при принудительном обдуве 6 м/с: $R_{\text{принудит.возд.}}=0,105$ град/Вт. У IGBT-модуля радиатор O56 тепловое сопротивление поверхность – воздух которого, при принудительном обдуве 6 м/с: $R_{\text{принудит.возд.}}=0,057$ град/Вт.

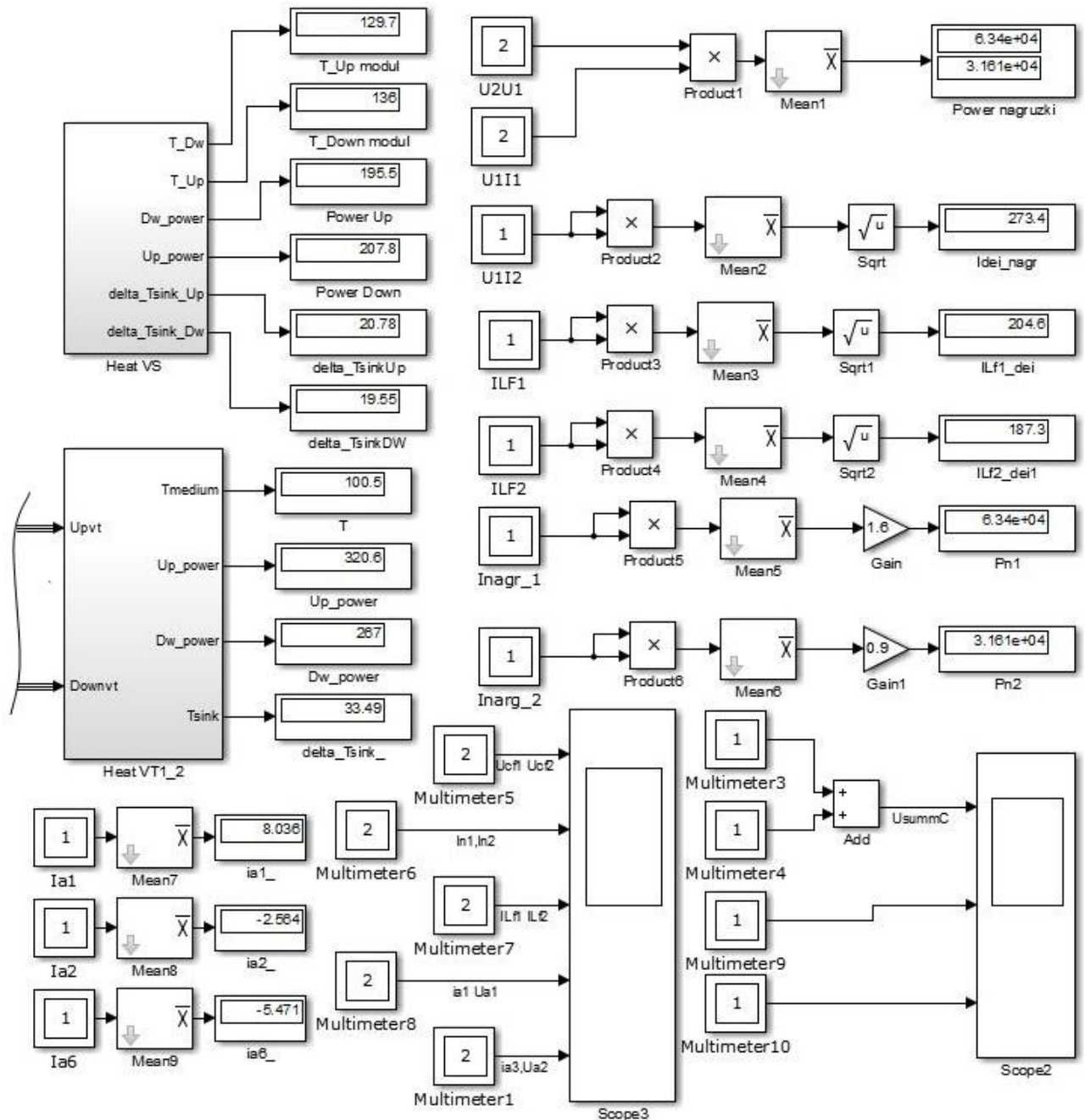


Рисунок 2.23 -Часть модели с расчетом и измерением параметров

Моделирование силовой схемы проводилось при задании параметров: дросселей LC-фильтров $L_{f1}=154$ мкГн, $R_1=0,0056$ Ом, $L_{f2}=154$ мкГн, $R_2=0,0056$ Ом, емкостей-накопителей $C_{f1}=1763$ мкФ, $R_{f1}=0,022$ Ом, $C_{f2}=1590$ мкФ, $R_{f2}=0,0167$ Ом, при напряжении источников трехфазной сети на анодном 380 В и 220 В на катодном, на разных значениях частот коммутации нагрузки. В качестве примера на рисунках 2.24-2.28 приведены диаграммы на частотах 20, 50, 100, 500 и 1000 Гц. В Приложении сведены диаграммы и показания измерительных блоков на всех частотах, задаваемых в модели. На них изображены напряжения на емкостных накопителях U_{cf1} , U_{cf2} , токи катодной и анодной нагрузки I_{n1} , I_{n2} , токи дросселей I_{Lf1} , I_{Lf2} , а также ток и напряжение фазы А, двух трехфазных источников.

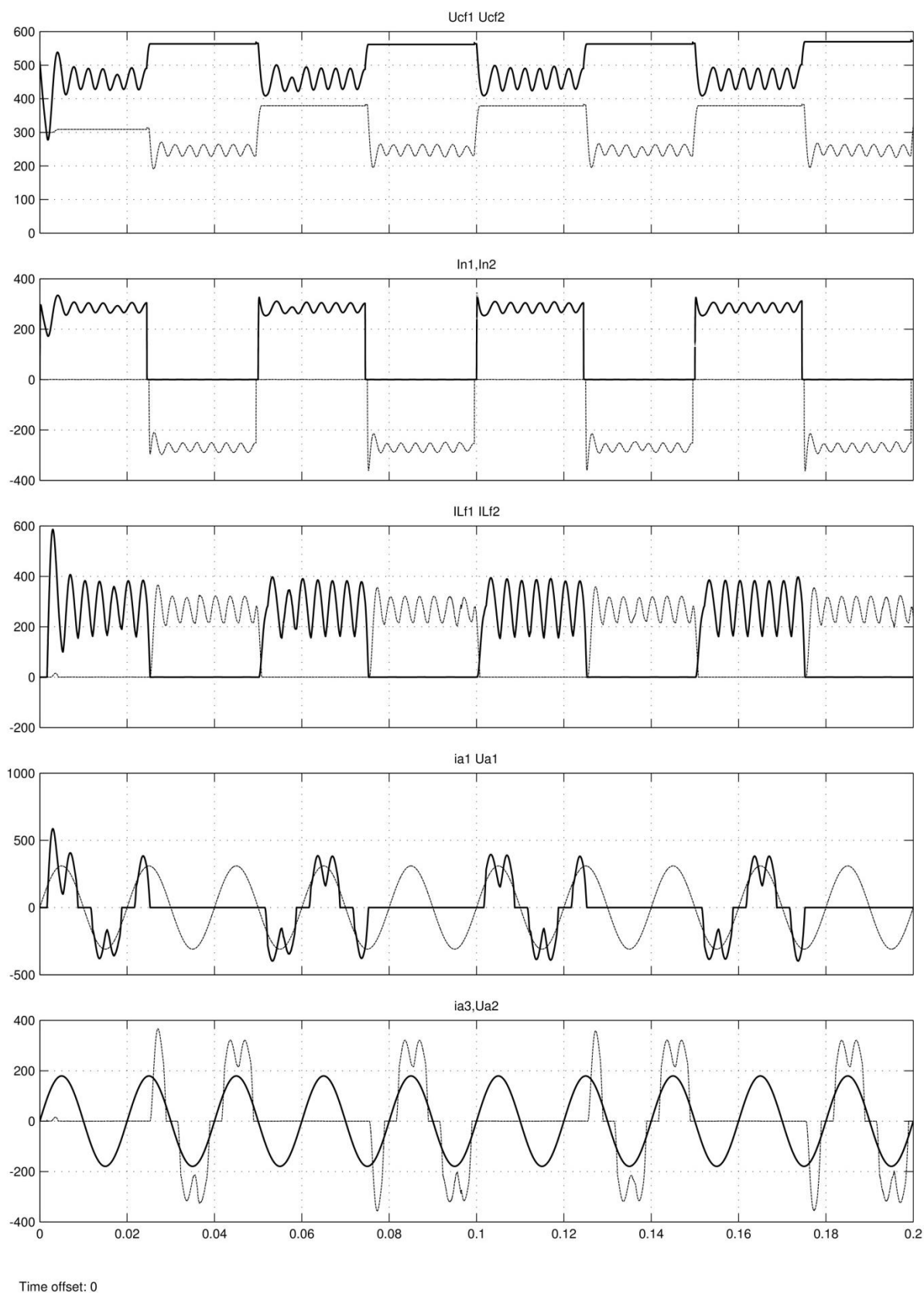


Рисунок 2.24- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 20 Гц

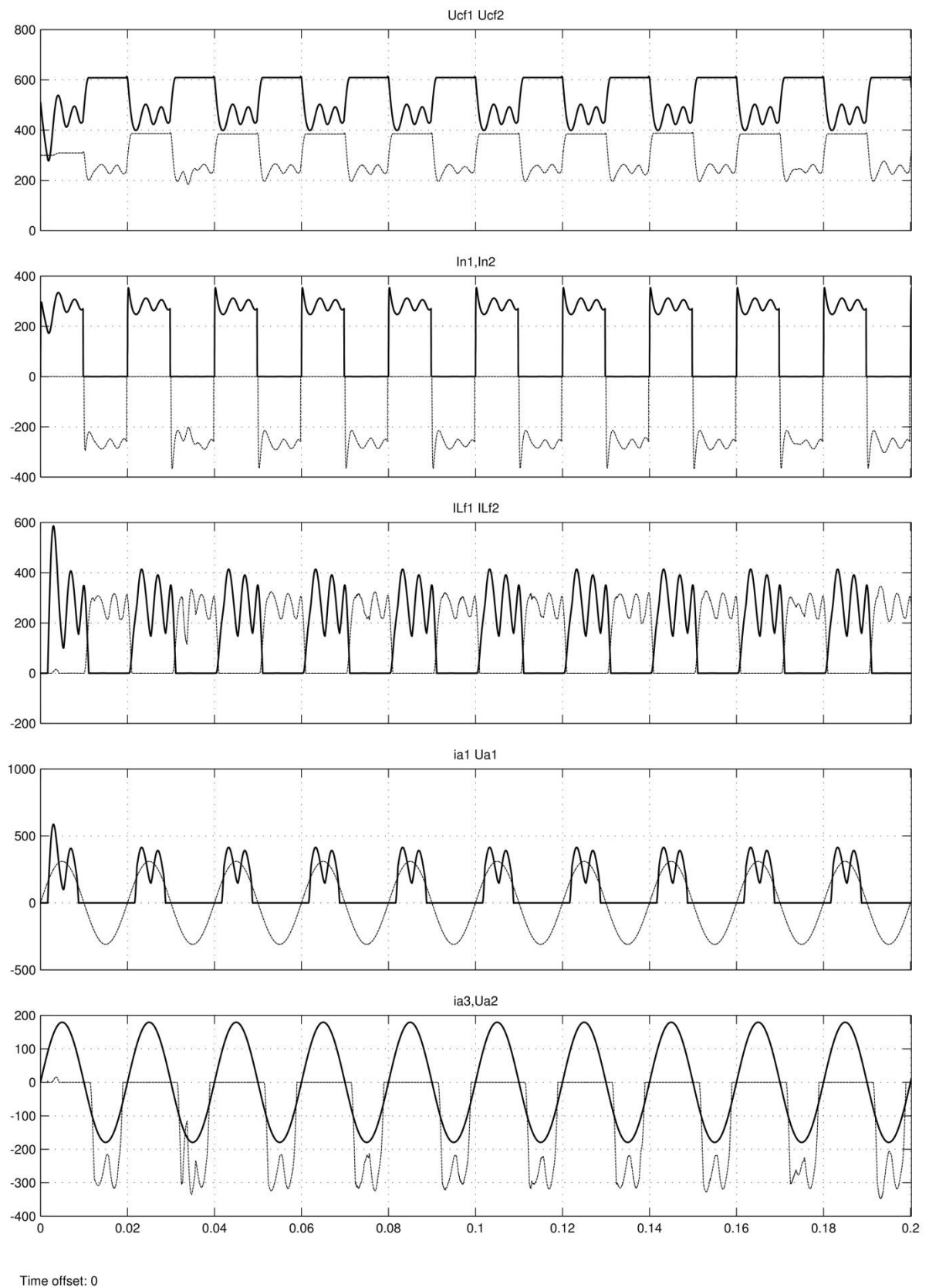


Рисунок 2.25- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц

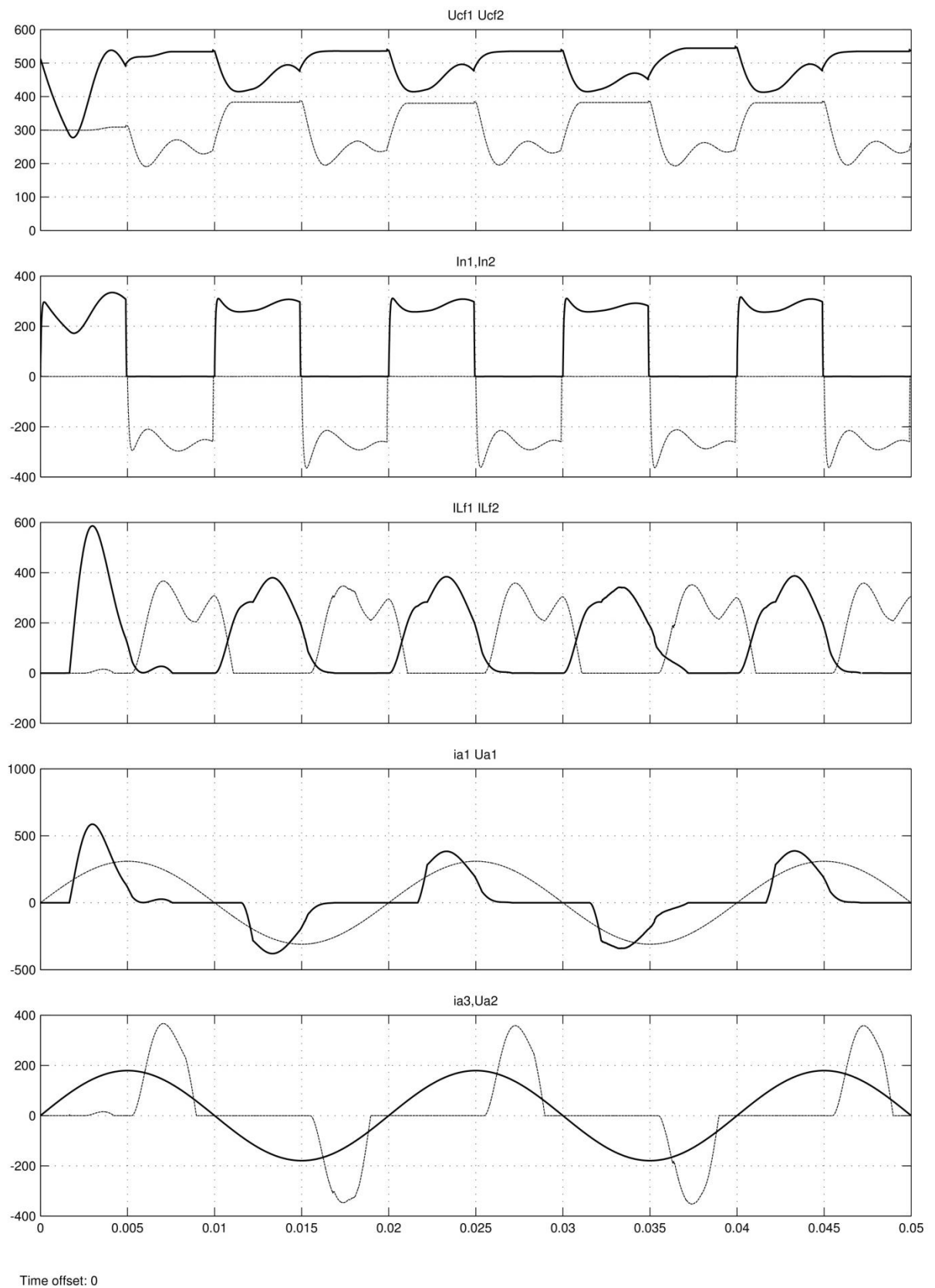


Рисунок 2.26- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 100 Гц

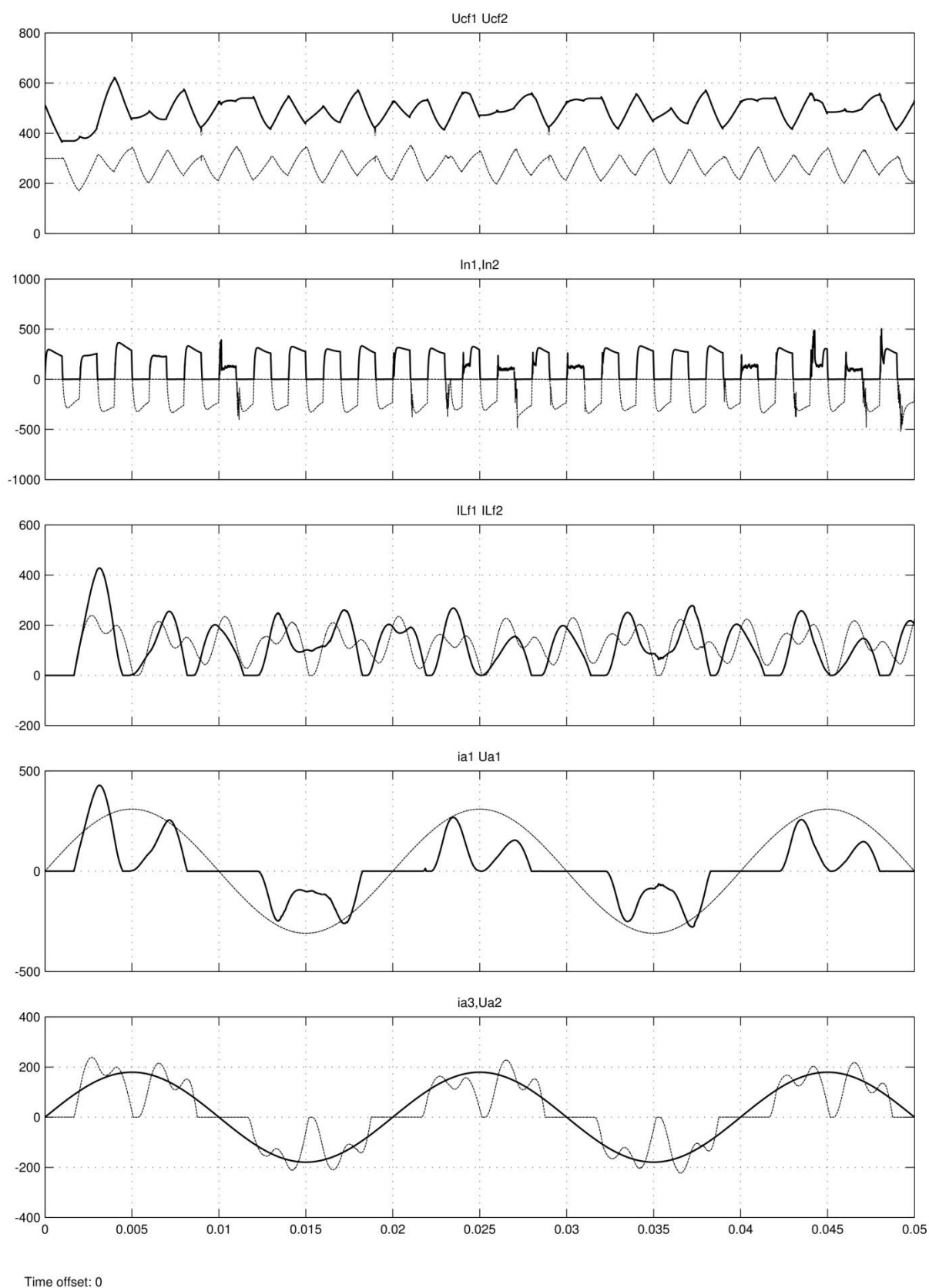


Рисунок 2.27- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации
нагрузки 500 Гц

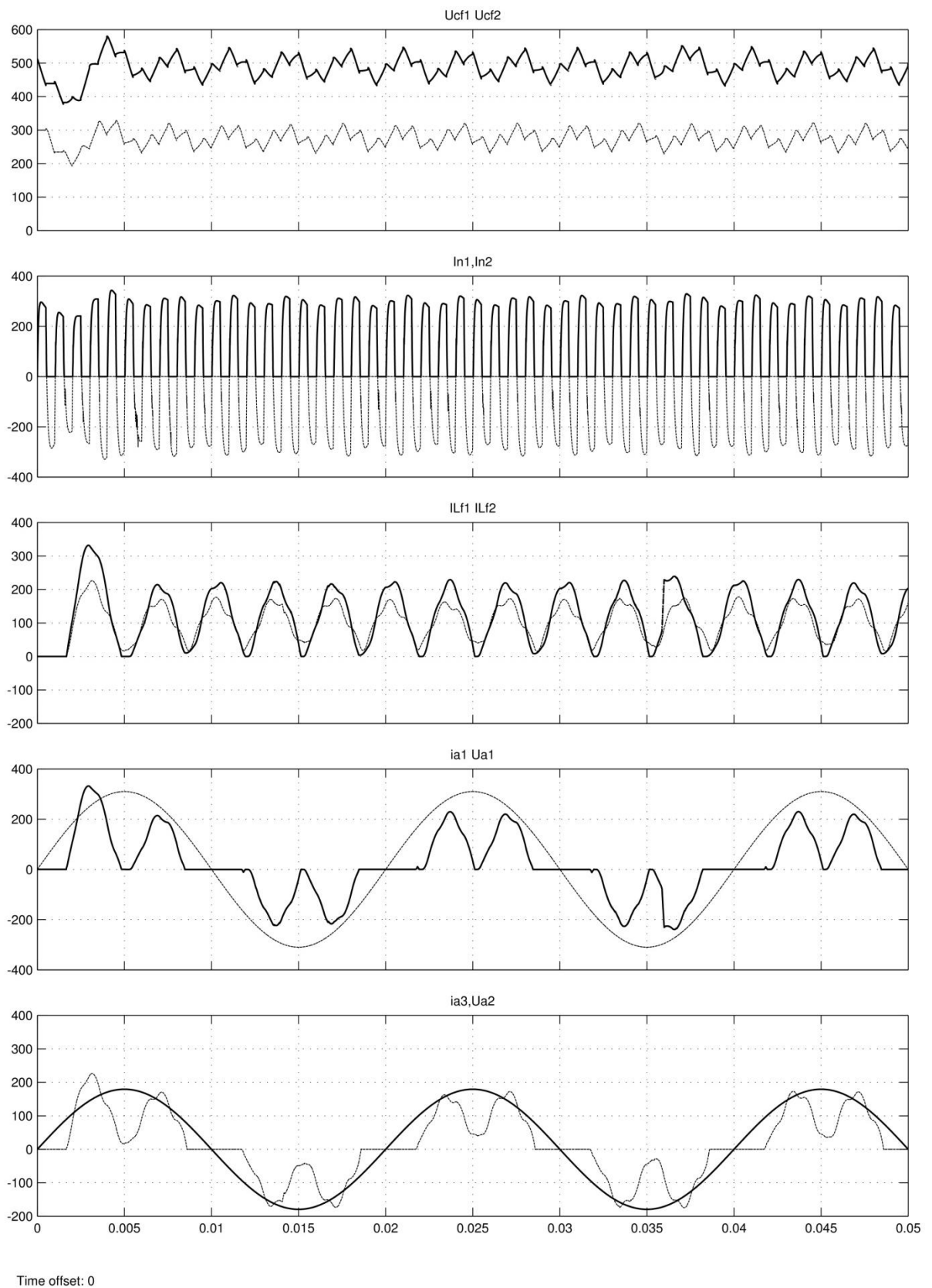


Рисунок 2.28- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 1000 Гц

По полученным результатам видно, что:

1. При увеличении частоты коммутации нагрузки, форма фазных токов приближается к форме, как в режиме потребления выпрямителя на активную нагрузку. Как следствие повышается коэффициент мощности установки МДО-источника. На более низких частотах коммутации нагрузки, начиная с 500 Гц, форма тока сильно искажается.

2. В режиме работы источника на частоте коммутации 50 Гц, равной частоте сети, наблюдается однополярное потребление тока фаз среднее значение которых, составляет: $I_{Acp} = 8 \text{ А}$, $I_{Bcp} = - 2,56 \text{ А}$, $I_{Ccp} = - 5,47 \text{ А}$.

Постоянная составляющая ведет к подмагничиванию обмоток трансформатора, возможному выходу его в насыщение и к перегреву.

Для более детального исследования этого режима, дополнительно промоделирована работа источника на частотах коммутации нагрузки близких к частоте 50 Гц (51-55 Гц), а также при смещении начала коммутации нагрузки, относительно фазы трехфазного источника на 45, 90, 135, 180 град.

На рисунке 2.29 приведены диаграммы работы схемы при частоте 51 Гц. По диаграмме видно, что ток фаз при увеличении частоты всего на 1 Гц становится двуполярным, а среднее значение токов на 2 порядка ниже, чем при 50 Гц. При дальнейшем увеличении частоты среднее значение токов стремиться к нулю.

При моделировании сдвига начала коммутации нагрузки, значительного улучшения ситуации не наблюдалось. Поэтому во избежание негативных последствий следует исключить работу источника в режиме коммутации нагрузки с частотой равной частоте сети.

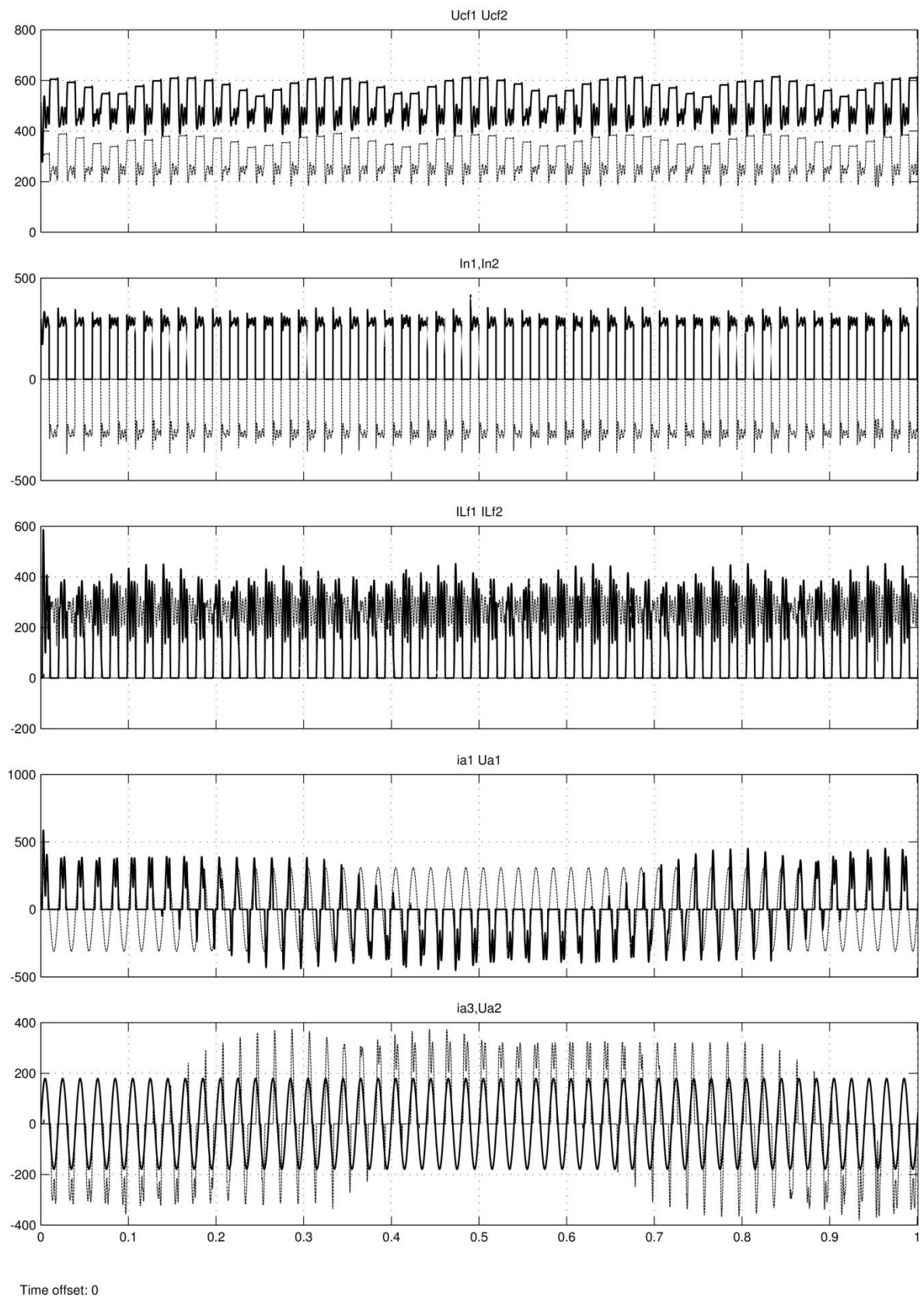


Рисунок 2.29- Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 51 Гц

Результаты расчетов на разных частотах приведены на рисунках 2.30-2.34

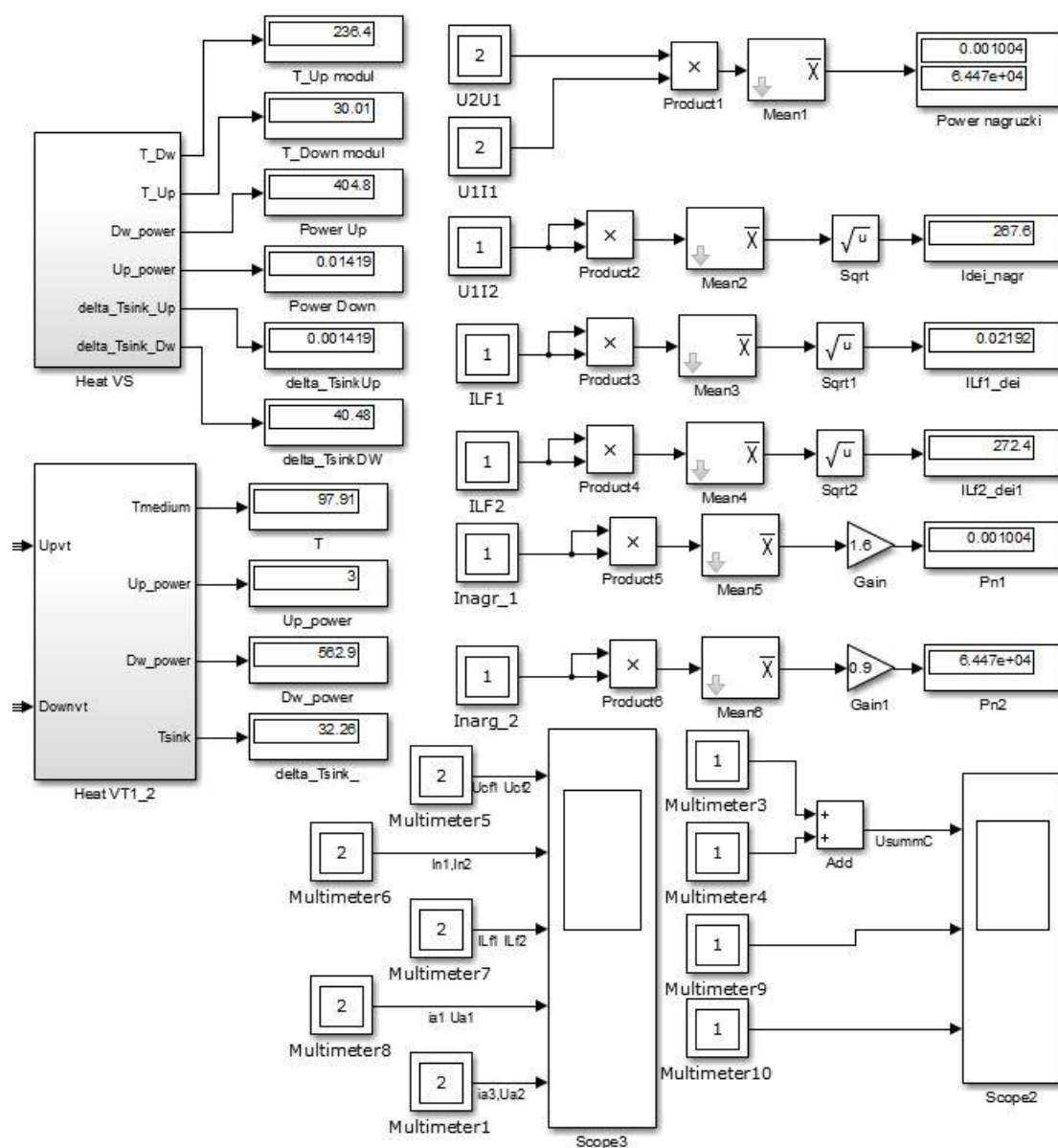


Рисунок 2.30 – Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 20 Гц

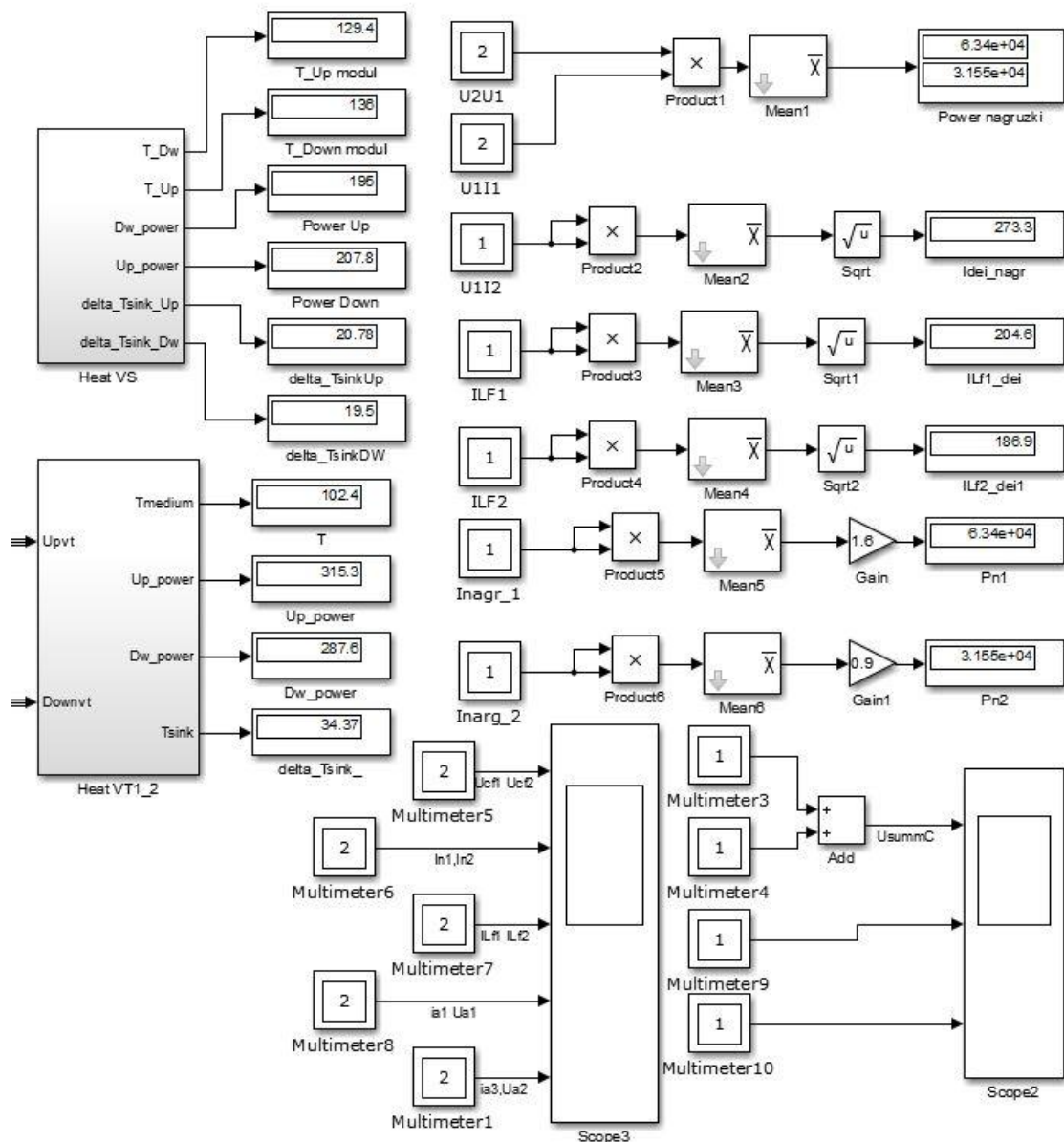


Рисунок 2.31 – Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц

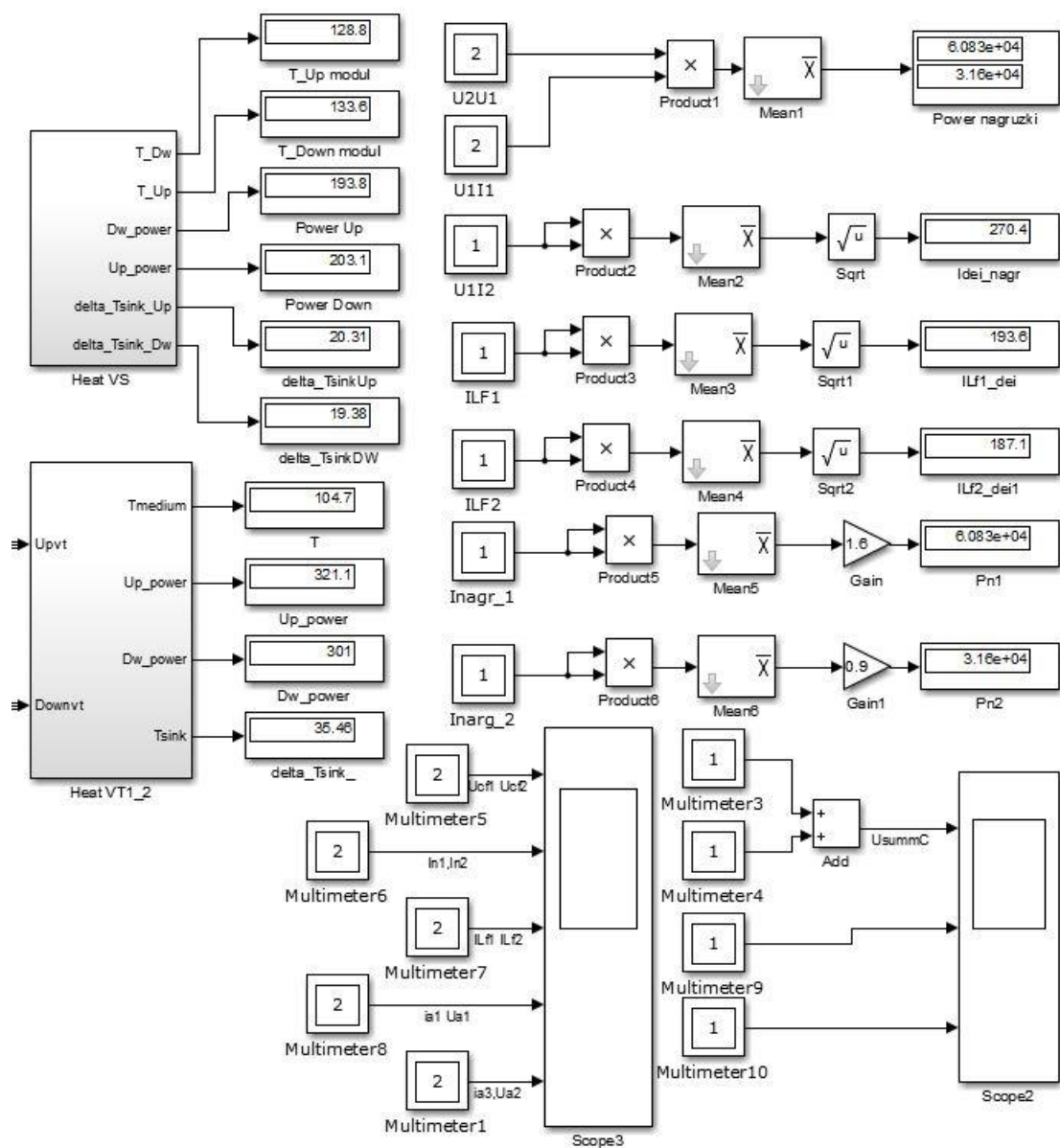


Рисунок 2.32 – Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 100 Гц

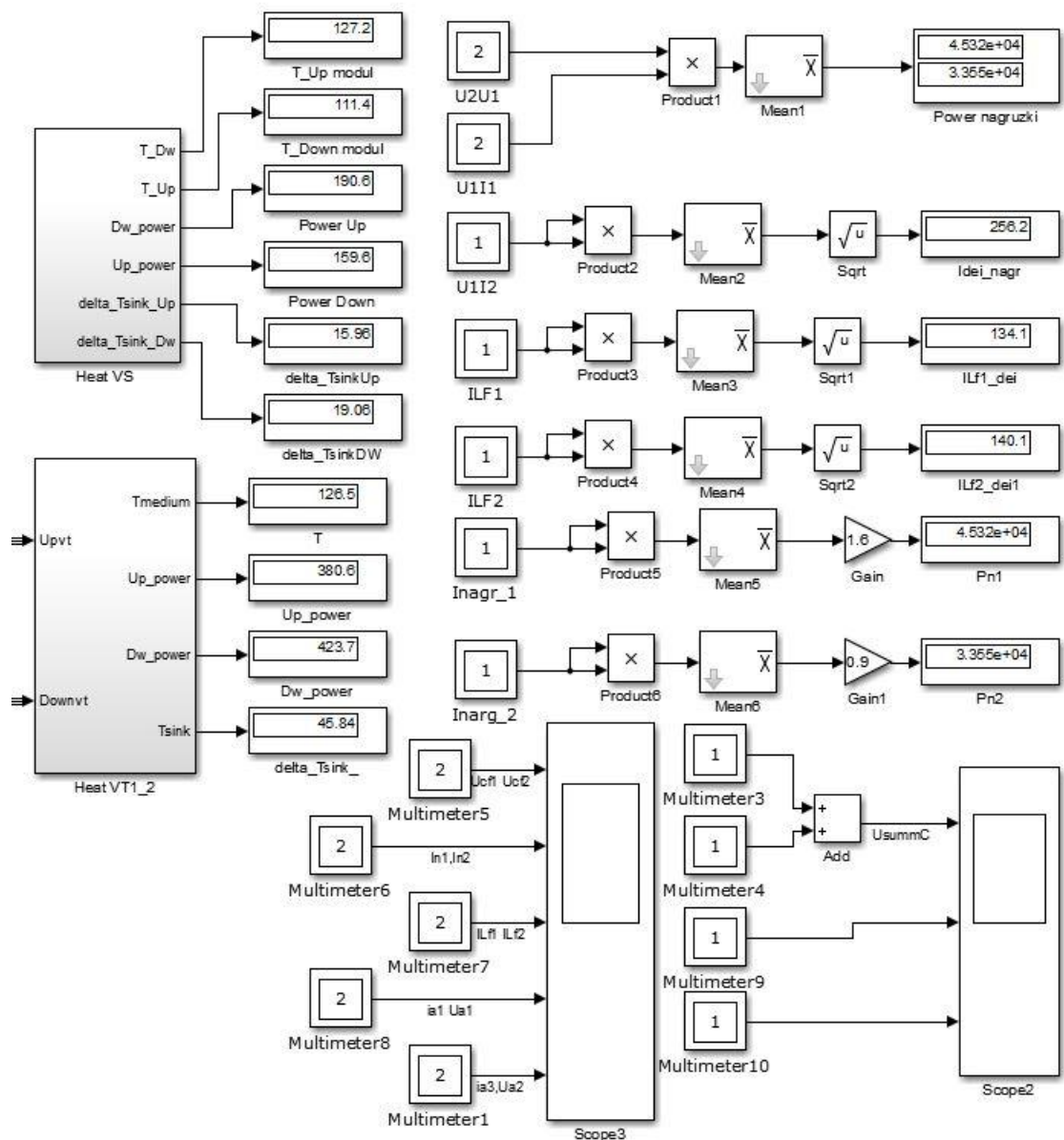


Рисунок 2.33 – Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 500 Гц

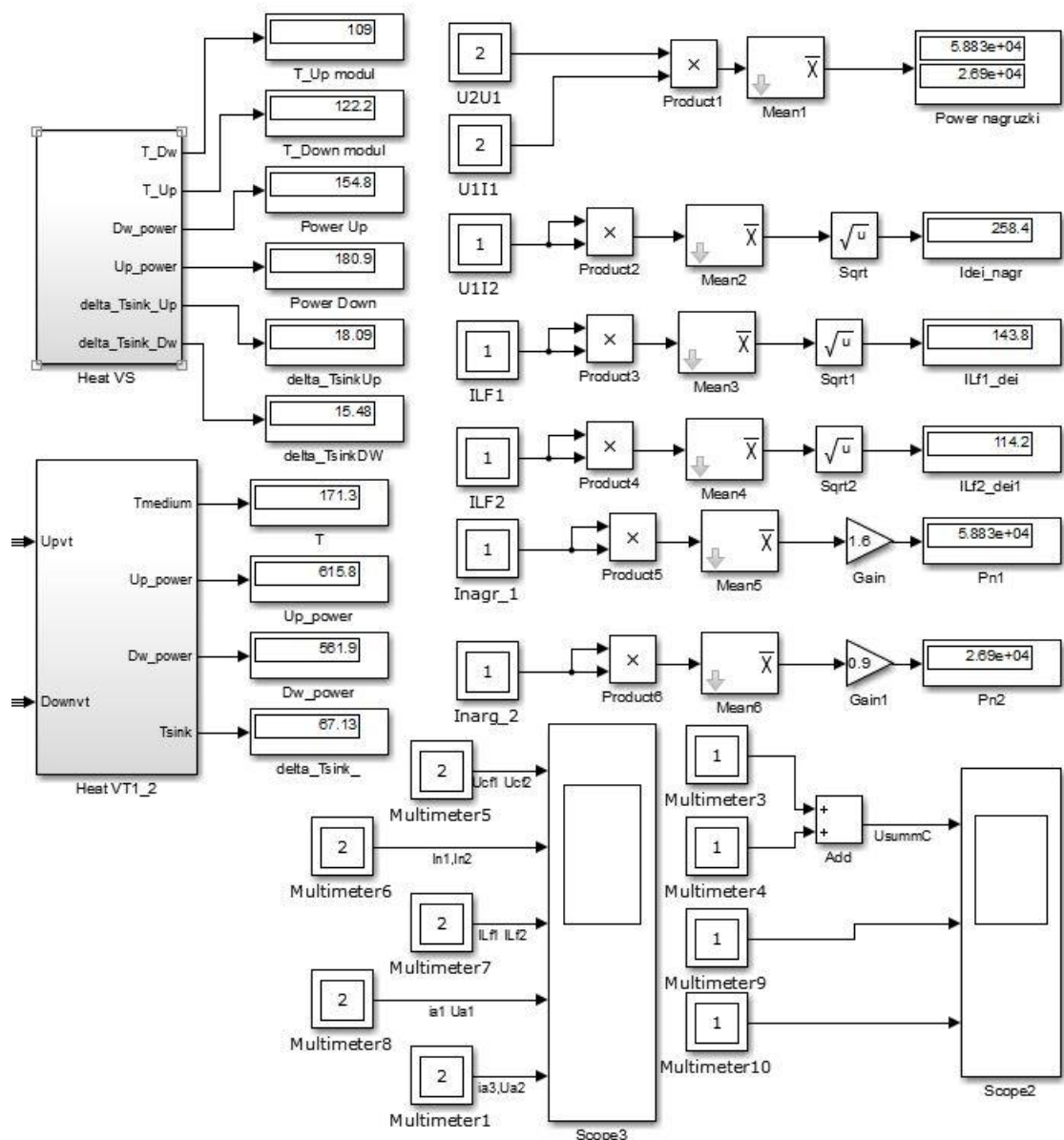


Рисунок 2.34 – Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 1000 Гц

Наблюдения по результатам расчетов и измерений:

1. Температуры всех полупроводниковых приборов находятся в критическом значении при работе источника на полную мощность 100 кВт и при температуре окр. ср. 30 град. **Поэтому в данной конфигурации источника необходимо уменьшить мощность источника на 30-40 %.**

2. Изменение частоты коммутации влияет на выделяемую мощность в нагрузке, которая находится в пределах 75-96 кВт. Причиной этому может служить изменение пульсаций в емкостях при различных режимах коммутации.

3. Результаты моделирования показали, что даже при постоянной активной нагрузке изменение лишь ее частоты коммутации, сильно влияет на мощность, на пульсации в емкостях, на форму потребления токов фаз, а также температуру приборов. В реальности же при изменении параметров нагрузки в ходе МДО, ситуация может усугубиться.

3. Проектирование системы управления

3.1. Разработка структуры системы управления

Разрабатываемая схема должна обладать следующими характеристиками:

- формировать двухполюсное напряжение с паузами после каждого импульса на МДО-нагрузке,
- напряжение анодного и катодного процесса регулируется соответственно: 0 – 500 В и 0 – 400 В,
- частота от 20 до 1000 Гц,
- мощность для анодного процесса 50 кВА,
- мощность для катодного процесса 20 кВА,
- длительность импульсов и их пауз, анодного и катодного напряжений, должны иметь возможность независимой регулировки.

Для обеспечения данных характеристик была разработана структурная схема системы управления (Рис. 3.1).

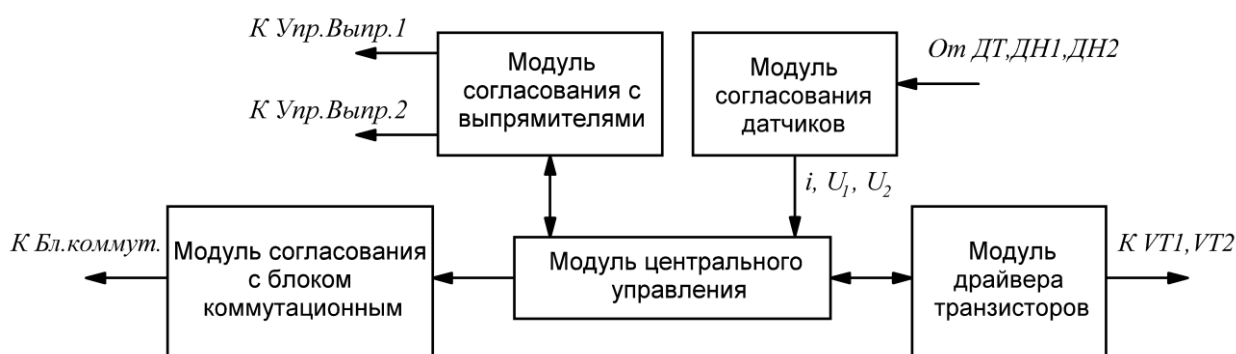


Рисунок 3.1 – Структурная схема системы управления

Система управления состоит из: модуля согласования датчиков, предназначенный для преобразования сигналов датчиков на необходимые

модулю центрального управления, модуля согласования управления выпрямителями, функция которого заключается в гальваническом разделении сигналов управления между выпрямителями и центральным модулем управления и передача ему, их статусных сигналов, модуля драйвера транзисторов, преобразующего статусные сигналы и сигналы управления до требуемого уровня, а так же обеспечивающего независимую защиту по сверхтоку, и модуля согласования с блоком коммутационным обеспечивающим гальваническое разделение сигналов управления с блоком коммутационным.

Основной модуль СУ – модуль центрального управления. Он обеспечивает управление транзисторами и принимает статусные сигналы через модуль драйвера, управляет напряжением на конденсаторах анодного и катодного процесса, путем переключения обмоток трансформатора через модуль согласования с блоком коммутационным, и задании угла управления через модуль управления выпрямителями по данным собранным с датчиков напряжения и тока, через модуль согласования датчиков.

3.2. Разработка модуля согласования датчиков

Модуль согласования датчиков функционально должен содержать преобразователи уровня для сигналов с датчика тока и датчиков напряжения, преобразование их в токовый сигнал, для уменьшения влияния помех.

3.2.1. Выбор схемотехнического решения

Датчики напряжения.

Так как датчики будут снимать напряжение на конденсаторах LC-фильтров выпрямителей, то напряжение, измеряемое ими, является однополярным с диапазоном до 1000 В.

Для этой задачи выбраны датчики напряжения LV25-p/sp5 [29] с номинальным напряжением 1500 В. На рисунке 3.2 приведен чертеж датчика из документации, а схема его подключения на рисунке 3.3.

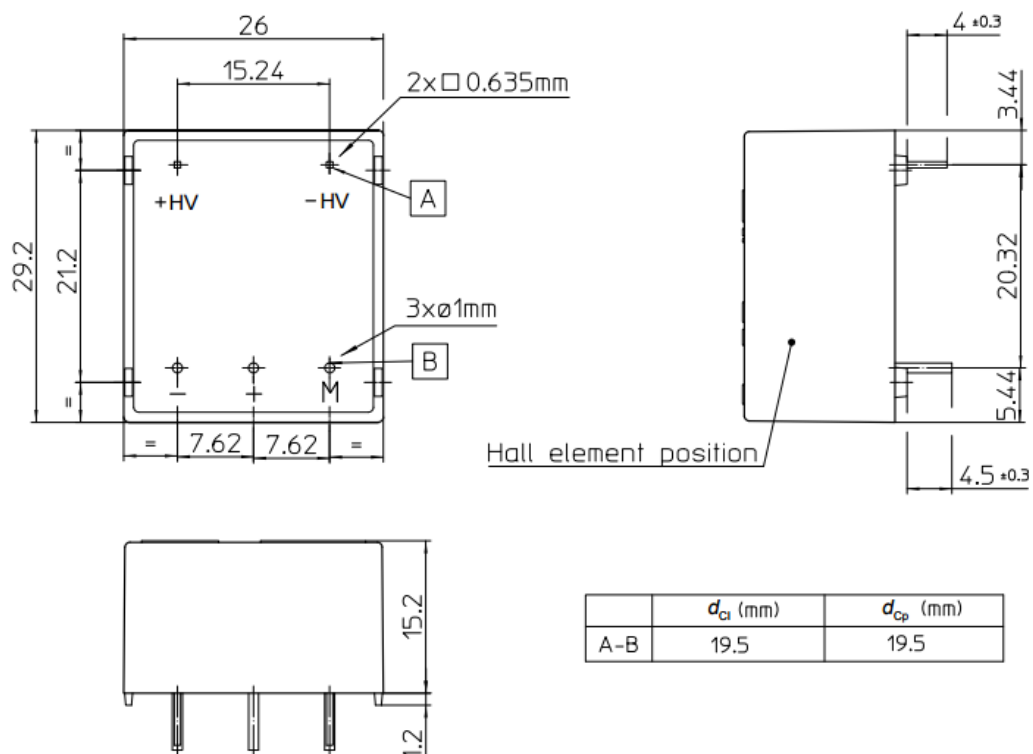


Рисунок 3.2 – Чертеж датчика напряжения LV 25-P/SP5 [29]

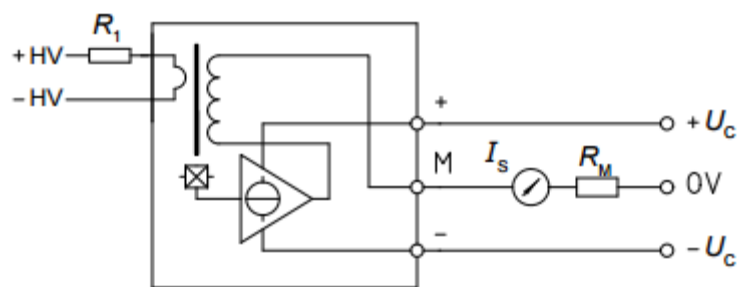


Рисунок 3.3 – Схема соединения датчика напряжения LV 25-P/SP5 [29]

Датчик компенсационный и основан на эффекте Холла, имеет изолирующий пластиковый негорючий корпус, UL 94-V0. Обладает высокой точностью, хорошей линейностью, низким температурным дрейфом, оптимальным временем задержки, широким частотным диапазоном, высокой помехозащищенностью и перегрузочной способностью, имеет конструктивное исполнение под впайку на печатную плату, что повышает компактность проектируемого с ними устройства, а также имеет токовый выход.

Основные необходимые параметры датчика для проектирования, приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Параметры датчика напряжения

Параметр	Значение	Ед. изм.
Номинал. вх. ток, эфф. знач., I_N	10	мА
Номинал. аналоговый вых. ток	25	мА
Коэфф. преобразования по току, k	2,5:1	-
Потребляемый ток	10+выходной ток	мА
Питаемое напряжение	+15	В
Погрешность при 25 град.	+0,8	%
Тепловой дрейф вых. тока	+0,6	мА
Раб. темп.	-40...+85	Град.

Преобразуемое напряжение подается на входные клеммы датчика через внешнее сопротивление $R1$, осуществляющее преобразование в ток измеряемого напряжения. Величина $R1$ выбирается исходя из номинального входного тока прибора. Далее входной ток преобразуется в соответствии с коэффициентом преобразования k в выходной. Сигнал на выходе датчиков является однополярным, и не требуется его смещение по уровню, а требуется только масштабирование. Для этого необходимо определиться с входным током датчика, который будет соответствовать максимально измеряемому напряжению. К примеру зададимся максимальным напряжением в 1000 В, которому будет соответствовать номинальное значение тока $I_N = 10$ мА, тогда резистор $R1$ будет равен:

$$R1 = \frac{U_m}{I_n} = \frac{1000}{0,01} = 0,1 \text{ МОм.} \quad (6)$$

Рассчитаем максимальную мощность входного резистора при $U_m = 1000$ В:

$$P = \frac{U_m^2}{R1} = \frac{1000^2}{100000} = 10 \text{ Вт.} \quad (7)$$

Для снижения перегрева и влияния температуры на коэффициент преобразования напряжения в ток, можно составить это сопротивление из двух резисторов по 47 кОм и выбрать мощность каждого по 5 Вт.

Ток на выходе датчика при $I_N = 10$ мА, будет $I = I_N \cdot k = 10 \cdot 2,5 = 25$ мА. Сигнал передаваемый с датчика на контроллер, должен быть в пределах 5 В, так как это максимально возможное напряжение АЦП контроллера. В этом случае на плате контроллера должен быть предусмотрен резистор с сопротивлением и мощностью:

$$R_M = \frac{U}{I_N} = \frac{5}{0,025} = 200 \text{ Ом}, \quad (8)$$

$$P = UI_N = 5 \cdot 0,025 = 125 \text{ мВт}. \quad (9)$$

Для снижения перегрева и влияния температуры на коэффициент преобразования, следует выбрать мощность 250 мВт.

Датчик тока.

Опираясь на характеристики используемого IGBT-модуля CM300DY-34A фирмы Mitsubishi Electric [26], который допускает импульсный ток в рабочем режиме не более 300 А, выбран датчик тока компании YHDC модель HA2020 страна производитель Китай [30] с номинальным входным током 300 А, а выходным 150 мА. На рисунке 3.4 приведен чертеж датчика, а схема его подключения на рисунке 3.5.

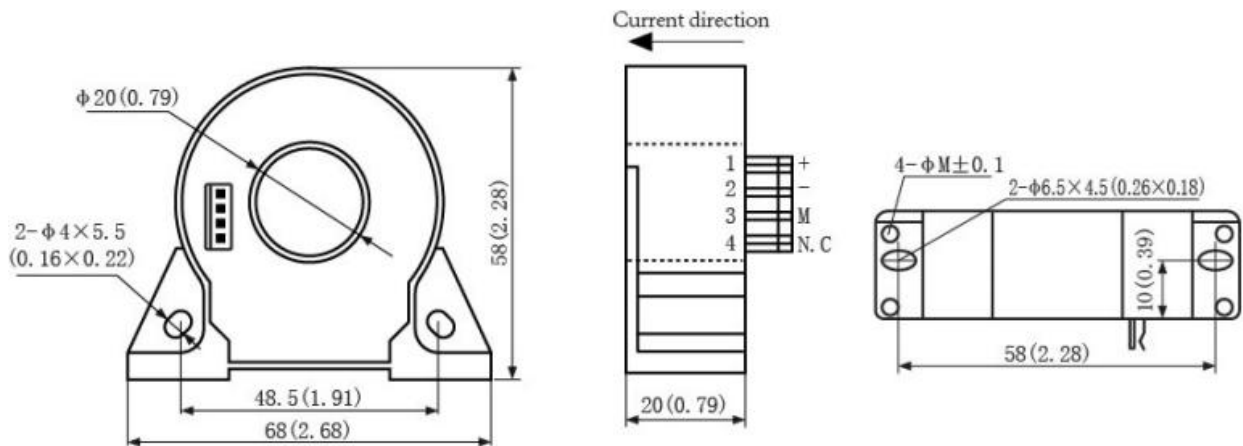


Рисунок 3.4 – Чертеж датчика тока HA2020 [30]

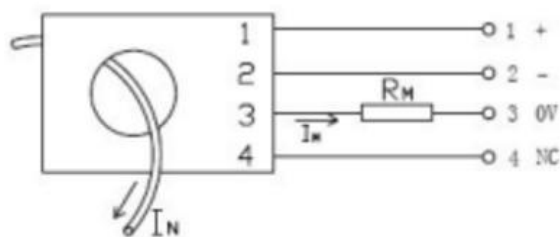


Рисунок 3.5 – Схема соединения датчика тока HA2020

Датчик основан на эффекте Холла. Основные необходимые параметры датчика для проектирования, приведены в таблице 3.2.

Таблица 3.2 – Параметры датчика HA2020

Параметр	Значение	Ед. изм.
Номинал. вх. ток, эфф. знач., I_{PN}	300	А
Номинал. аналоговый вых. ток	150	мА
Коэфф. преобразования по току, k	1:2000	-
Потребляемый ток	17+выходной ток	мА
Питаемое напряжение+/-5%	+/-15	В
Смещение нуля при $T_A=25$ град.	$\leq \pm 0,15$	мА
Раб. темп.	-25...+70	град.

По технологии ток МДО-нагрузки является двуполярным, и сразу с выхода датчика не может быть применен без преобразования для АЦП микроконтроллера системы управления. Эту задачу можно решить предварительным нормированием и смещением по уровню на середину питания 2,5 В контроллера. Нормирование можно осуществить подбором номинала выходного резистора датчика R_M . Диапазон выбора R_M при номинальном входном токе ограничен напряжением питания 15 В, часть которого, падает на внутренних каскадах датчика. Поэтому можно задаться, что 300 А номинального входного тока, будет соответствовать 10 В на R_M . Соответствующий номинал резистора можно рассчитать по формуле:

$$R_M = \frac{U_{RM}}{I_{PN} \cdot k} = \frac{10}{300 \cdot \frac{1}{2000}} = 66,67 \text{ Ом.} \quad (10)$$

При таком резисторе коэффициент преобразования тока в напряжение будет 30 А - 1 В. Для большей функциональности при проектировании печатной платы можно предусмотреть последовательное подключение переключателем еще одного такого же резистора. При этом коэффициент преобразования составит 15 А - 1 В.

Максимальный ток в цепи МДО-нагрузки ограничен для IGBT-модуля импульсным током в рабочем режиме не более 300 А, соответственно ток на выходе датчика составит $I = I_N \cdot k = 300/2000 = 0,15 \text{ А}$.

Из стандартного ряда E24 выбираем резистор номиналом 62 Ом.

Мощность, выделяемая в резисторе R_M :

$$P = I^2 R_M = 0,15^2 \cdot 66,67 = 1,5 \text{ Вт.} \quad (11)$$

Для снижения перегрева и влияния температуры на коэффициент преобразования, выбирается мощность каждого резистора 2 Вт.

Так как резисторы имеют разброс параметров, для более точного измерения тока следует узнать их реальное сопротивление и пересчитать коэффициент преобразования. Реальное сопротивление пары резисторов, измеренное RLC-метром, составило по 62,51 Ом. Тогда при максимальном измеряемом токе в 300 А напряжение на резисторе составит:

$$U_{RM} = R_M I_{PN} k = 62,51 \cdot 300 \cdot \frac{1}{2000} = 9,3765 \text{ В.} \quad (12)$$

При таких значениях коэффициент преобразования в резисторе, будет 31,99488 А - 1 В, а при последовательно включенных двух резисторах 15,99744 А - 1 В.

На рисунке 3.6 приведена принципиальная схема модуля согласования датчиков.

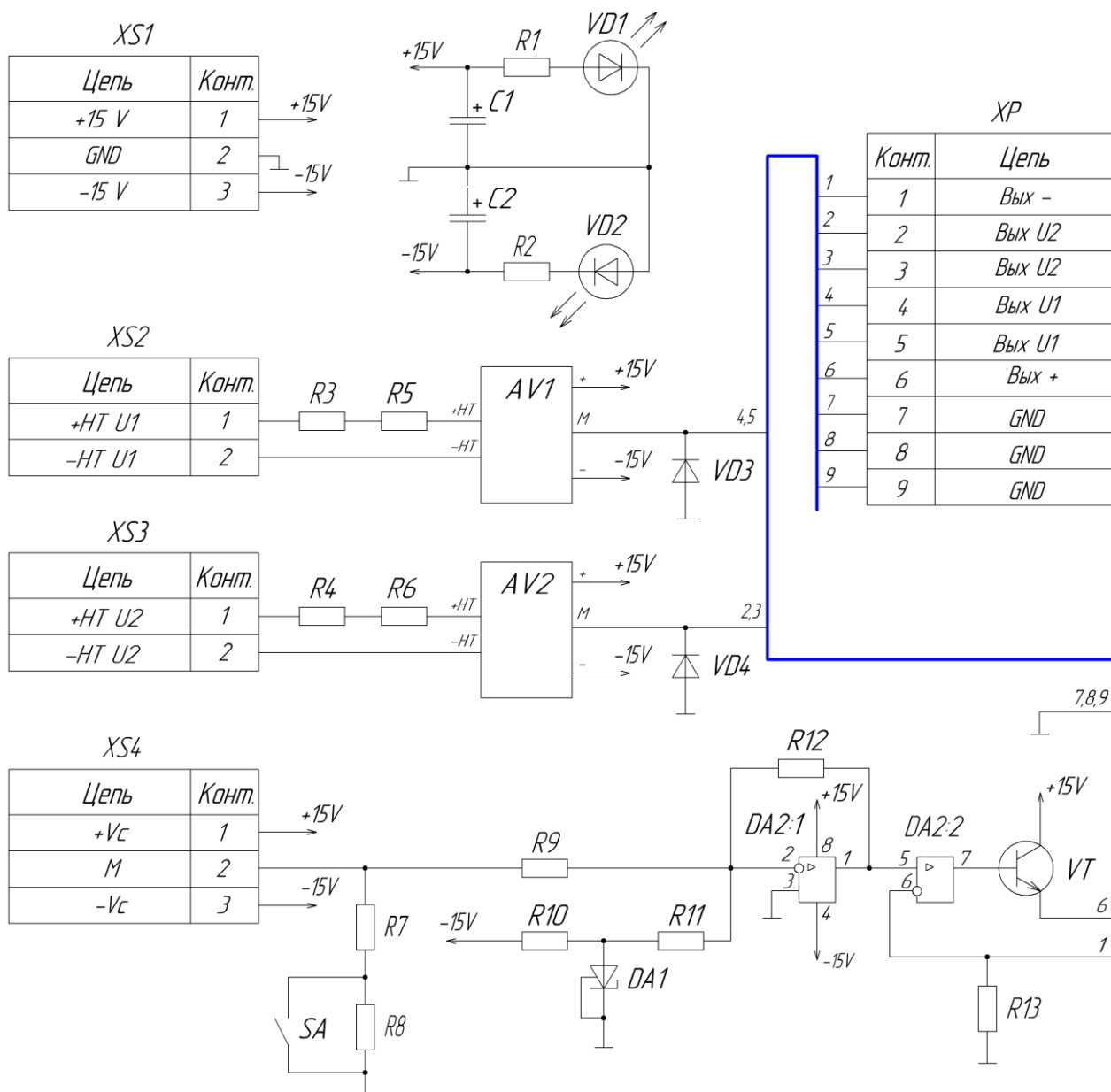


Рисунок 3.6 – Схема принципиальная модуля согласования датчиков

Питание ± 15 В подается на схему (рис. 3.6), через разъем XS1 и фильтруется конденсаторами C1,2. Светодиоды VD1,2 типа BL-L314URC, имеющими пороговое напряжение $U=1,6$ В и максимальный ток $I = 0,025$ А, осуществляют индикацию присутствия питания на схеме, а резисторы R1,2

ограничивают ток через них. Подбор резисторов в $R1 = R2 = 1000 \text{ Ом}$ ограничивают ток на 13,4 мА.

К разъемам XS2,3, извне подводится измеряемое датчиками AV1, AV2 напряжение. На входе датчиков напряжения AV1, AV2 размещены входные сопротивления $R3 - R6$ преобразующие измеряемое напряжение в ток. К разъему XS4 подводятся контакты датчика тока, измерительный вывод которого на схеме соединен с двумя последовательными одинаковыми сопротивлениями $R7 = R8 = 62 \text{ Ом}$. Для регулировки в 2 раза коэффициента ток – напряжение датчика тока, параллельно резистору $R8$ предусмотрен ключ SA.

На двух операционных усилителях DA2.1 и DA2.2 типа 2068D выполненных на одной микросхеме, собраны две функциональные схемы: суммирующий усилитель с инверсией на 2 канала с различными масштабирующими коэффициентами на DA2.1 и схема преобразования напряжения в ток на DA2.2. В цепи усилителя преобразования данных с датчика тока содержится резистор $R9$. В обратной связи усилителя находится резистор $R12$, номиналы выбраны так, чтобы коэффициент усиления был $R12/R9 = 6,8\text{кОм}/27\text{кОм} = 0,25$, и осуществлял преобразование сигнала в 0,25 от максимального 10 В соответствующего 300 А измеряемого тока или с коэффициентом масштабирования 120А - 1В.

В цепи суммирования содержится схема опорного напряжения 2,5 В, выполненная на DA1 TL431. Она соединяется с источником питания -15 В через резистор $R10$, ограничивающий ток смещения 12,5 мА, который допустим для микросхемы по паспорту [31]. Мощность резистора $R10$:

$$P = I^2 R10 = 0,0125^2 \cdot 1000 = 0,16 \text{ Вт.} \quad (13)$$

Выбран МЛТ - 0,25 - 1 кОм.

Значение коэффициента преобразования определяется соотношением сопротивлений R_{12}/R_{11} . Для упрощения коэффициент задан 1. При этом напряжение U на выходе усилителя с учетом коэффициентов для каждого канала с напряжениями U_1 и U_2 составит:

$$U = -0,25U_1 - U_2 = -0,25U_1 + 2,5. \quad (14)$$

Схема однополярного преобразователя напряжение – ток построена на элементах DA2.2, VT и R13.

В этом преобразователе ток задается резистором R13. При выборе $R_{13} = 100 \text{ Ом}$, ток составит:

$$i = \frac{-0,25U_1 - U_2}{R_{13}} = \frac{-0,25U_1 + 2,5}{100}. \quad (15)$$

Тогда при максимальных значениях $U_1 = \pm 10\text{В}$, значение тока изменяется в диапазоне от 0 до 50 мА. Однако максимальный ток микросхемы DA2 составляет всего 0,005 А, и для его усиления на выходе, предусмотрен транзистор VT.

Максимальная мощность резистора R13 составляет:

$$P = I^2 R_{13} = 0,05^2 \cdot 100 = 0,25 \text{ Вт}. \quad (16)$$

Выбран МЛТ - 0,5 - 100 Ом.

Остальные резисторы, для которых расчет мощности не произведен, выбраны МЛТ - 0,25 или МЛТ - 0,125.

В таблице 3.3 приведен полный перечень всех используемых электронных компонентов.

Таблица 3.3 – Перечень электронных компонентов

Обозначение на схеме	Элемент	Количество, шт
XS1, XS4	PCB terminal block - MKKDS 1,5/ 3-5,08 - 1725041	2
XS2,3	Разъем банан 1-656	4
XP	DRB-9MA	1
C1, C2	K50-35 100мкФ 63В	2
R1, R2, R10	МЛТ – 0,25 - 1 кОм	3
R3 - R6	SQP-5W-47KJ	4
R7, R8	C1-4-2 Вт, 62 Ом, +5%	2
VD1, VD2	BL-L314URC	2
VD3, VD4	IN4148	2
R9	МЛТ – 0,25 - 27 кОм	1
R11	6,8 кОм 10% 3296W	1
AV1, AV2	LV 25-P/SP5	2
R12	МЛТ – 0,25 - 6,8 кОм	1
R13	МЛТ - 0,5 - 100 Ом	1
DA1	TL431	1
DA2	2068D	1
VT	KT646A	1
SA	MJ-O-6 (DS1027-2 A), 826629-4 Гребенка 4 контакта AMPMODU	1

3.2.2. Проектирование печатной платы

В качестве основы для платы служит омедненный с одной стороны стеклотекстолит 1,5 мм. При проектировании печатной платы применялась программа DipTrace 3.3.

На рисунке 3.7, приведено общее изображение печатной платы из программы DipTrace 3.3.

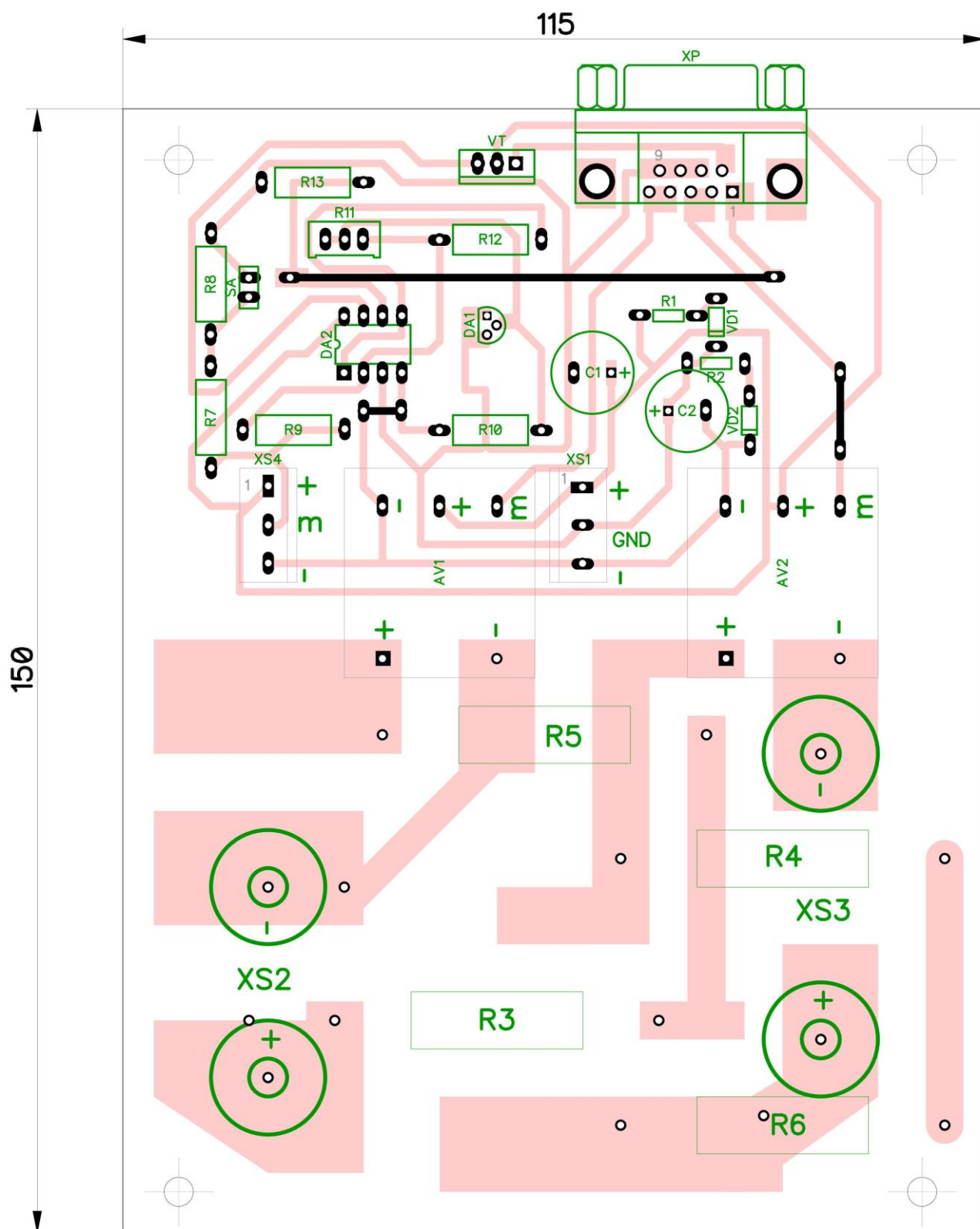


Рисунок 3.7 – Плата согласования датчиков со стороны компонентов (вид проводящих дорожек показан сквозь плату)

На рисунках 3.22, 3.23 приведены фото изготовленного печатного узла в сборе.

Для полной уверенности, что после изготовления плата работает корректно, необходимо провести ее проверку-тест.

Перед тестированием, следует предварительно проверить правильность сборки платы, например, визуально и/или используя мультиметр, для предварительного обнаружения брака, до подключения к источнику питания, во избежание негативных последствий.

3.2.3. Тестирование модуля согласования датчиков

Проверка схемы датчика тока

Тестирование можно провести с имитацией работы датчика генератором сигналов, так как это не требует обеспечения протекания высокого тока в цепи измерения датчика, что упрощает работу.

К разъему XS1 подключается двухполюсное постоянное напряжение ± 15 В. Свечение светодиодов VD1 и VD2, свидетельствует о присутствии питания на схеме.

Проверяется опорное напряжение на DA1 (TL431), которое составило при замерах 2,49 В.

Регулированием сопротивления резистора R11 добивается появление на DA2.1 (1 вывод) постоянного напряжения 2,5 В.

Далее с генератора подается синусоидальный сигнал, амплитуда которого составляет $U_m = 2$ В, на вывод М датчика, относительно общей шины (конт. 2 разъема XS4), который имитирует измерения датчика, и параллельно подключается осциллограф, для его контроля. Осциллограмма входного сигнала показана на рисунке 3.8.

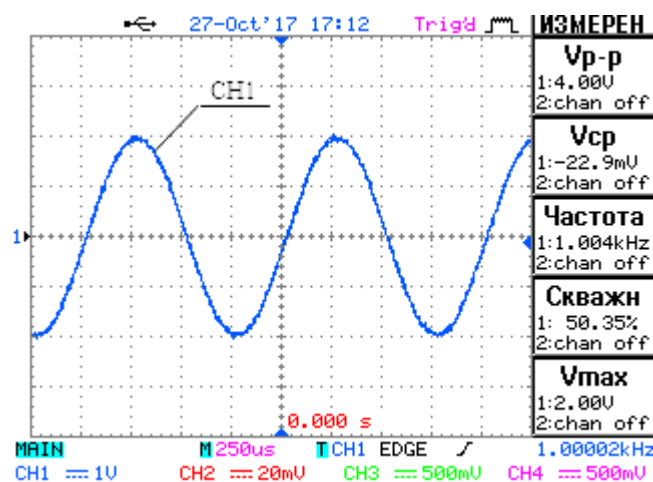


Рисунок 3.8 – Осциллограмма имитирующего сигнала

После контроля сигнала с генератора, фиксируется сигнал на резисторе R13 - шунта выходного тока (рис. 3.9). Расчетный коэффициент деления здесь составляет $R12/R9 = 6,8 \text{ кОм}/27 \text{ кОм} = 0,25$, и на выходе наблюдается смещенный синусоидальный сигнал на 2,5 В, то есть, равным половине питания будущего контроллера. По тестированию это напряжение составило 2,5 В, при этом рассчитанная амплитуда сигнала $U = 0,25 \text{ В}$ по измерениям составила 0,27 В.

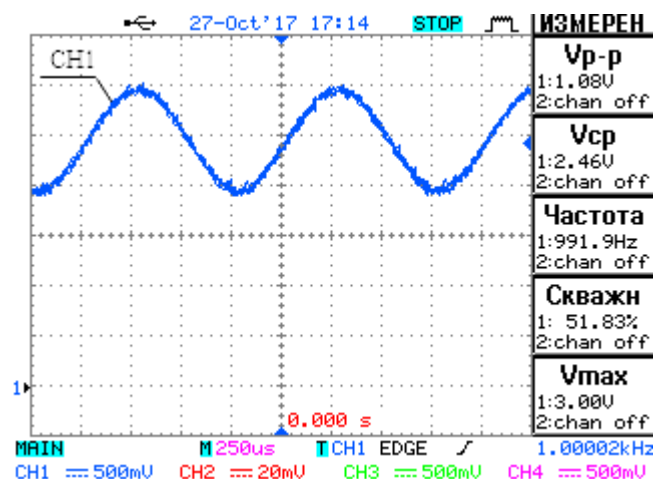


Рисунок 3.9 – Сигнал на R13 (5-й вывод DA2.2)

Далее дополнительно подсоединяется резистор номиналом 100 Ом на клеммы 6 и 1 разъема ХР (Вых+ и Вых-) и к нему, согласно полярности подключается осциллограф (рис 3.10).

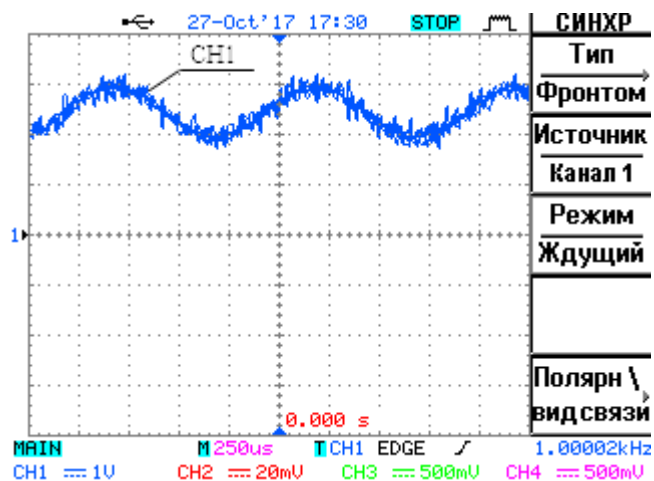


Рисунок 3.10 – Осциллограмма на дополнительном резисторе

По рисунку 3.10 видно, что сигнал формой совпадает с рисунком 3.9 согласно коэффициенту, но также наблюдается наложение помех на сигнал, предположительно из-за проведения измерений не по отношению к общей точке схемы.

Если поменять местами щупы осциллографа на резисторе 100 Ом, то помехи уменьшатся (Рис. 3.11).

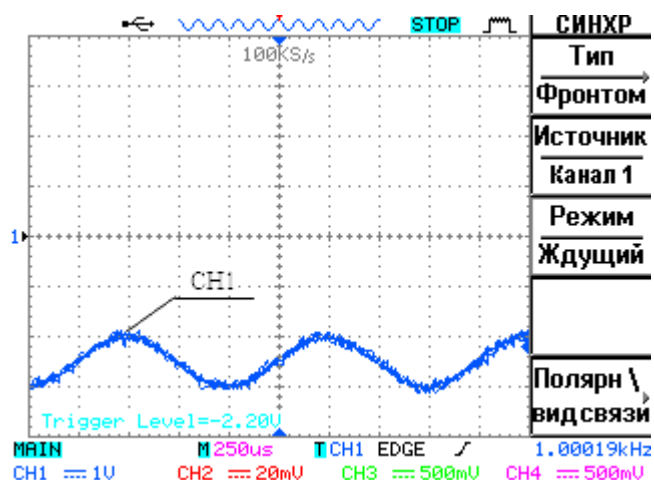


Рисунок 3.11 – Сигнал обратной полярностью, на резисторе 100 Ом

Наличие помех следует учитывать при разработке центрального модуля управления. Для его устранения, например можно использовать дифференциально включенный операционный усилитель. Для этого выход подключается по вычитающей схеме к операционному усилителю с коэффициентом преобразования равным 1. Для наблюдения фазовой задержки сигнала датчика осциллограф подключается к выходному сигналу с R13, и выходу генератора, имитирующего сигнал. При этом амплитуда выходного сигнала генератора увеличивается до 10В (рис. 3.12).

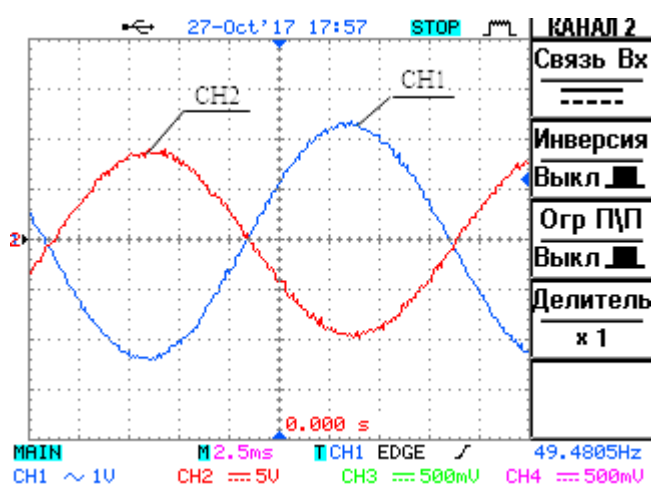


Рисунок 3.12 – канал CH1 – сигнал AC с R13, канал CH2 – сигнал DC с генератора

Из осциллограмм рисунка 3.12 видно, что сигналы противофазны и задержка практически отсутствует. Для более точного ее определения можно использовать прямоугольный сигнал. Для этого вместо синусоидального подается двуполярный прямоугольный сигнал (рис. 3.13), и производится развертка сигнала по фронту (рис. 3.14) и по обратному фронту (рис. 3.15).

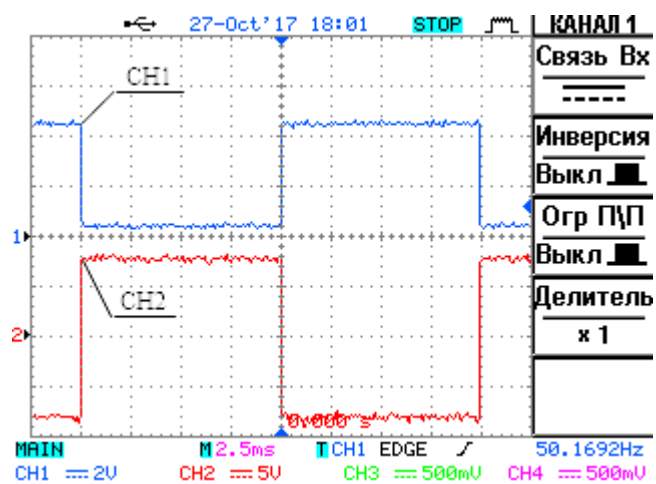


Рисунок 3.13 – канал CH1 – сигнал на R13, канал CH2 – входной сигнал с генератора

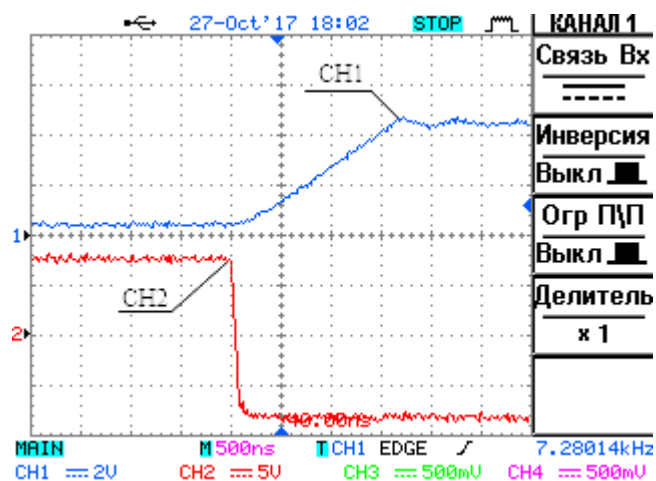


Рисунок 3.14 – Развертка сигналов по одному фронту

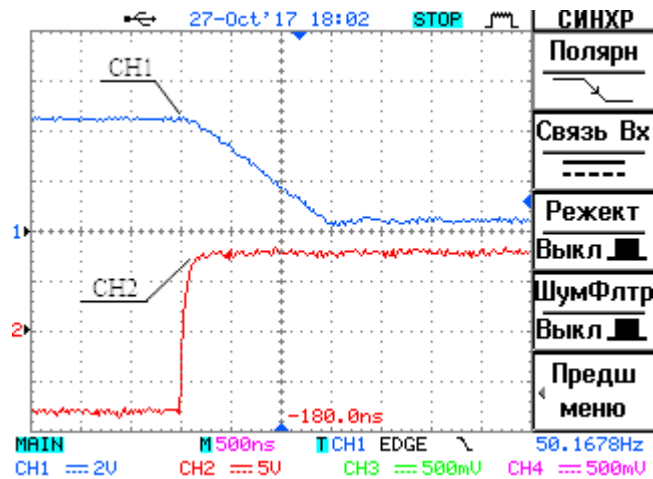


Рисунок 3.15 – Развертка по другому фронту

По осциллограммам рисунков 3.14, 3.15, задержки равны приблизительно 0,7 мкс, что намного меньше задержки самого датчика. Таким образом, можно сделать вывод, о том, что цепь преобразования пригодна к использованию.

После длительной работы схемы во время тестирования, для проверки можно провести замер температурного дрейфа регулируемого стабилизатора на TL431. По измерениям напряжение стабилизации было 2,48 В, что показывает, что дрейф отсутствует.

Проверка схемы датчиков напряжения

Проверка работоспособности датчиков напряжения производится подачей на входы XS2,3 постоянного напряжения, например 100 В. Дополнительно устанавливаются выходные сопротивления датчиков, например 910 Ом. Тогда при таких параметрах и установленных номиналов компонентов, на резисторе 910 Ом будет падать напряжение:

$$U = \frac{100 \text{ В} \cdot 10 \text{ мА}}{1000 \text{ В}} \cdot 2,5 \cdot 910 \text{ Ом} = 2,275 \text{ В}. \quad (17)$$

Осциллограмма сигнала датчика напряжения представлена на рисунке 3.16.

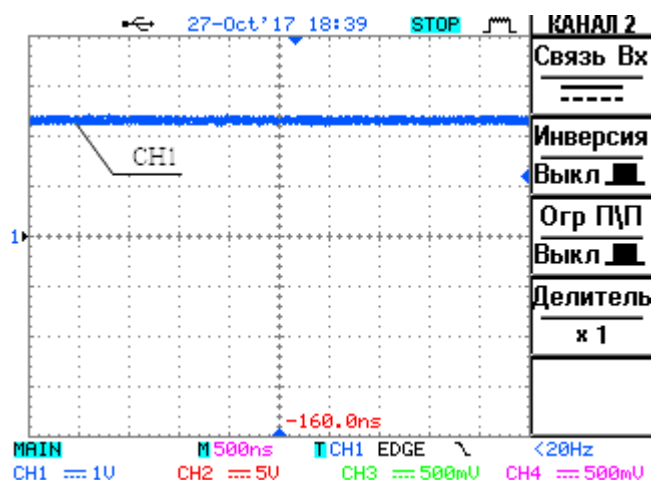


Рисунок 3.16 – Осциллограмма сигнала датчика напряжения

Согласно показаниям осциллограммы (Рис. 3.16), напряжение на выходе датчика совпадает с рассчитанными соотношениями, что подтверждает, их корректность. Возможность замера задержки датчиков напряжения была затруднительна из-за отсутствия переменного генератора с высоким напряжением сигнала.

Вывод:

Тестирование платы модуля согласования датчиков выявило недостатки по каналу датчика тока, имеющего шум в сигнале, которые могут быть решены использованием на плате центрального модуля управления операционного усилителя. Также проведена проверка корректной работы каналов датчиков напряжения в статическом режиме.

3.3. Разработка модуля согласования с выпрямителями

Модуль согласования с выпрямителями функционально должен содержать гальваническое разделение цепей выпрямителей и системы управления.

На рисунке 3.17 изображена структурная схема выпрямителя серии МО30.

Входные выводы управления выпрямителя, используемые в разрабатываемом модуле согласования, имеют следующие функции:

+Упр, Упр. общ – выводы цепи управления (регулировки угла проводимости тиристоров);

+5В, Общ. – выводы цепи питания схемы управления;

СТк – вывод коллектора транзистора-формирователя статусного сигнала;

СТэ – вывод эмиттера транзистора-формирователя статусного сигнала.

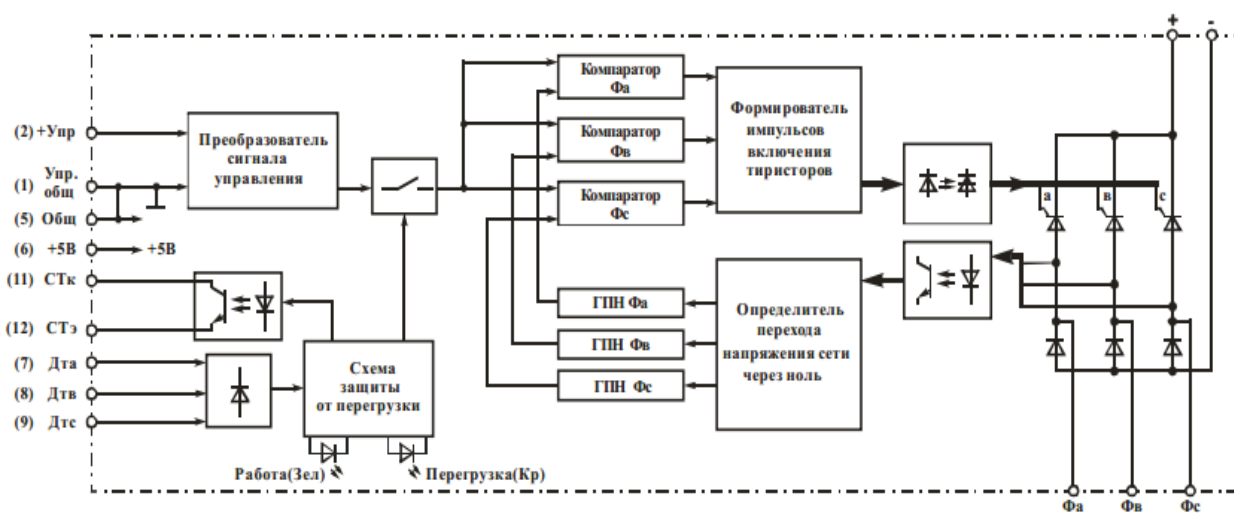


Рисунок 3.17 – Структурная схема МО30 [24]

Для выпрямителя заказного типа МО-30-Б-1-160-12 – максимальная амплитуда сигнала управления соответствует максимальному ср.кв.

значению напряжения на нагрузке, а потенциальное управление лежит в диапазоне 0...5В.

Задача разработки модуля согласования с выпрямителями - передача аналогового сигнала управления 0...5В, который регулирует угол открытия тиристоров выпрямителя, гальванически развязанными цепями от центрального модуля управления и передача статусных сигналов.

Для управления выпрямителями можно воспользоваться цифровой ШИМ передачей сигнала с его демодуляцией, что увеличит помехозащищенность сигнала. Модулятором сигнала управления является микроконтроллер платы центрального модуля управления. Гальваническая развязка сигнала осуществлена скоростной оптопарой с усилителем на транзистор. Демодулятором сигнала управления, является низкочастотный выходной фильтр.

3.3.1. Схемотехническое решение

Принципиальная схема модуля согласования с выпрямителями показана на рисунке 3.18. Она состоит из двух одинаковых каналов передачи управляющего сигнала для выпрямителей. Каналы содержат: ограничивающие резисторы R1,2, обратные диоды VD1,2 для ограничения обратных напряжений на светодиодах оптопар DA1,2, оптопары DA1,2, резисторы открытых коллекторов оптопар R3,4, цифровые каскады с общим истоком с резисторами затворов R5,6, нагрузок R7,8, транзисторов VT1,2, и выходные фильтры низких частот на R9,10-C1,2. Таким образом, на DA1,2 собраны каналы гальванической развязки, сигналов управления, с которых они усиливаются каскадами на VT1,2 и поступают на демодуляторы ШИМ R9,10-C1,2.

Модулятором сигналов управления, является микроконтроллер модуля центрального управления, к которому подключается каждый из каналов через разъем XP1. Микроконтроллер, генерирует ШИМ сигнал с частотой 50

кГц и регулируемой скважностью, соответствующей наличию на выходе требуемого напряжения управления выпрямителями. Далее, каждый из каналов гальванически развязывается, усиливается, демодулируется и поступает на входные выводы управления выпрямителей.

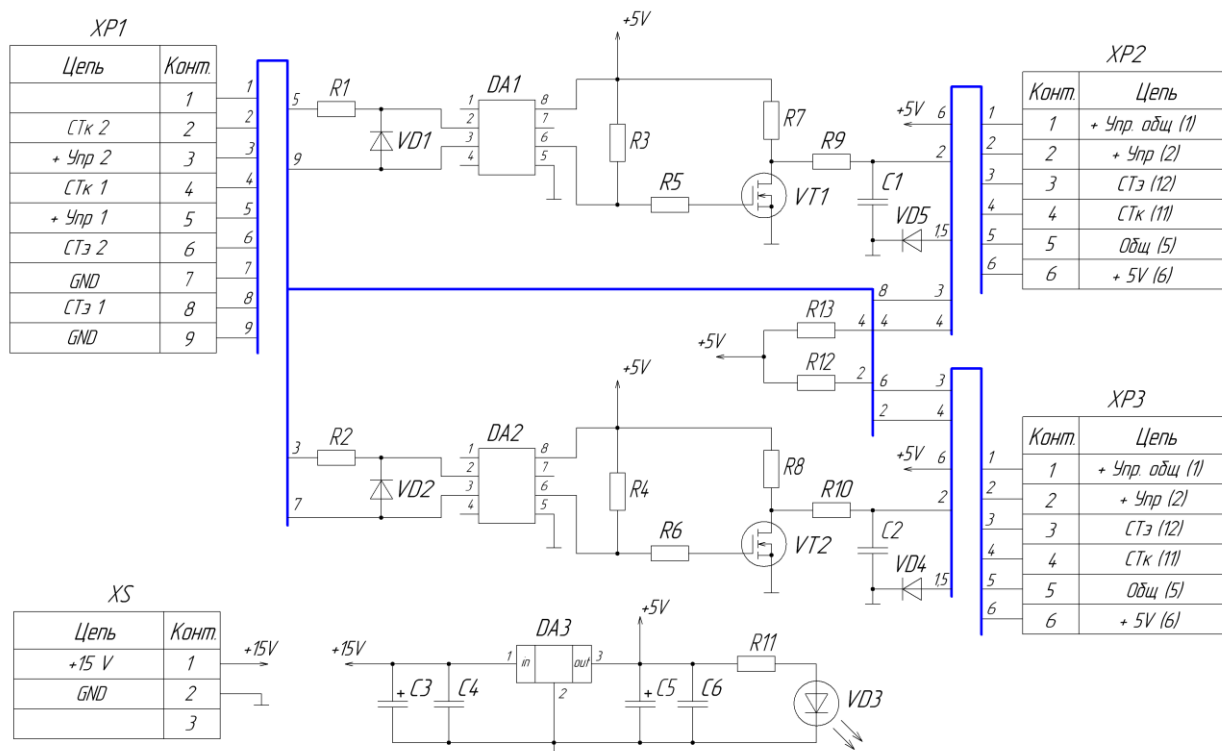


Рисунок 3.18 – Принципиальная схема модуля согласования управления выпрямителем

Главными элементами схемы, от которых зависит качество передачи сигналов управления, являются оптопары DA1,2. Оптопара с подходящими скоростными характеристиками - микросхема 6N136.

Ограничительные сопротивления светодиодов оптопар 6N136 рассчитываются по номинальному выходному напряжению микроконтроллера 5 В, току светодиода $i_{VD} = 0,018$ А и падению напряжения при таком токе $U_{VD} = 1,8$ В:

$$R1 = R2 = \frac{E - U_{VD}}{i_{VD}} = \frac{5 - 1,8}{0,018} = 178 \text{ Ом.} \quad (18)$$

Мощность этих резисторов составляет:

$$P = i_{VD} (E - U_{VD}) = 0,018 (5 - 1,8) = 0,0576 \text{ Вт.} \quad (19)$$

Выбираем резисторы с запасом по мощности МЛТ-0,25-200 Ом.

Сигналы с выхода оптопар DA1,2 усиливаются с помощью каскадов на полевых транзисторах VT1,2. Для исключения инвертирования сигнала управления с входов микросхем опторазвязки до выходов усиливающих каскадов на полевых транзисторах, выходные каскады собраны по схеме с общим истоком и общим эмиттером.

В качестве полевых транзисторов VT1,2 выбран тип BS170. Средний ток, в цепи затвора оценивается по вольт-кулонной характеристике (рис. 3.19) заряда Q_g от управляющего напряжения V_{GS} .

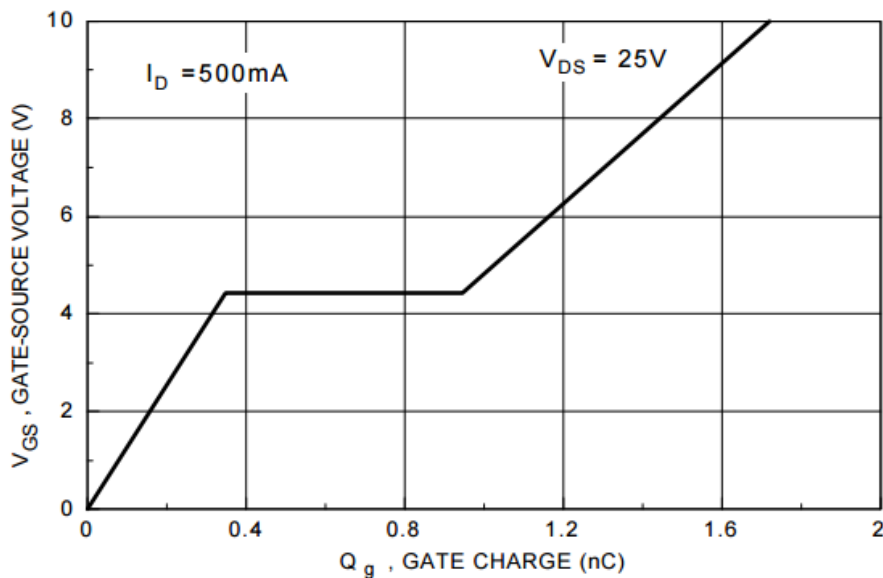


Рисунок 3.19 – Вольт-кулонная характеристика BS170 [32]

При $V_{GS} = 5 \text{ В}$ заряд затвора примерно $Q_g = 1 \text{ нКл}$, то есть за период $T = 1/50 \text{ кГц} = 20 \text{ мкс}$, средний ток в цепи управления транзистора будет:

$$I_G = \frac{Q_g}{T} = \frac{1 \cdot 10^{-9}}{20 \cdot 10^{-6}} = 50 \text{ мкА}. \quad (20)$$

Выбор резисторов $R_{3,4}$ цепей коллекторов транзисторов оптопар определяется так, чтобы транзисторы находились в насыщении, и много большим, чем I_G , чтобы не было влияния на потенциал коллектора при коммутациях. С помощью выходных характеристик оптопар (рис. 3.20) уточняется выбор этих резисторов.

Зададимся $R_3 = R_4 = 2 \text{ кОм}$, учитывая, напряжение питания $E = 5 \text{ В}$, нагрузочная характеристика пересечет кривую с током $i_{vd} = 18 \text{ мА}$ при напряжении менее $0,25 \text{ В}$ (рис. 3.20).

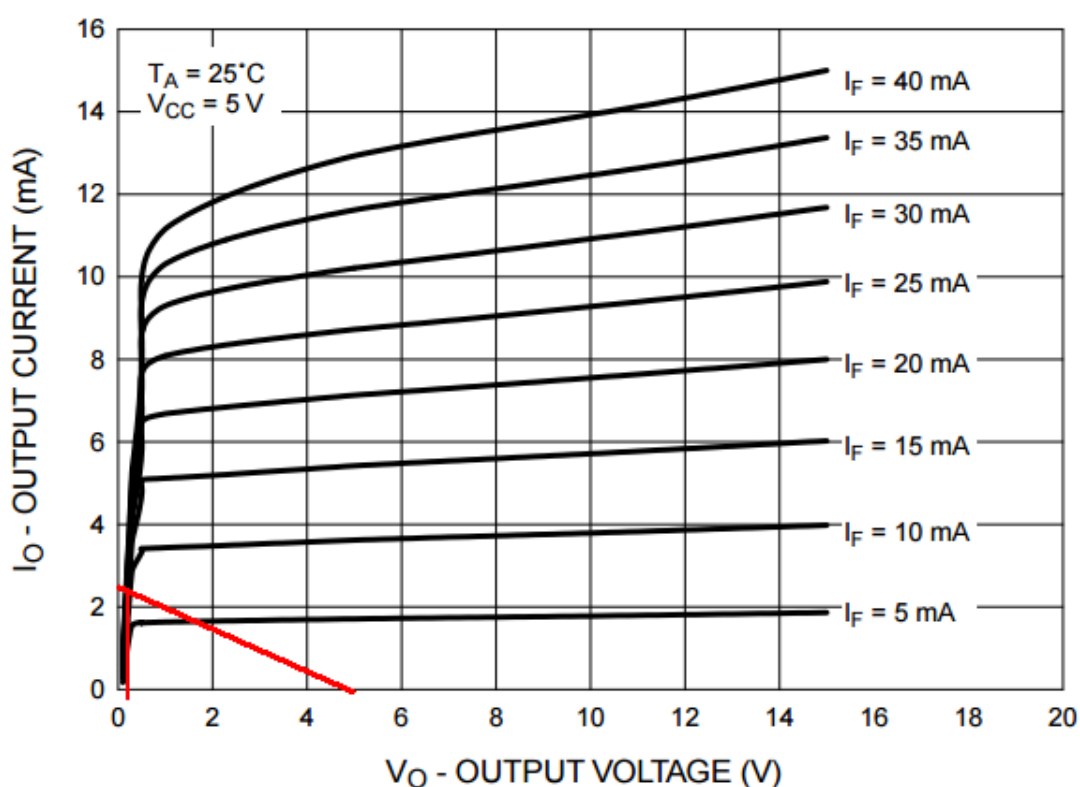


Рисунок 3.20 – Выходные характеристики оптопары 6N136 [33]

Таким образом, в выходной цепи оптопары в импульсе течет ток 2,5 мА, который намного больше I_G , следовательно, выбор номинала резистора проведен правильно.

Оценим мощность резистора:

$$P = I^2 R_3 = 0,0025^2 \cdot 2000 = 0,013 \text{ Вт.} \quad (21)$$

Для унификации выберем МЛТ-0,25-2кОм.

Подбор сопротивлений $R_5 = R_6$ основывается на времени открытия и закрытия транзистора, которое должно быть меньше на порядок или более чем период 20 мкс. Ток заряда I_G , время открытия t_{on} , заряд Q_g , сопротивление $(R_3 + R_5)$, источник E , связаны между собой соотношением:

$$I_G = \frac{E}{R_3 + R_5} = \frac{Q_g}{t_{on}}. \quad (22)$$

Цепь заряда емкости затвора содержит сопротивления R_3 и R_5 , поэтому в знаменателе стоит их сумма. Время закрытия транзистора определяется лишь резистором R_5 .

Задаваясь временем открытия $t_{on} = 0,8 \text{ мкс}$

$$R_3 + R_5 = \frac{E \cdot t_{on}}{Q_g} = \frac{5 \cdot 0,8 \cdot 10^{-6}}{1 \cdot 10^{-9}} = 4 \text{ кОм.} \quad (23)$$

Так как номинал сопротивления R_3 составляет 2 кОм, значит R_5 , будет 2 кОм.

Время запираения находится пропорцией резисторов на открытие и закрытие, т.е.

$$t_{off} = \frac{t_{on} \cdot R5}{R3 + R5} = \frac{0,8 \cdot 10^{-6} \cdot 2}{2 + 2} = 0,4 \text{ мкс.} \quad (24)$$

Суммарное время на коммутацию $t_{on} + t_{off} = 1,2$ мкс, что меньше на порядок, периода. Мощность, выделяемая в резисторе R5 очень мала, так как ток небольшой, и для унификации, выбран МЛТ-0,25-2 кОм.

Выбор R7, R9 и C1 осуществляется на ряде условий:

- R9C1 фильтр должен подавлять ШИМ сигнал до уровня пульсаций не более 0,01,

- скачкообразное появление сигнала ШИМ с нулевого до максимального значения коэффициента заполнения, должно приводить к изменению напряжения на выходе за время не более $1/6T$ сети = 3,33 мс, это время является минимальным для смены управляющего угла трехфазного мостового выпрямителя. Это позволяет задать максимальное быстродействие управлением углом выпрямителя,

- R7 должен быть много меньше, чем R9, чтобы не влиять на RC цепь. Однако номинал R7 не может быть слишком мал, иначе он будет перегружать источник напряжения и транзистор.

- резистор R9 должен быть намного меньше, внутреннего сопротивления цепи управления, которое по документации [24] не менее ≥ 10 кОм.

Согласно этим условиям выбраны номиналы: R9 = 680 Ом, R7 = 100 Ом, C1 = 0,68 мкФ.

Временная постоянная R9C1 = 0,46 мс и, следовательно, реакция цепи на скачкообразное изменение ШИМ не более $3R9C1 = 1,38$ мс, что меньше 3,33 мс.

При скважности 0,5 (когда колебания напряжения на выходе максимальны) коэффициент пульсаций ШИМ управления, оценивается с учетом, что подавление прямо пропорционально частоте среза $\omega_c = 1/R9C1 =$

2200 с⁻¹, частота ШИМ сигнала $\omega = 2\pi \cdot 50000$ с⁻¹ по первой гармонике $U_{\text{мвх}} = 2,5$ В:

$$U_{\text{мвх}} = \frac{U_{\text{мвс}} \cdot \omega_c}{\omega} = \frac{2,5 \cdot 2200}{2\pi \cdot 50000} = 0,018 \text{ В}, \quad (25)$$

тогда коэффициент пульсаций составит:

$$k_n = \frac{U_{\text{мвс}}}{U_{\text{мвс}}} = \frac{0,018}{2,5} = 0,0072 \text{ В}. \quad (26)$$

Мощность R9 при наибольших пульсациях максимальна и составляет:

$$P = \frac{U_{\text{мвс}}^2}{2R9} = \frac{2,5^2}{2 \cdot 680} = 0,004 \text{ Вт}. \quad (27)$$

Выбирается соответственно МЛТ-0,25-680 Ом.

Мощность R7 при состоянии полностью открытого транзистора составляет:

$$P = \frac{E^2}{R7} = \frac{5^2}{100} = 0,25 \text{ Вт}. \quad (28)$$

Выбирается соответственно МЛТ-0,5-100 Ом.

Индикация присутствия питания на схеме, выполнена на светодиоде VD3 и резисторе R11. Светодиод BL-L314URC красного свечения, пороговое напряжение которого $U = 1,6$ В и максимальный ток $I = 25$ мА. Ограничительное сопротивление R11 = 200 Ом, обеспечивает ток цепи

$$i = \frac{E - U}{R_{11}} = \frac{5 - 1,6}{1000} = 17 \text{ мА.} \quad (29)$$

В таблице 3.4 приведен полный перечень всех используемых электронных компонентов.

Таблица 3.4 – Перечень электронных компонентов

Обозначение на схеме	Элемент	Количество, шт
XS	PCB terminal block - MKKDS 1,5/ 3-5,08 - 1725041	1
XP1	DRB-9MA	1
XP2, XP3	WF-6, HU-6	2
C1, C2	K10-17 680 пФ	2
C3	ЕСАР (K50-35), 330 мкФ, 16 В	1
C4	K10-17 330 пФ	1
C5	ЕСАР (K50-35 мини), 220 мкФ, 6.3 В	1
C6	K10-17 100 пФ	1
R1, R2	МЛТ-0,25-200 Ом	2
R3-R6	МЛТ-0,25-2 кОм	4
R7, R8	МЛТ-1-100 Ом	2
R9, R10	МЛТ-0,25-680 Ом	2
R11	МЛТ-0,25-200 Ом	1
R12, R13	МЛТ-0,25-1 кОм	2
VD1, VD2	КД522Б	2
VD3	BL-L314URC	1
VD4, VD5	IN4148	2
DA1, DA2	6N136, SCS- 8, DIP панель 8 конт.	2
DA3	L7805ABV	1
VT1, VT2	BS170	2

3.3.2. Проектирование печатной платы

В качестве основы для изготовления платы применен стеклотекстолит с односторонним медным фольгированием, 1,5 мм. При проектировании использовалась программа DipTrace 3.3.

На рисунке 3.21, приведено общее изображение печатной платы из программы DipTrace 3.3.

На рисунках 3.22, 3.23 приведены фото изготовленного печатного узла в сборе.

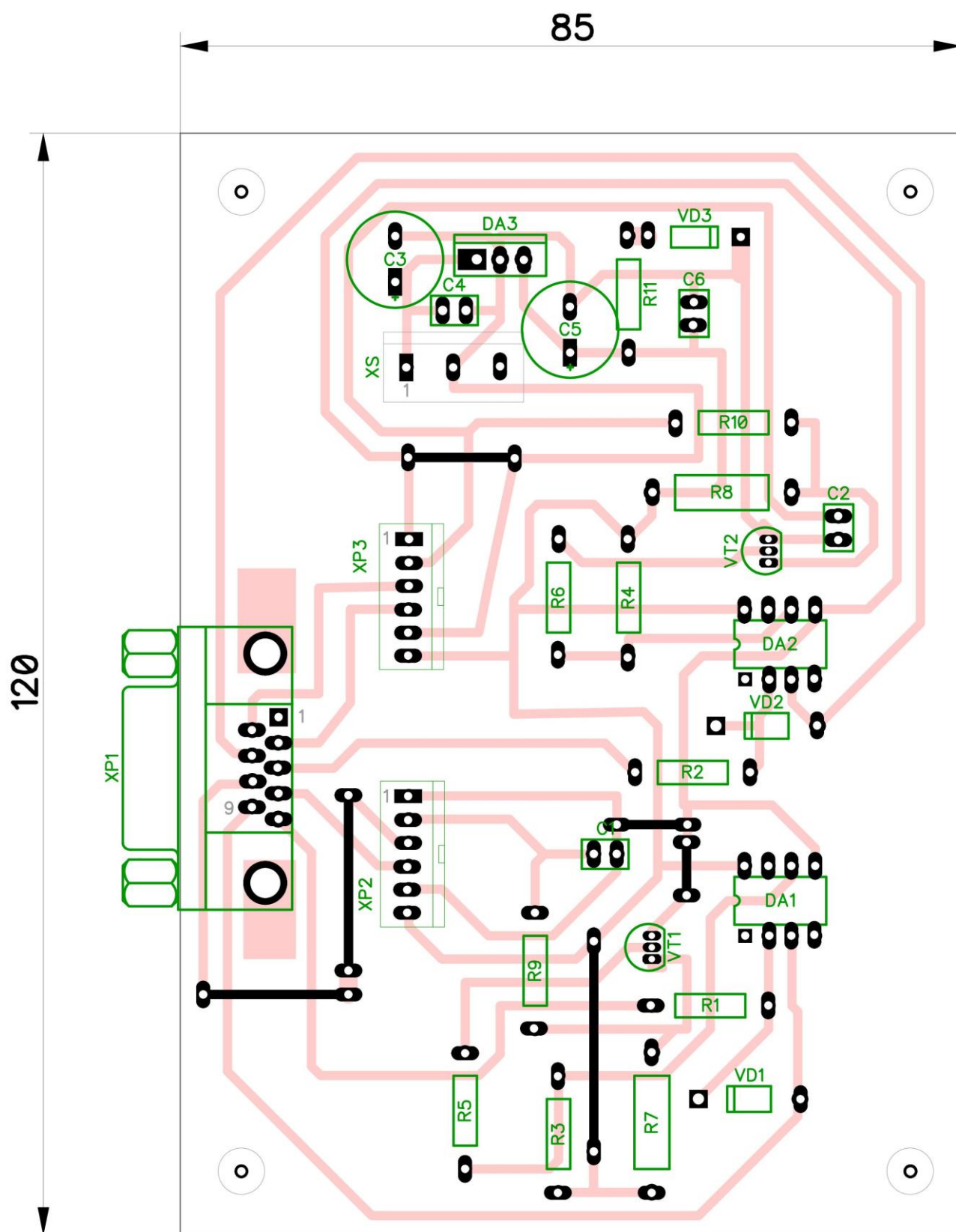


Рисунок 3.21 – Плата согласования с выпрямителями со стороны компонентов (вид проводящих дорожек показан сквозь плату)

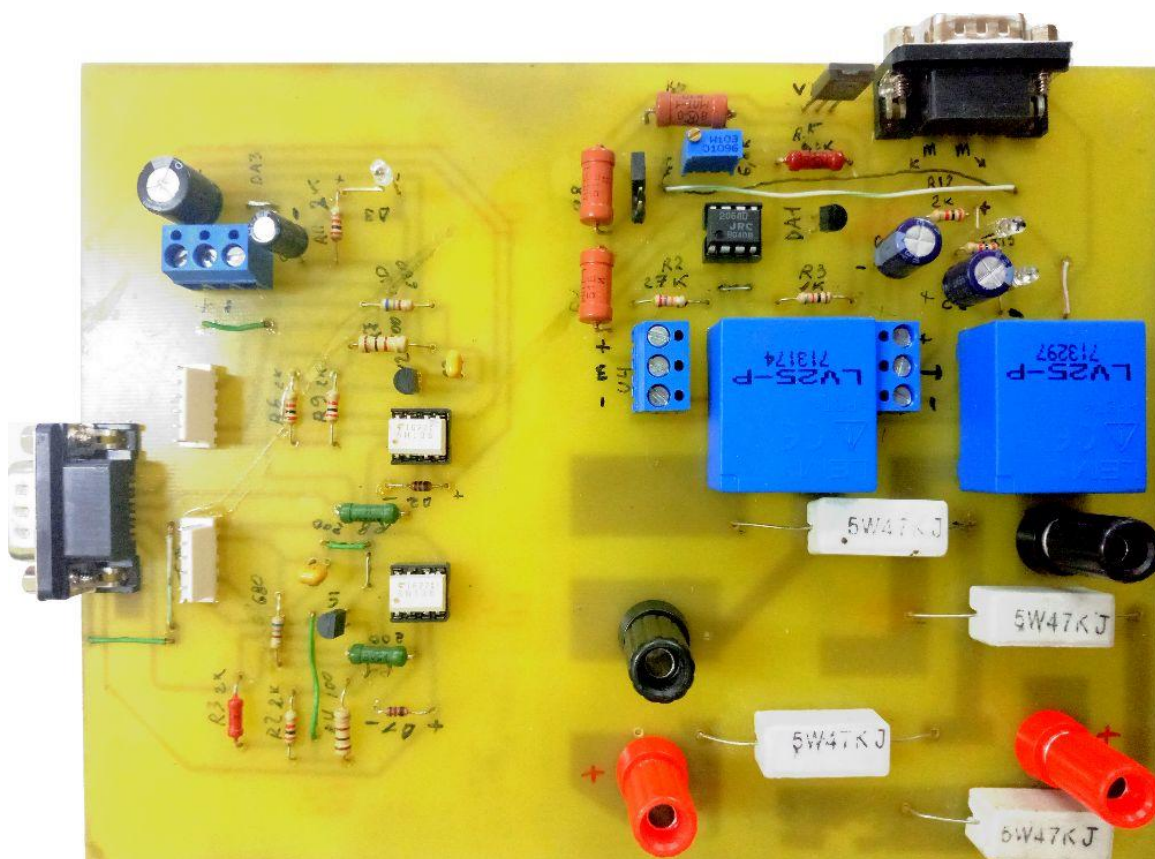


Рисунок 3.22 – Фотография со стороны компонентов

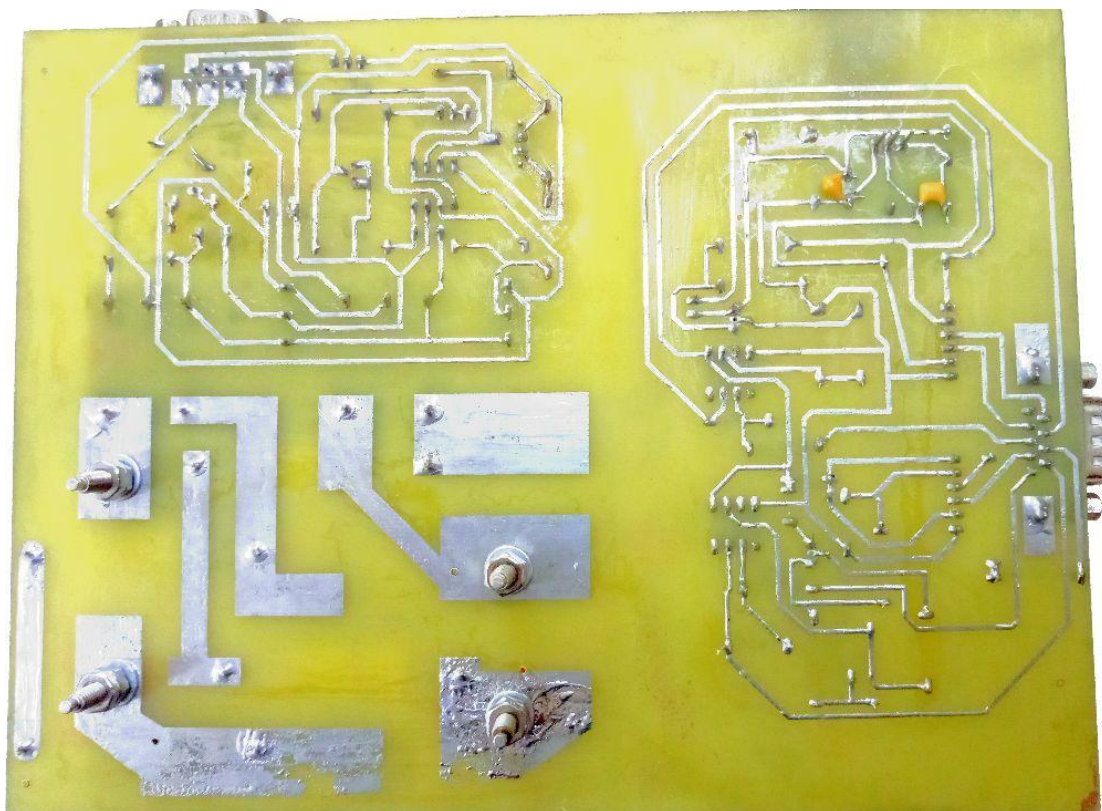


Рисунок 3.23 – Фотография со стороны проводников

3.3.3. Тестирование модуля согласования с выпрямителями

Проверка первого канала управления на схеме DA1 (подробная)

К разъему XS подключается источник напряжения 15 В, Свечение светодиода VD3, свидетельствует о присутствии питания на схеме.

Далее на генераторе настраивается однополюсный сигнал, амплитуда которого составляет 3,3 В, частота 50 кГц и коэффициент заполнения 50%, и подается на схему оптопары DA1 (контакты 1 и 9, разъем XP1), а параллельно подключается осциллограф, для контроля сигнала (рис. 3.24).

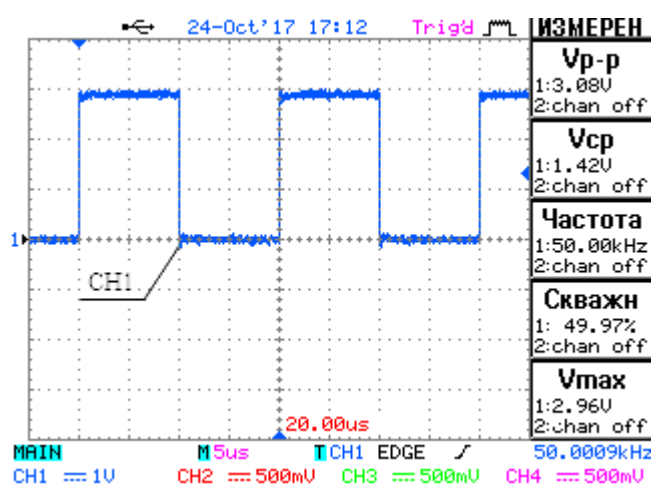


Рисунок 3.24 – Осциллограмма входного сигнала на выводах 1, 9 XP1

С изменением коэффициента заполнения сигнала, снимается передаточная характеристика схемы, т.е. зависимость выходного напряжения демодулятора U_{C1} от значения скважности. Результат наблюдается на экране измерений осциллографа, по второму каналу, который подключен параллельно конденсатору C1. Данные измерений приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 – Данные измерений передаточной характеристики на DA1

К _{зап.} , %	10	20	30	40	50	60	70	80	90
U _{C1} , В	0,53	≈ 1	1,4	1,86	2,36	2,84	3,34	3,87	4,44

По таблице 3.5 построен график передаточной характеристики первого канала управления (рис. 3.25). Штриховой синей линией показана экспериментальная, а сплошной идеализированная характеристика.

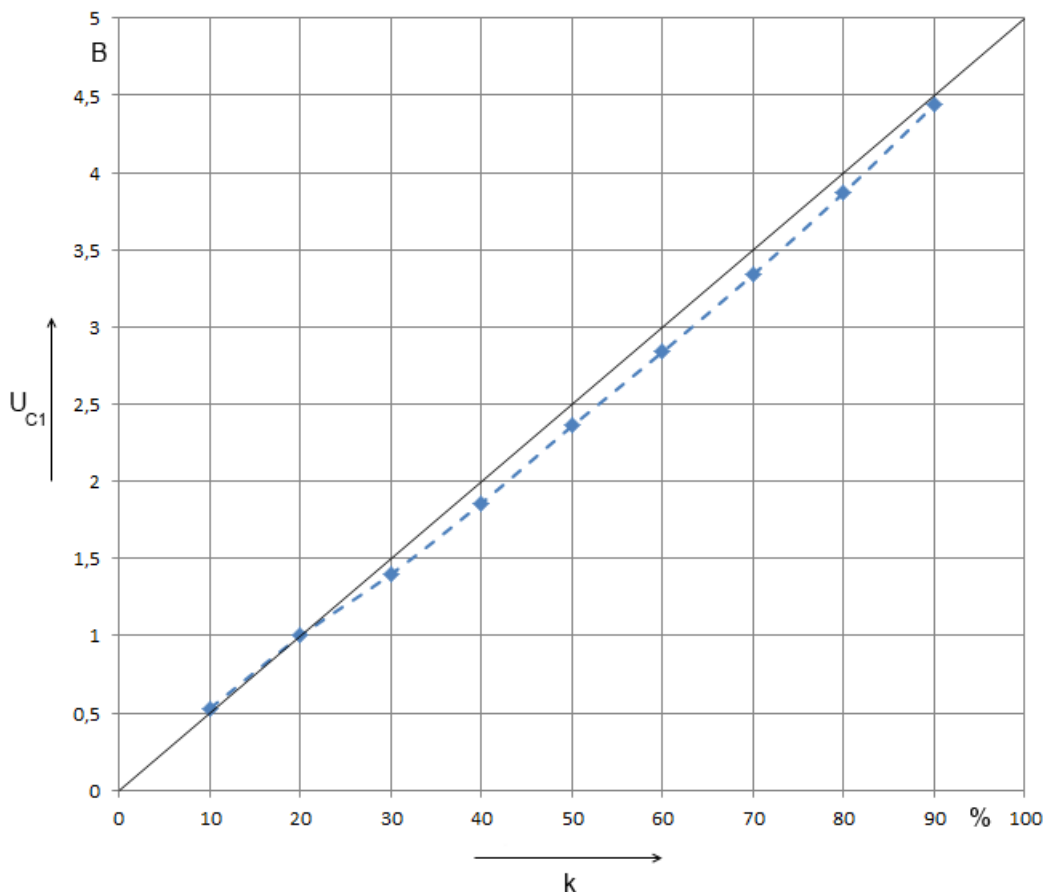


Рисунок 3.25 – Экспериментальная (штриховая синяя) и идеализированная (диагональ) передаточные характеристики канала на схеме DA1

Отклонение, составляет не более 7%.

Далее наблюдаются осциллограммы напряжения на транзисторе VT1, и на C1 (рис. 3.26).

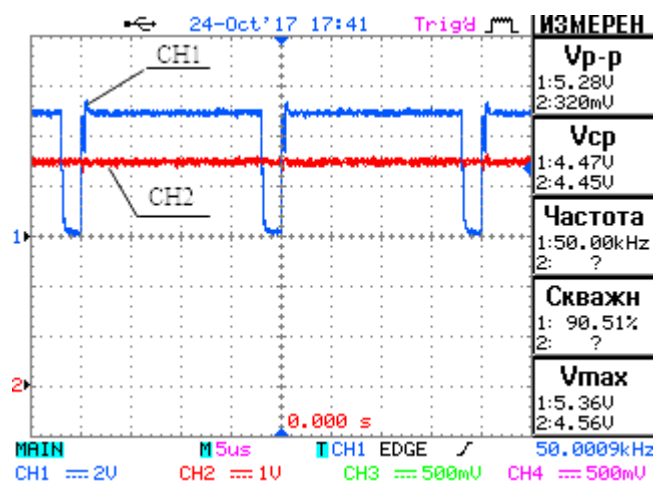


Рисунок 3.26 – Осциллограммы напряжений: канал CH1 – Сток-исток VT1, канал CH2 – на C1

На осциллограммах рис. 3.26 наблюдается, хорошо сглаженное выходное напряжение, что подтверждает корректность выбора компонентов фильтра.

Для того чтобы замерить задержку в передаче сигнала, снимается осциллограмма сигнала управления с генератора и выходного напряжения на транзисторе VT1 (рис. 3. 27).

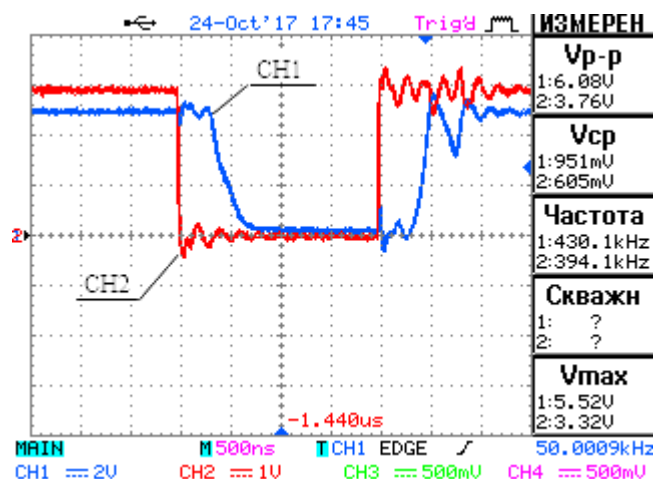


Рисунок 3.27 – Осциллограммы сигналов: канал CH1 – Сток-исток VT1, канал CH2 – сигнал генератора на выводах 1, 9 XR1

По снятым осциллограммам рисунка 3.27, время задержки составило 500 нс, и это много меньше максимального времени реакции выпрямителя между коммутациями двух тиристоров равном 1,6 мс. Так же наблюдается, что общее время открытия и закрытия транзистора не больше 1 мкс, и это на порядок менее времени периода ШИМ, поэтому можно сделать вывод о том, что эта задержка незначительно повлияет на передачу сигнала.

Реакция схемы на скачкообразную переменную ШИМ сигнала оценена при скачкообразном снятии ШИМ сигнала. Для этого сняты сигнал генератора и напряжение на C1 (Рис. 3.28).

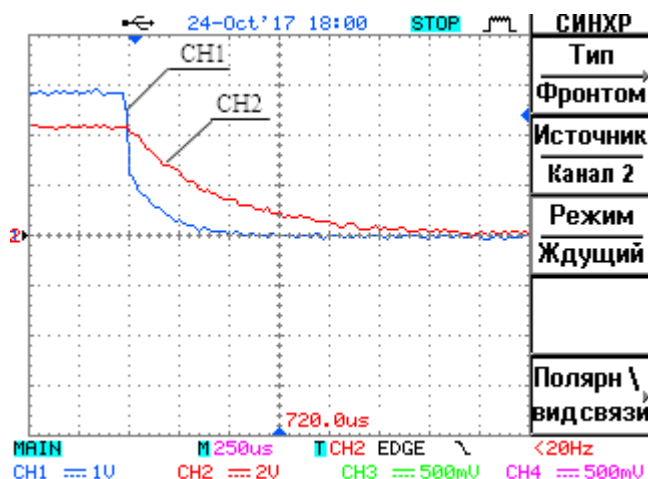


Рисунок 3.28 – Осциллограммы сигналов: канал CH1 – сигнал генератора на выводах 1, 9 XP1, канал CH2 – напряжение C1

По осциллограммам рисунка 3.28 определена постоянная времени разряда RC-цепи, которая составляет $\tau = 500$ мкс. Также видно, что время полного разряда конденсатора C1 составляет $3\tau = 1,5$ мс, что соответствует расчетному 1,66 мс.

Далее замеряется напряжение на R1 при 90% скважности (рис. 3.29).

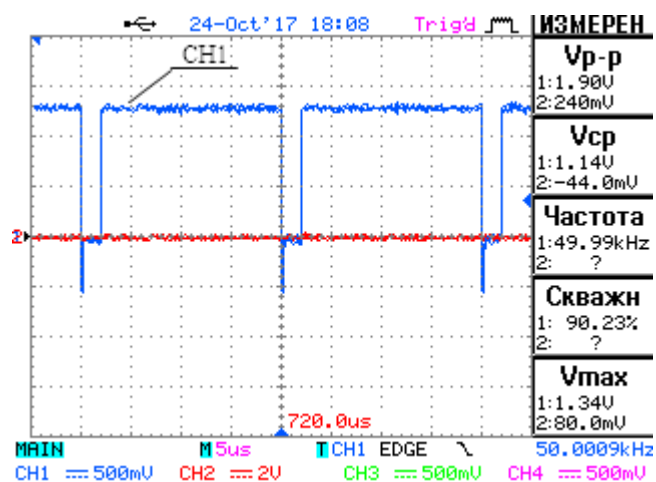


Рисунок 3.29 – Осциллограмма напряжение на R1 (1 вывод XP1 и 2 вывод микросхемы DA1)

Максимальное значение напряжение на резисторе $R1 = 200 \text{ Ом}$, по наблюдениям на осциллографе, составляет $U_{vd} = 1,34 \text{ В}$. Поэтому ток светодиода микросхемы опторазвязки соответственно будет:

$$i = \frac{E - U_{vd}}{R1} = \frac{3,3 - 1,34}{200} = 9,8 \text{ мА.} \quad (30)$$

Затем снимается осциллограмма светодиода микросхемы DA1 (Рис. 3.30).

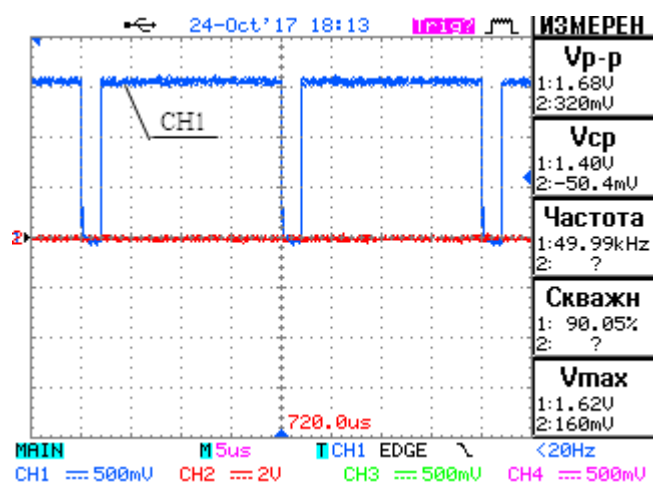


Рисунок 3.30 – Осциллограмма напряжения светодиода микросхемы DA1

Снимается осциллограмма напряжения на резисторе R9 демодулятора (Рис. 3.31). Щупы осциллографа подключаются: плюсовой – на сток транзистора VT1, общий – на клемму 2 XP2.

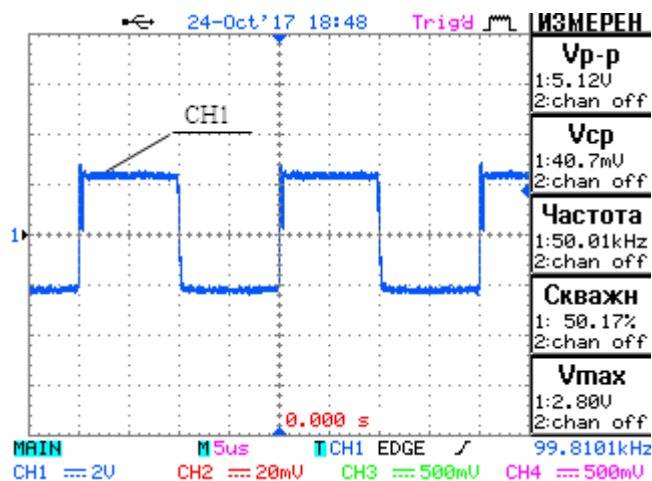


Рисунок 3.31 – Осциллограмма напряжения на R9

По осциллограмме видно, что напряжение на R9 является двуполярным, действующее значение которого около 2,4 В.

Проверка второго канала управления на схеме DA2

Также как и при тестировании 1 канала на DA1, с генератора подается однополюсный сигнал, амплитуда которого составляет 3,3 В, частота 50 кГц и коэффициент заполнения 50%, на схему оптопары DA2 (контакты 3, 7 разъема XP1).

Замеряется задержка, вносимая схемой, снятием осциллограмм с генератора и напряжения на транзисторе VT2 (рис. 3.32).

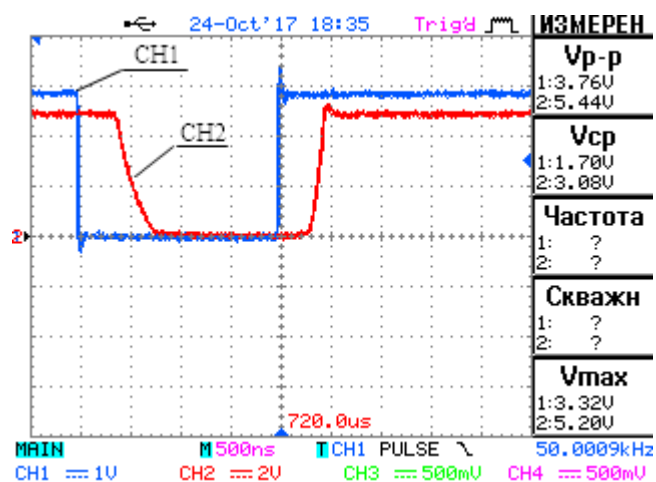


Рисунок 3.32 – Оциллограммы сигналов: канал CH1 –сигнал генератора, канал CH2 – Сток исток VT2

По оциллограммам видно, что время задержки совпадает с задержкой первого канала и также равна 500 нс.

С изменением коэффициента заполнения сигнала, снимается передаточная характеристика схемы, т.е. зависимость выходного напряжения демодулятора U_{C2} от значения скважности. Результат наблюдается на экране измерений осциллографа, по второму каналу, который подключен параллельно конденсатору C2. Данные измерений приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 – Данные измерений передаточной характеристики на DA2

$K_{\text{зап.}}, \%$	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$U_{C2}, \text{В}$	0,5	1	1,39	1,84	2,35	2,86	3,37	3,9	4,42

По таблице 3.6 построен график передаточной характеристики первого канала управления (рис. 3.33). Сплошной красной линией показана экспериментальная, а сплошной черной идеализированная характеристика.

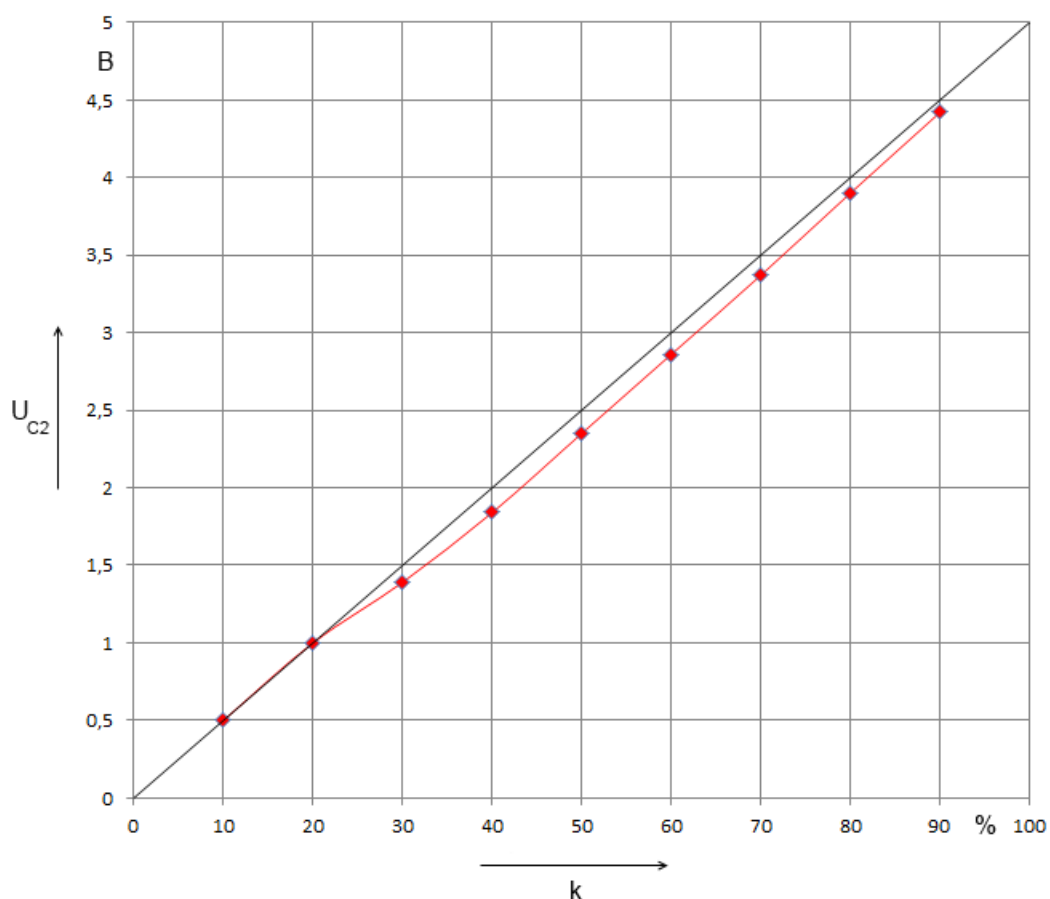


Рисунок 3.33 - Экспериментальная (сплошная красная) и идеализированная (диагональ) передаточные характеристики канала на схеме DA2

Отклонение, составляет не более 8%.

Далее замеряется напряжение на R2 при 50% скважности (рис. 3.34).

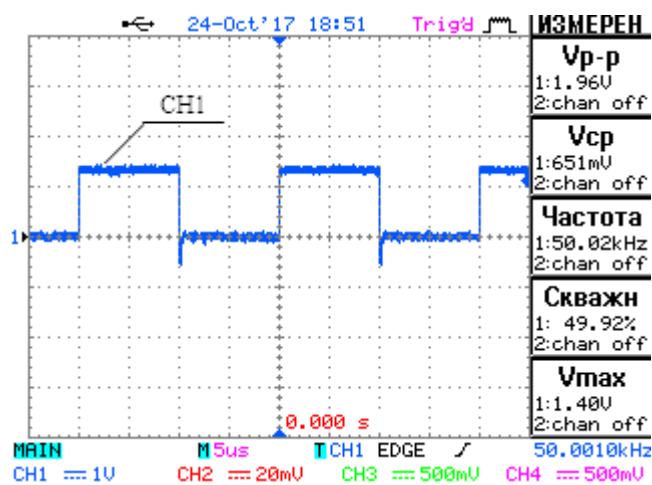


Рисунок 3.34 – Осциллограмма напряжение на R2 (3 вывод XP1 и 2-я ножка микросхемы DA2)

Максимальное напряжение на $R2 = 200 \text{ Ом}$, по показаниям осциллографа, составляет $U_{vd} = 1,4 \text{ В}$. Поэтому ток светодиода микросхемы опторазвязки соответственно будет:

$$i = \frac{E - U_{vd}}{R2} = \frac{3,3 - 1,4}{200} = 9,5 \text{ мА.} \quad (31)$$

Сравнение передаточных характеристик обоих каналов представлено на рисунке 3.35.

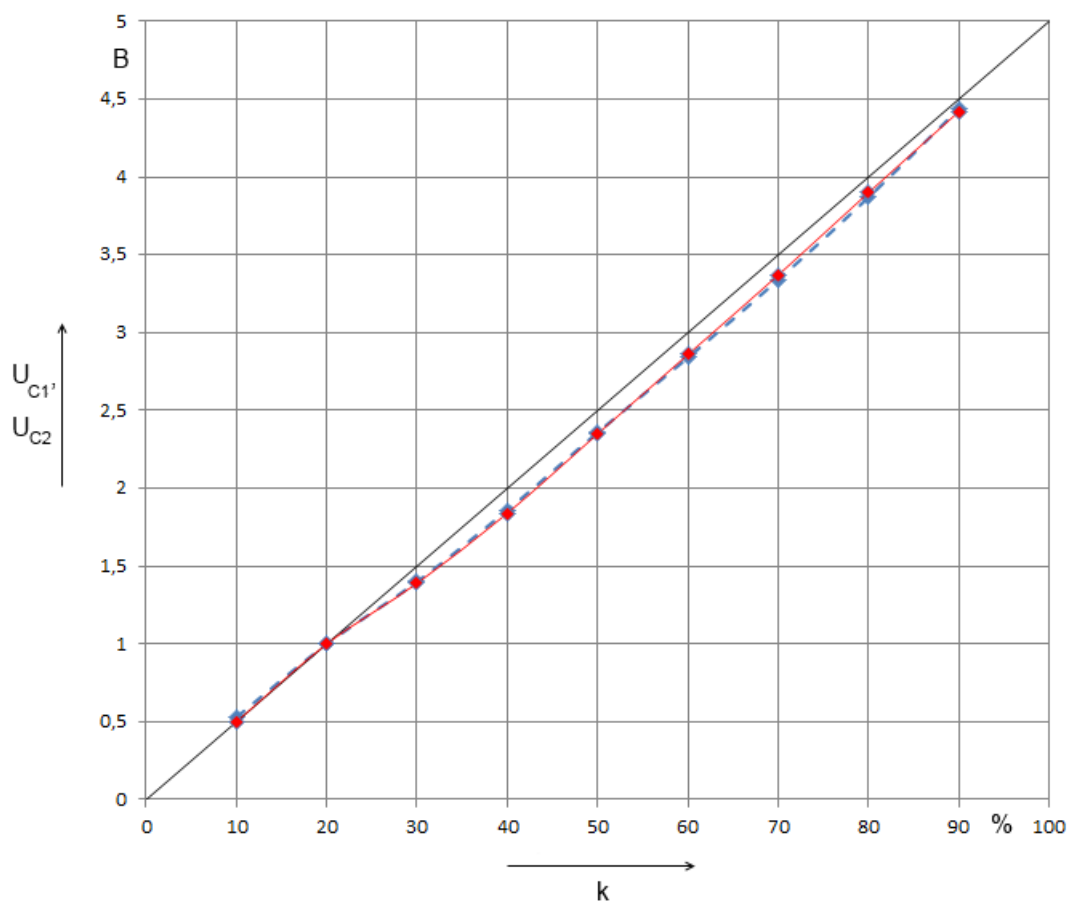


Рисунок 3.35 – Сравнение передаточных характеристик ШИМ каналов (штриховая синяя линия -1-й канал, сплошная красная – 2-й канал, диагональ - идеализированная)

Сравнение графиков передаточных характеристик показывает, что они идентичны, и имеют отличие от идеализированной не более чем на 8%. Это позволяет в будущем обойтись программным кодом, без дополнительных перерасчетов и коэффициентов для каждого канала, обеспечивающим управление выпрямителями.

Вывод:

Тестирование платы модуля согласования с выпрямителями, показало нелинейность передаточных характеристик каналов не более 6%. Частотные свойства каналов достаточны, для обеспечения управления выпрямителями.

3.4. Разработка модуля драйвера транзисторов

Плата модуля драйвера транзисторов должна обеспечивать следующие требования по управлению:

- напряжение управления транзисторов должно быть ± 15 В,
- «dead time» не менее 2 мкс, для IGBT-транзисторов CM300DY-34A,
- обеспечивать уровень TTL-логики,
- обеспечение защиты по току с блокировкой управления и формированием аварийного статусного сигнала,
- гальваническое разделение между логическим управлением и затворами транзисторов.

3.4.1. Описание схемотехнического решения

Самым простым и надежным выбором, будет готовый драйвер от производителей. Описанные выше требования позволяет обеспечить драйвер 2SD315AI-33 [34] (рис. 3.36). Его основные параметры представлены в таблице 3.7.



Рисунок 3.36 – Драйвер 2SD315AI-33 [34]

Таблица 3.7 - Основные параметры схемы 2SD315AI-33

Количество каналов	2
Напряжение питания V_{DC} , В	+15
Программируемый уровень входного сигнала, В	+5..15
Частота регулирования, кГц	до 25
Пиковый ток затвора I_{out} , А	-18..+18
Температура эксплуатации, °С	-40..+85
Рабочее напряжение, В	1500
Потребляемый ток без нагрузки I_{DC} , мА	30
КПД η ,% (Внутренний DC / DC преобразователь)	85%

Он представляет собой безкорпусную печатную плату-модуль, для управления двумя транзисторами готовую к впайке в схему обвязки.

Схема 2SD315AI-33 обладает относительно низкой стоимостью, компактными размерами и механически простым электрическим интерфейсом с большими выходными токами, высокой мощностью привода и специальной изоляцией пробойного напряжения высокого значения. Она, может быть использована практически во всех известных схемотехнических решениях, особенно для полумостовых модулей с обратным напряжением до 3300 В.

Драйвер имеет 2 режима работы, при параллельном включении транзисторов «Direct», когда одновременно открываются два транзистора, и

полумостовом «Half-bridge», в котором открывается один и закрывается другой. В нем содержится защита от перегрузок по току и КЗ, а также гальваническая развязка каналов.

Назначение выводов драйвера представлены в таблице 3.8.

Таблица 3.8 – Назначение выводов схемы 2SD315AI-33

№	Обозн.	Функция	№	Обозн.	Функция
1	VDD	+15V for electronic input side	23	LS2	Local status channel 2
2	VDD	+15V for electronic input side	24	C2	Collector sense channel 2
3	SO1	Status output channel 1	25	Rth2	Reference resistor channel 2
4	VL	Logic level/Reset	26	E2	Emitter channel 2
5	RC1	RC network dead-time channel 1	27	E2	Emitter channel 2
6	InB	InputB	28	Viso2	Blocking capacitor channel 2
7	RC2	RC network dead-time channel 2	29	COM2	Virtual common channel 2
8	MOD	Mode input	30	COM2	Virtual common channel 2
9	SO2	Status output channel 2	31	G2	Gale channel 2
10	InA	InputA	32	G2	Gale channel 2
11	GND	GND for electronic input side	33		Free
12	GND	GND for electronic input side	34		Free
13	VDC	+15V for DC/DC converter	35	LS1	Local status channel 1
14	VDC	+15V for DC/DC converter	36	C1	Collector sense channel 1
15	VDC	+15V for DC/DC converter	37	Rth1	Reference resistor channel 1
16	VDC	+15V for DC/DC converter	38	E1	Emitter channel 1
17	VDC	+15V for DC/DC converter	39	E1	Emitter channel 1
18	GND(dc)	Ground DC/DC converter	40	Viso1	Blocking capacitor channel 1
19	GND(dc)	Ground DC/DC converter	41	COM1	Virtual common channel 1
20	GND(dc)	Ground DC/DC converter	42	COM1	Virtual common channel 1
21	GND(dc)	Ground DC/DC converter	43	G1	Gale channel 1
22	GND(dc)	Ground DC/DC converter	44	G1	Gale channel 1

Для своей работы драйвер требует наличие схемы обвязки, компоненты которой определяют параметры управления и защиты.

Для обеспечения управлением транзисторов в схеме МДО-источника требуется использовать именно полумостовой режим драйвера.

На рисунке 3.37 представлена схема драйвера для «Half-bridge» режима с генерацией «dead time».

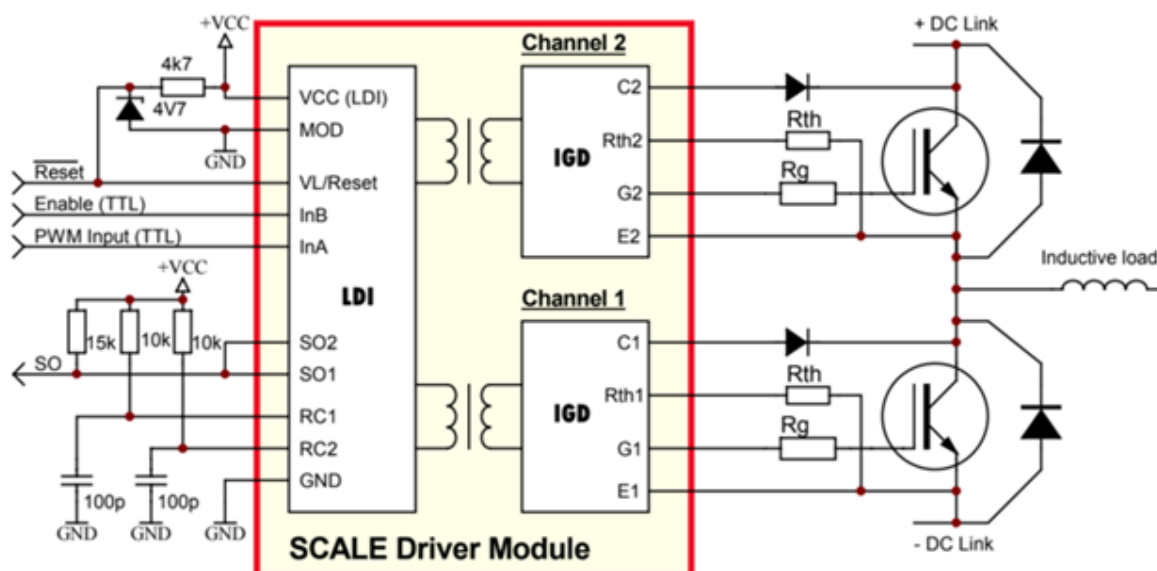


Рисунок 3.37 – Схема драйвера для «Half-bridge» режима с генерацией «dead time» [35]

Для пояснения управления драйвера при этом режиме, на рисунке 3.38 представлены диаграммы его входных и выходных сигналов.

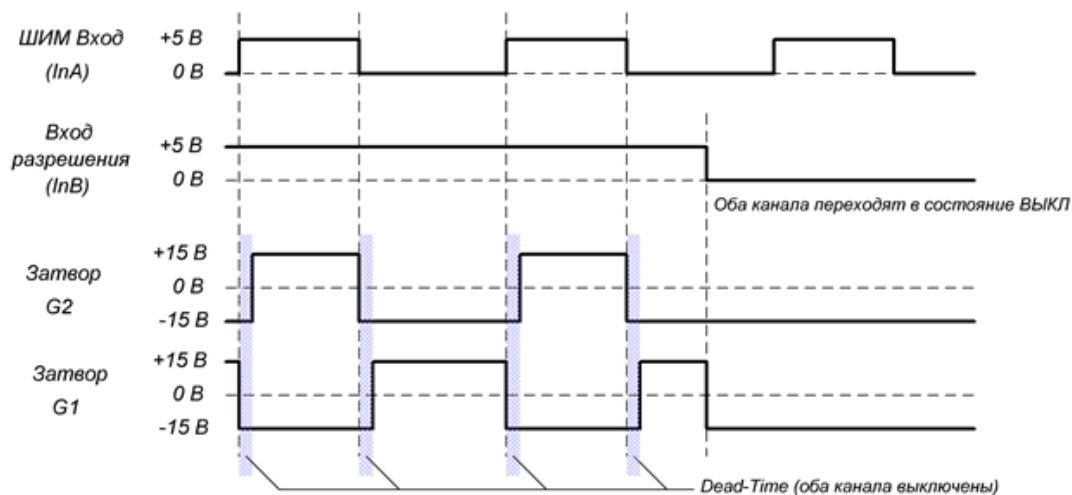


Рисунок 3.38 – Диаграммы сигналов драйвера

В соответствии с требованиями к плате и технической документации драйвера, разработана принципиальная схема модуля драйвера транзисторов (Рис. 3.39).

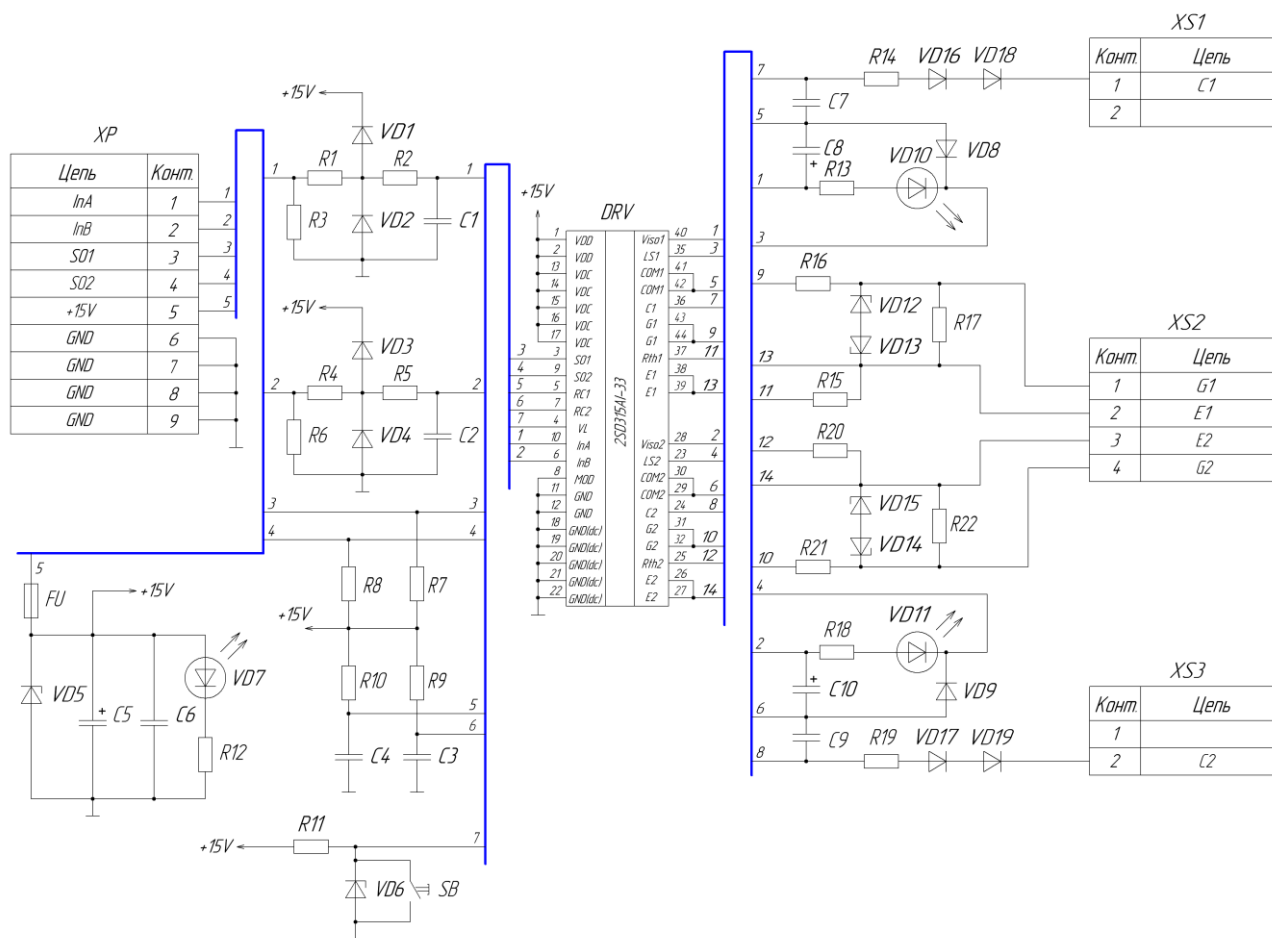


Рисунок 3.39 – Принципиальная схема модуля драйвера транзисторов

3.4.2. Тестирование схемы модуля драйвера транзисторов, уточнение номиналов и параметров

Для уточнения номиналов компонентов, влияющих на параметры управления транзисторами, требуется провести несколько экспериментов:

- определение задержки «dead time» при переключении транзисторов и влияния на него номиналов внешних компонентов,
- замер времени задержки защиты по сверхтоку и его зависимость от номиналов внешних компонентов,

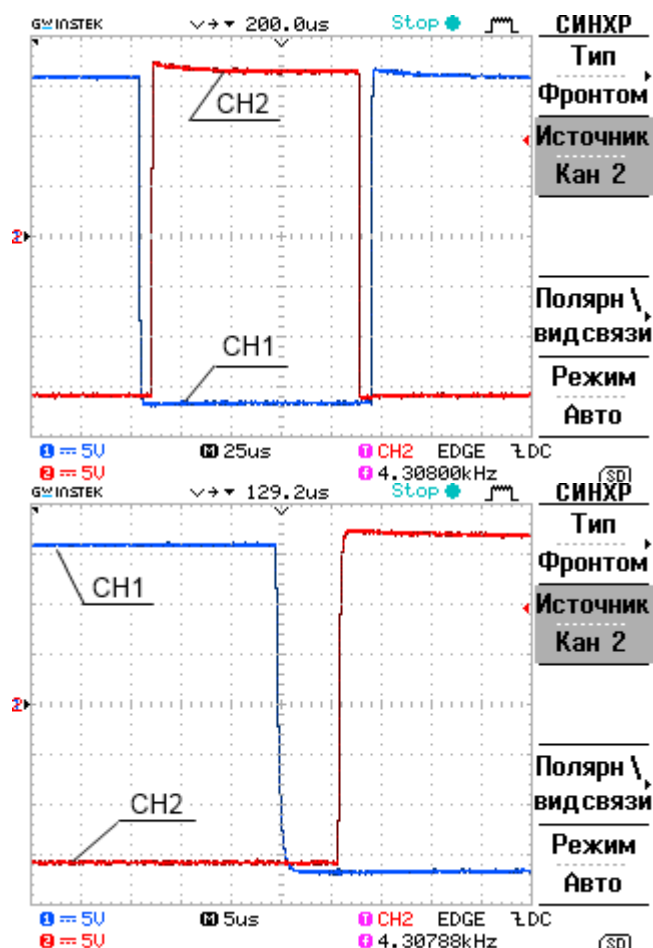
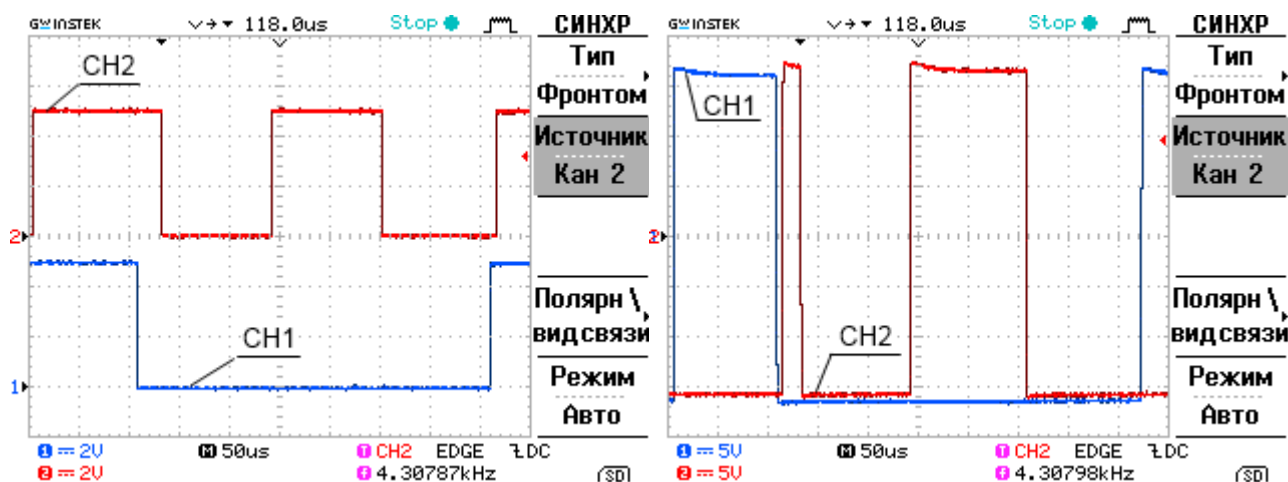


Рисунок 3.41 – Осциллограммы напряжений на затвор-истоках транзисторов в разных масштабах

По осциллограммам задержка «dead-time» составляет около 5 мкс, что соответствует требованию к схеме управления.

Для наблюдения логики управления транзисторами, подаются сигналы на входы inA и inB. Осциллограммы сигналов, на inA и inB и напряжения на затвор-истоках, показаны на рисунке 3.42.



канал CH1 – сигнал inA
канал CH2 – сигнал inB

CH1, CH2 - каналы: управляющее
напряжение на затвор-истоках

Рисунок 3.42 – Сигналы inA и inB и напряжения на затвор-истоках транзисторов

Для определения параметров срабатывания защиты от сверхтоков транзисторов, необходимо собрать к ним дополнительную схему (рис. 3.43).

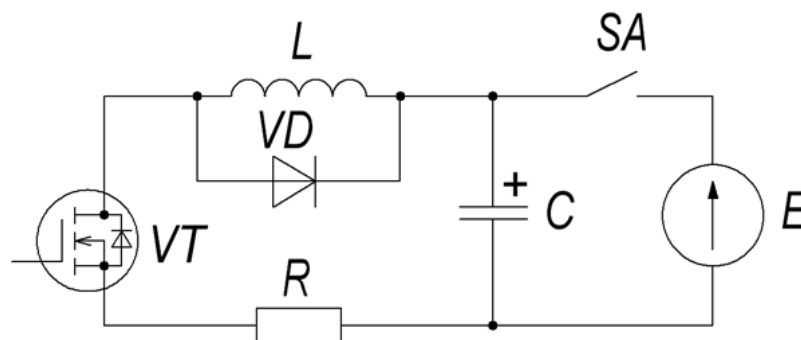


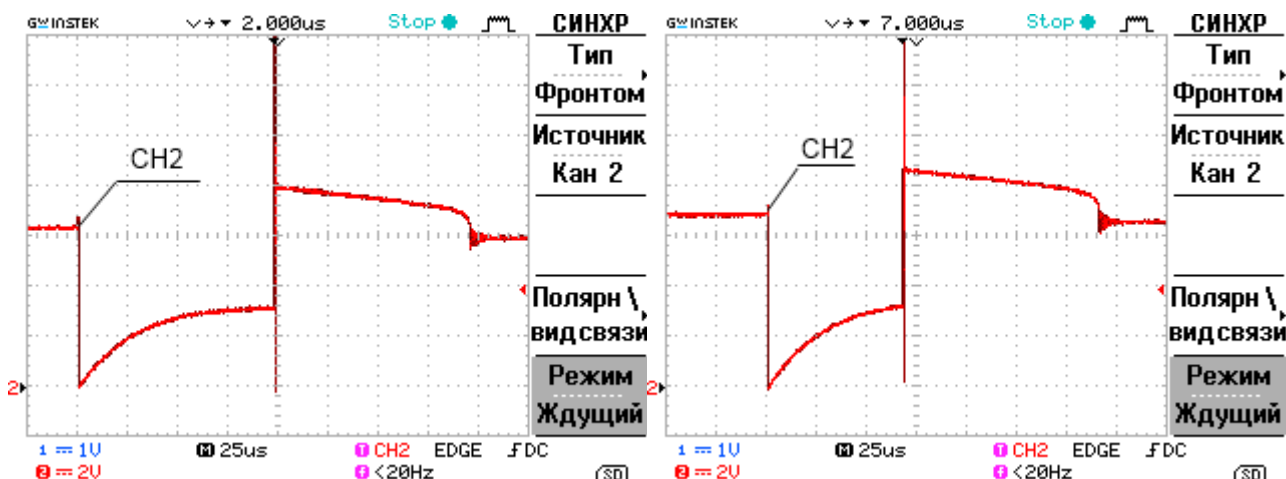
Рисунок 3.43 – Схема тестирования защиты по сверхтоку

Предварительно замкнутым ключом SA заряжается конденсатор C от источника E. Далее на драйвер подается импульс на открытие транзистора длительностью 100 мкс. Резистор R является шунтом, с которого может

сниматься осциллограмма для наблюдения тока. Индуктивность L замедляет процесс нарастания тока для возможности фиксирования уровня срабатывания защиты. Обратный диод VD замыкает цепь сброса тока при закрытии транзистора, и защищает от перенапряжений.

На рисунке 3.44, показаны осциллограммы напряжений на сток-источке транзистора при а) нормальной работе, т.е. без срабатывания защиты и б) при срабатывании защиты.

Наблюдается уменьшение времени импульса за счет срабатывания защиты, когда ток транзистора достигает уровня уставки, которая задается номиналом резистора R_{th} . В результате работы обратного диода VD , после закрытия VT появляется перенапряжение в 2 В.



а) в режиме без срабатывания защиты

б) при срабатывании защиты

Рисунок 3.44 – Осциллограммы напряжений на сток-источке транзистора

Срабатывание защиты происходит в момент, когда напряжение на сток-источке транзистора составляет $U_{GS} = 3,2$ В.

По документации драйвера уровень, при котором срабатывает защита по сверхтоку, зависит от сопротивления R_{th} . Для снятия этой зависимости

были проведены аналогичные эксперименты при разных сопротивлениях R_{th} . На рисунке 3.45 приведены осциллограммы напряжений на шунте и сток-источке транзистора при разных номиналах R_{th} .

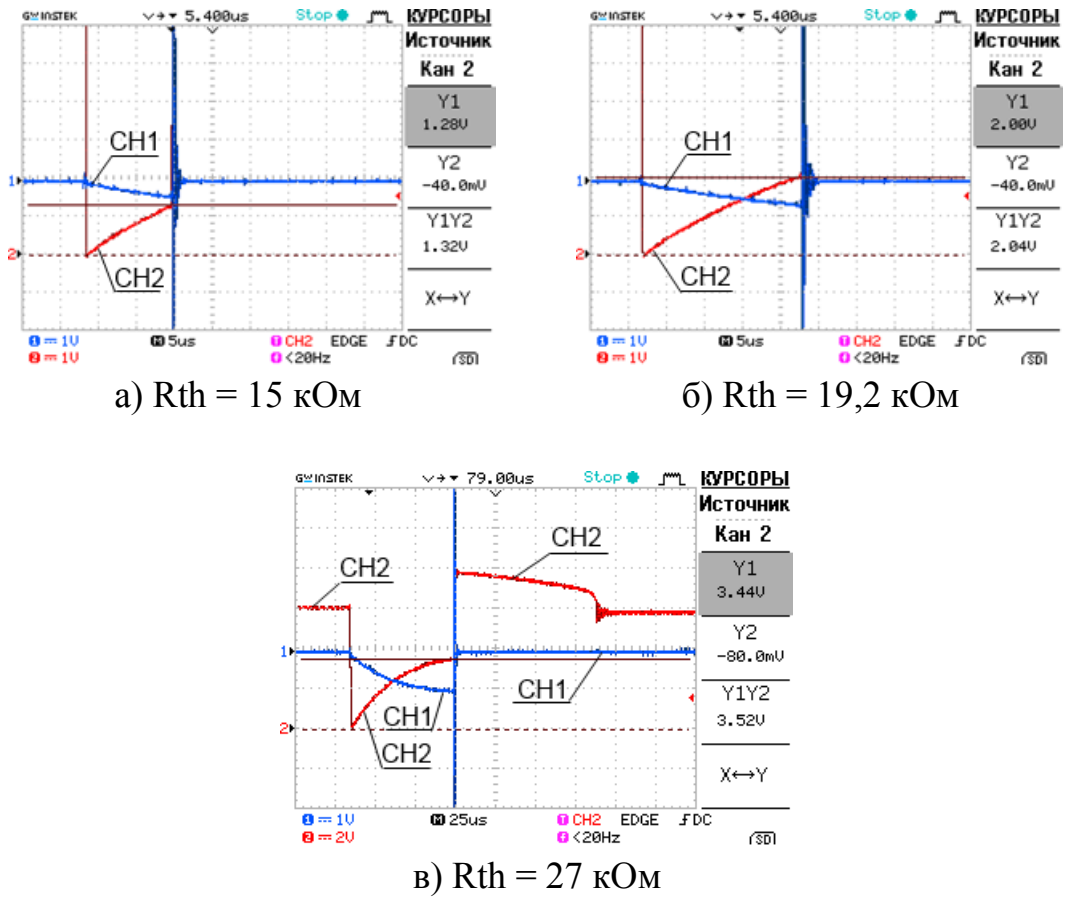


Рисунок 3.45 - Осциллограммы напряжений: 1 канал - на шунте, 2-канал коллектор-эмиттер транзистора, при срабатывании защиты

По данным осциллограмм составлена таблица 3.9 и график зависимости порога U_{GS} срабатывания защиты по току от R_{th} (рис. 3.46).

Таблица 3.9 – Зависимость уровня срабатывания защиты по сверхтоку от сопротивления R_{th}

R_{th} , кОм	15	19,2	27
Порог U_{GS} , В	1,3	2,0	3,4

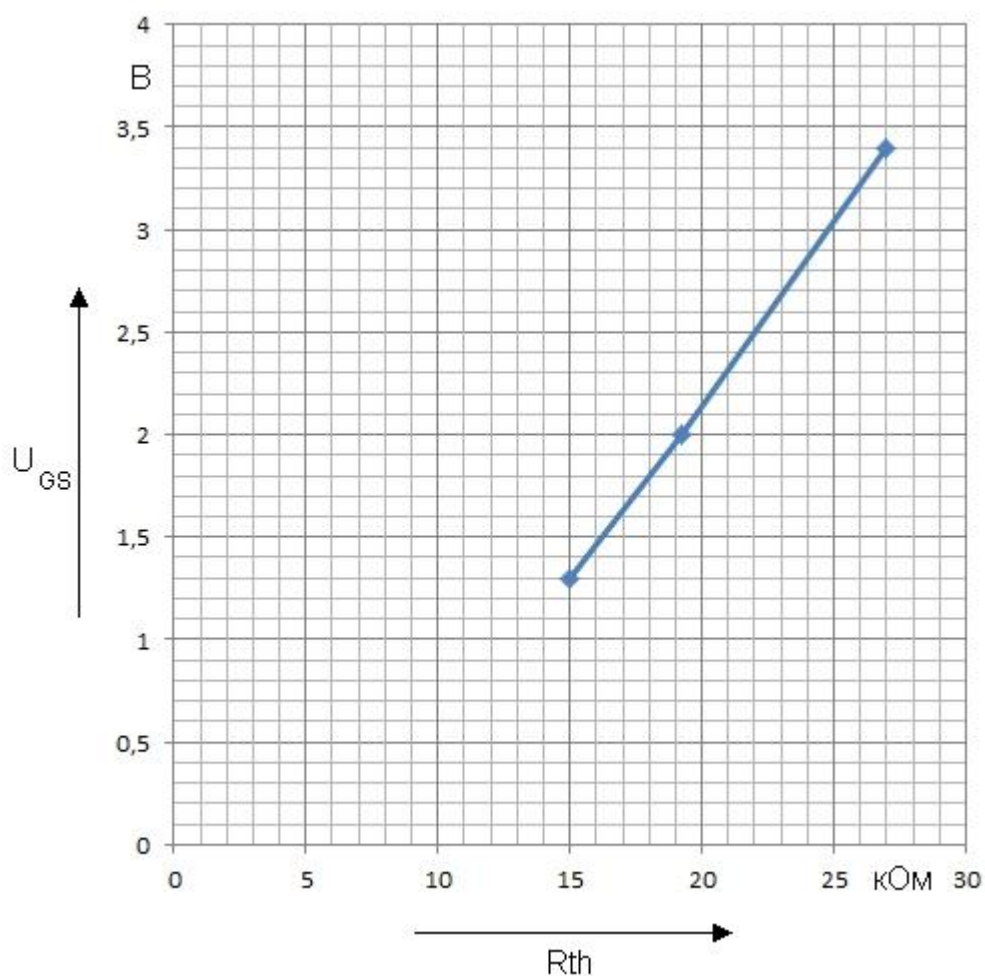
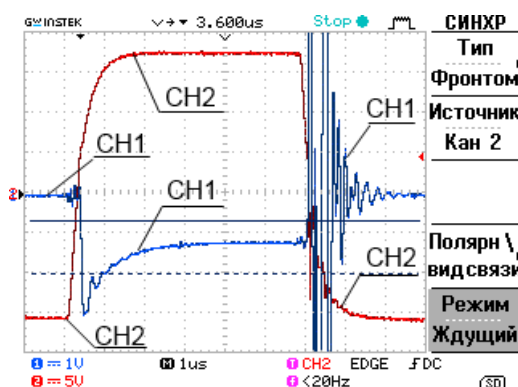
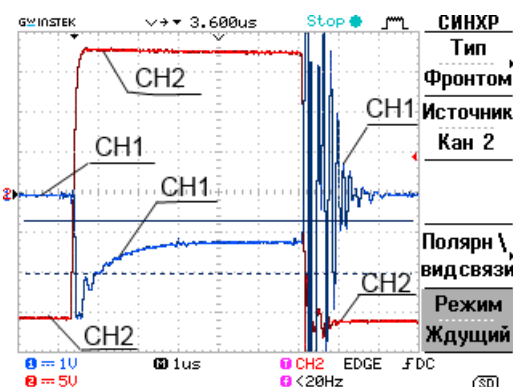


Рисунок 3.46 – График зависимости порога U_{GS} срабатывания защиты по току от R_{th}

Для общей картины измерений, требуется определить время реакции, от момента подачи на затвор управляющего импульса, до сравнения напряжения на сток-истоке транзистора с пороговым значением. Для этого дроссель L заменяется перемычкой, чтобы нарастание тока имело крутой фронт. Полученные осциллограммы представлены на рис.3.47, при номиналах схемы $R_{14} = 180 \text{ Ом}$, $R_{th} = R_{15} = 19 \text{ кОм}$ и изменяемом R_{16} .



$$R16 = Rg = 91 \text{ Ом}$$

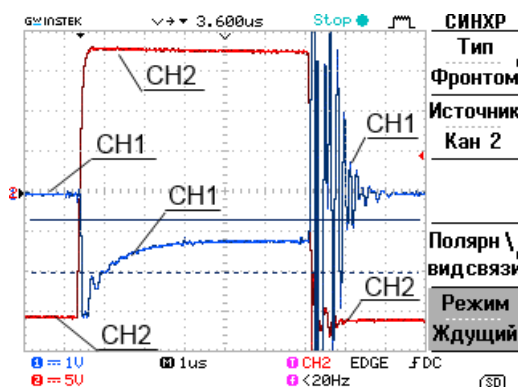


$$R16 = Rg = 11 \text{ Ом}$$

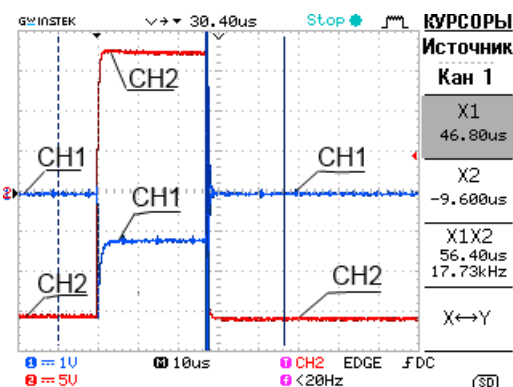
Рисунок 3.47 - Осциллограммы напряжений: 1-канал на шунте (инверсный), 2-канал на затворе транзистора при срабатывании защиты по сверхтоку

По осциллограмме тока видно, что длительность реакции составляет 5,5 мкс в обоих случаях.

Номинал конденсатора $C7$, также влияет на время реакции защиты, поэтому также были проведены опыты с разным $C7$.



$$C7 = 1,8 \text{ нФ}$$



$$C7 = 15 \text{ нФ}$$

Рисунок 3.48 - Осциллограммы напряжений: 1-канал на шунте, 2-канал на затворе транзистора при срабатывании защиты при различных номиналах емкостей

Осциллограммы показывают, что при увеличении $C7$ с 1,8 нФ до 15 нФ увеличивается время с 5,5 мкс до 28 мкс на срабатывание защиты.

По данным макетного тестирования, для схемы на рисунке 3.39 предлагаются номиналы компонентов, приведенные в таблице 3.10.

Таблица 3.10 – Перечень электронных компонентов

Обозначение	Элемент	Кол-во, шт
DRV	2SD315AI-33, SCSL-10 (2 шт), SCSL-25 (1 шт)	1
XP	DRB-9МА	1
XS1, XS3	300-021-12	2
XS2	36054LB	4
C1, C2	K10-17Б имп. 1000пФ 5%	2
C3, C4	K10-17Б имп. 330пФ 5%	2
C5,8,10	ЕСАР (K50-35 мини), 220 мкФ, 16 В	3
C6	K10-17Б имп. 0,1 мкФ, 16 В	1
C7, C9	K10-17Б M1500 1800пФ 5%	2
R1, R4	МЛТ-0,25-180Ом-5%	2
R2, R5	МЛТ-0,25-1,2кОм-5%	2
R3, R6	МЛТ-0,25-3,3кОм-5%	2
R7, R8	МЛТ-0,25-10кОм-5%	2
R9, R10	МЛТ-0,25-27кОм-5%	2
R11	МЛТ-0,25-1кОм-5%	1
R12	МЛТ-0,25-2кОм-5%	1
R13, R18	МЛТ-0,25-3,3кОм-5%	2
R14, R19	МЛТ-0,25-180Ом-5%	2
R15, R20	МЛТ-0,25-18кОм-5%	2
R16, R21	МЛТ-0,25-10Ом-5%	2
R17, R22	МЛТ-0,25-27кОм-5%	2
VD1...4	IN5819	4
VD5,12...15	P6ke16	5
VD8,9,16...19	1N4007	6
VD6	IN4733A	1
VD7, VD10, VD11	КИПД40Н	3
SB	KLS7-TS3601-4.3	1
FU	RXEF050	1

3.4.1. Проектирование печатной платы

В качестве основы для изготовления платы применен стеклотекстолит с односторонним медным фольгированием, 1,5 мм. При проектировании использовалась программа DipTrace 3.3.

На рисунке 3.49, приведено общее изображение печатной платы из программы DipTrace 3.3. На рисунках 3.50 и 3.51, приведены фото изготовленного печатного узла в сборе.

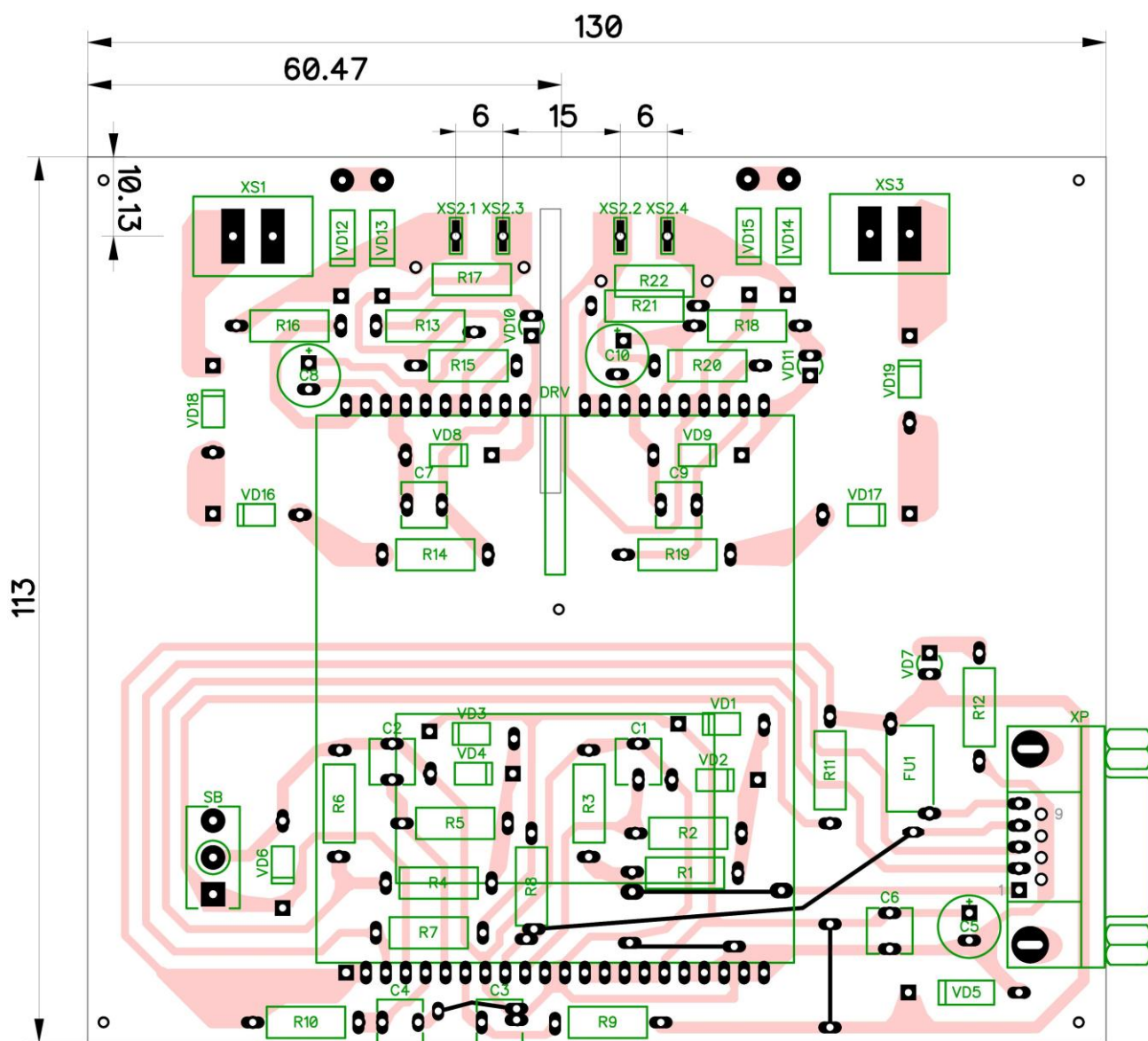


Рисунок 3.49 – Плата драйвера транзисторов со стороны компонентов (вид проводящих дорожек показан сквозь плату)

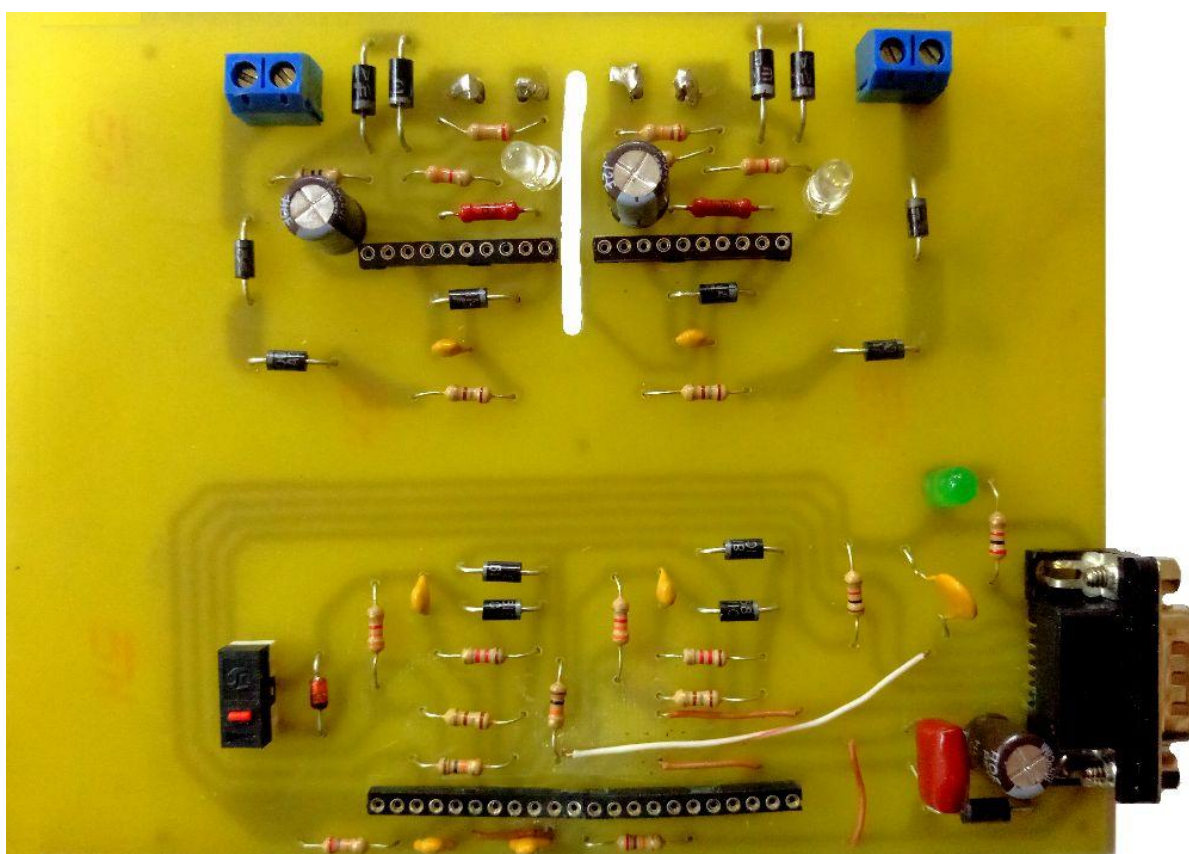
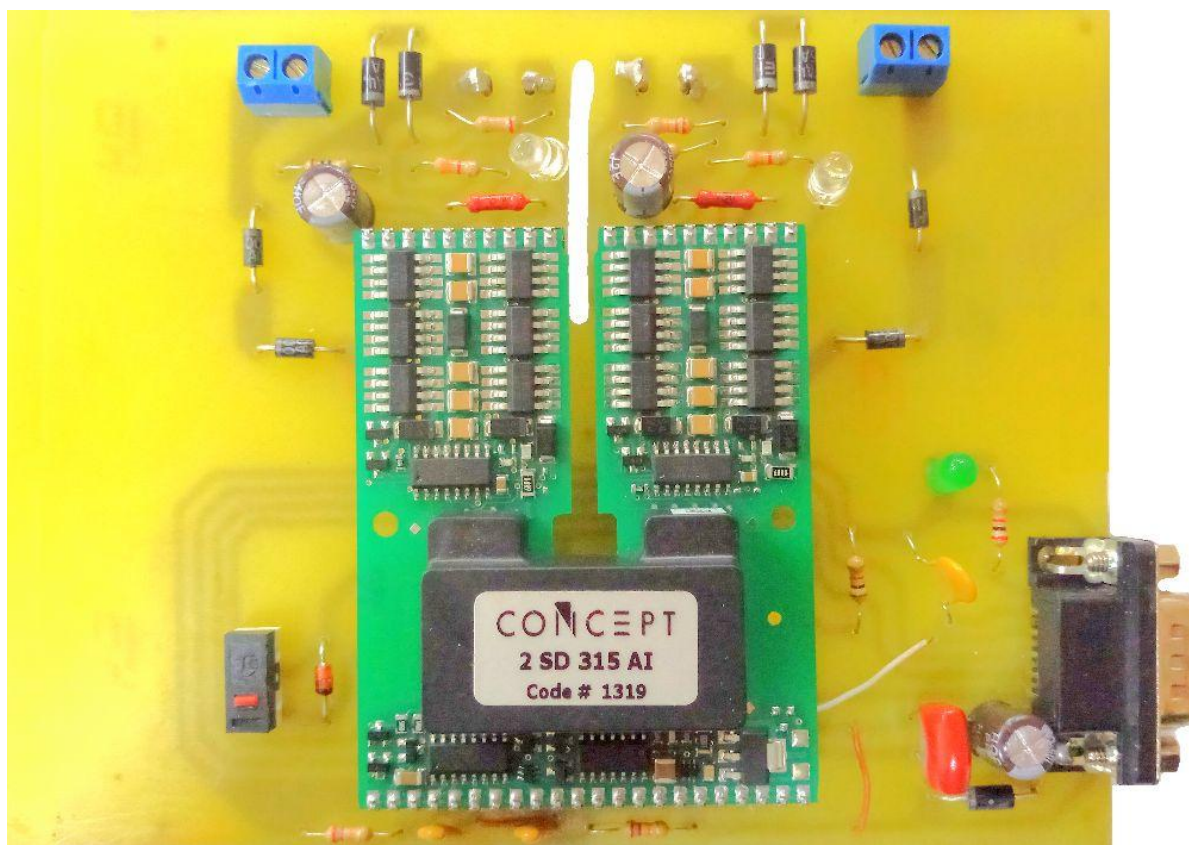


Рисунок 3.50 – Фотография платы драйвера транзисторов со стороны
КОМПОНЕНТОВ

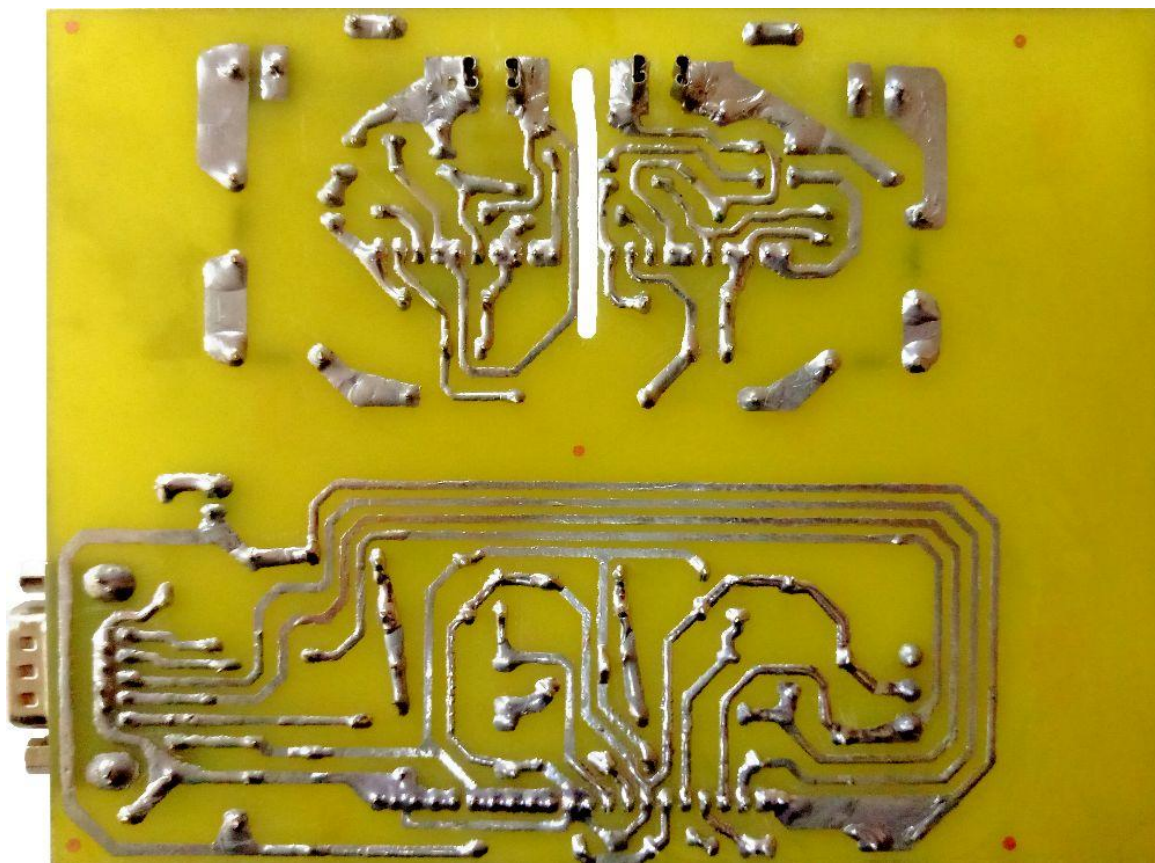


Рисунок 3.51 – Фотография платы драйвера транзисторов со стороны проводников

4. Экспериментальные исследования работы опытной модели источника тока

Фотография изготовленной опытной модели/макета источника тока для технологии микродугового оксидирования с регулировкой параметров питания изображена на рисунке 4.1.

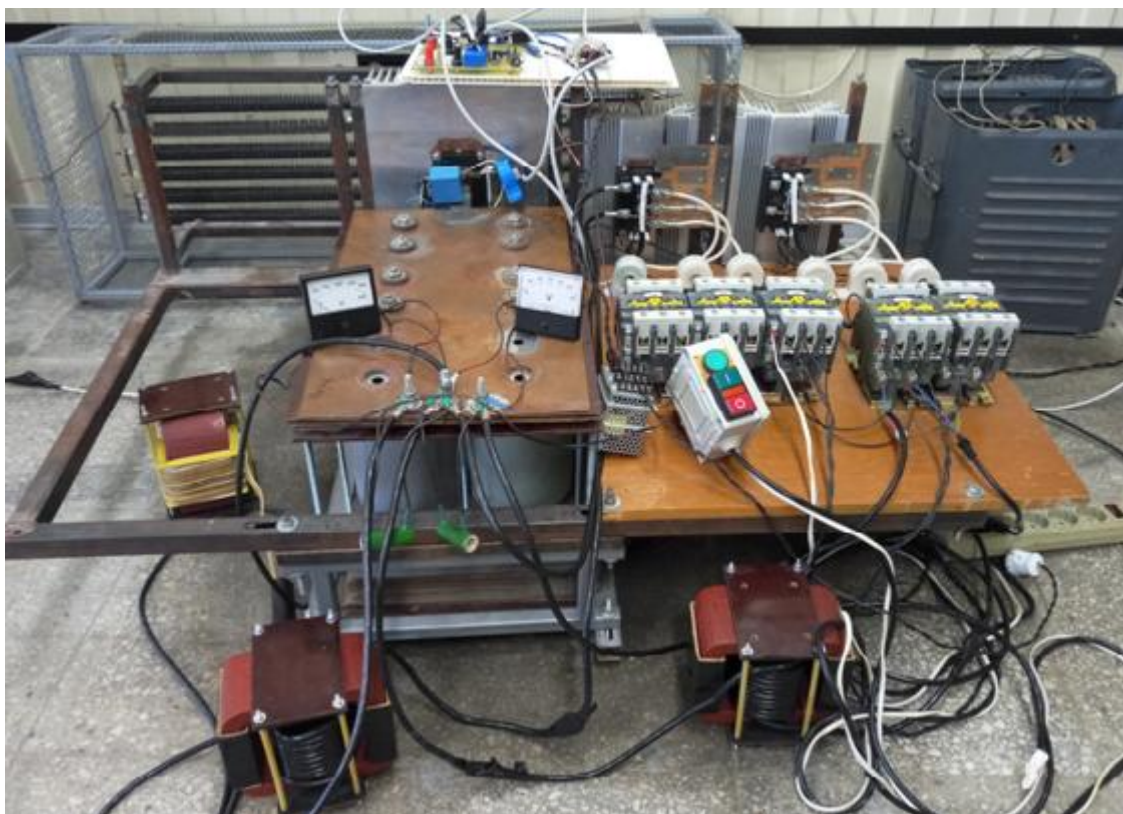


Рисунок 4.1 - Фотография изготовленной опытной модели/макета источника тока для технологии микродугового оксидирования

4.1. Эксперименты с модулями выпрямителей

Для проверки работы цепей выпрямления источника тока проведен тестовый запуск модулей на мощную активную нагрузку в виде ТЭНов, общее сопротивление которых составляло 90 Ом.

Управление выпрямителями производилось с использованием запрограммированной Arduino через плату модуля согласования с выпрямителями (п. 3.3).

Программа содержала два режима управления с возможностью их вкл/откл при необходимости, а именно:

- 1) поочередной цикличной задачи угла управления 120, 90, 60, 0 градусов с интервалом в несколько секунд между ними,
- 2) плавное уменьшение угла с 180 до 0 градусов с его удержанием до сброса режима.

Наблюдения за параметрами схемы проводились с помощью осциллографа, токовых клещей с подключением к нему и стрелочного вольтметра.

Результаты.

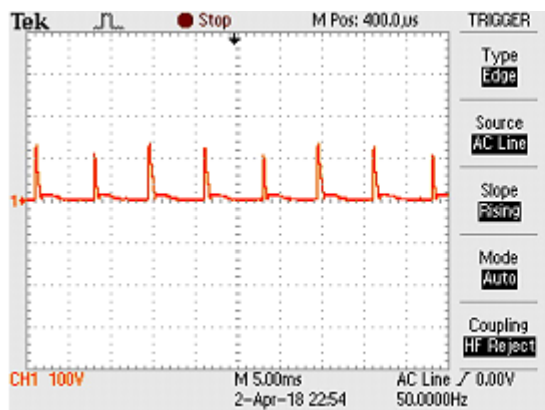
Во всех режимах управления, установлено корректное функционирование разработанных узлов управляющей схемы, а также выявлены следующие особенности в применении выбранных модулей выпрямителей МО-30-Б-1-160-12.

1. Подача на управляющий вход сигнала 0 В (180 град.), не обеспечивает полного отсутствия напряжения на выходе, что важно при использовании данного модуля в схеме. При пуске на разряженные емкостные накопители это может сопровождаться потреблением из сети высоких токов, и также не соответствует логике управления и безопасности.

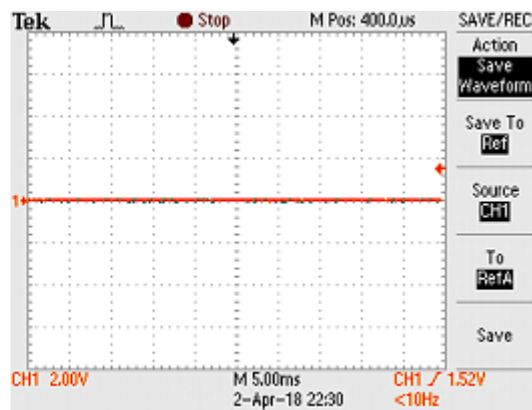
По осциллограмме рисунка 4.2,а заметна коммутация тиристоров при больших углах, несмотря на отсутствие (КЗ входной цепи управления) напряжения управления. Предположительно это может быть связано со смещением в канале управления модуля. Для исключения этой ситуации было предложено сместить питание модуля по отношению к цепи управления установкой диода между выходным каскадом платы согласования с выпрямителями и общей точкой модуля (вывод 1), при таком

преобразовании на вход управления модуля, при отсутствии напряжения на выходе внешней схемы управления, подается отрицательное напряжение 0,5...0,7 В.

Результат опытной проверки показан на осциллограмме рисунка 4.2,б.



а) - без отрицательного смещения



б) - с отрицательным смещением

Рисунок 4.2 – Выходное напряжение модуля при подаче управляющего сигнала 0 В

Это подтверждает выдвинутую гипотезу, и внесено в новую редакцию платы управления.

2. В модуле производителем предусмотрена собственная схема плавного пуска по **включению питания** и **перегрузке**, предназначенная для ограничения начального пускового тока.

Плавный пуск по **включению питания**, запускается при подаче питания 5 В модуля, в ситуации, когда силовое напряжение подано до подачи напряжения питания модуля с выставленным заранее сигналом управления 0..5 В.

Плавный пуск также производится модулем по выходу из *режима перегрузки*. Он запускается при повторном автоматическом запуске модуля после срабатывания защиты. Эта защита включается при превышении амплитудного тока в фазах выше номинального (указанного в паспорте модуля). По истечению времени защиты угол плавно изменяется от максимального до заданного, определяемого сигналом управления 0..5 В.

При тестировании был проверен режим, представляющий практический случай, когда напряжение на питание модуля и силовую схему подано, а затем управление резко подается отличным от 0 В. По осциллограмме рис. 4.3 видно, что в этой ситуации напряжение на выходе выпрямителя так же быстро возрастает.

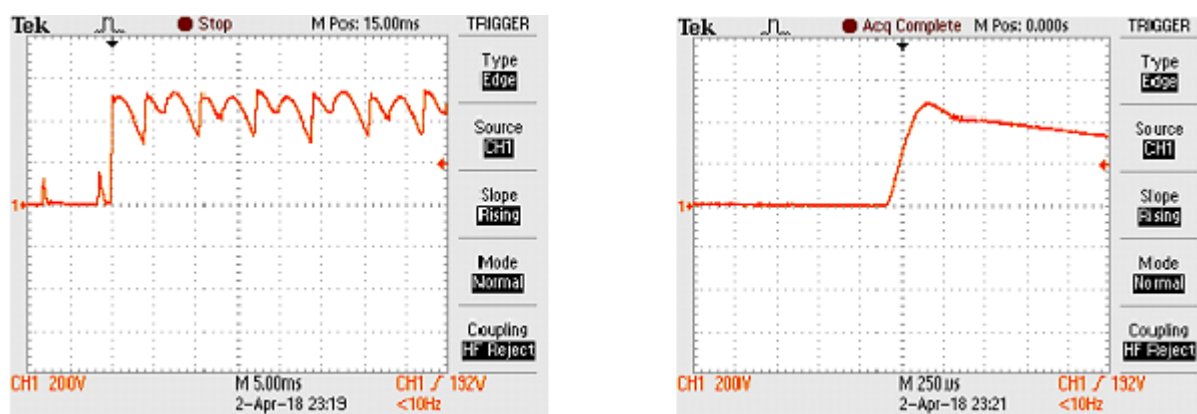


Рисунок 4.3 – Выходное напряжение модуля при скачкообразной подаче 100% управляющего сигнала в разных временных масштабах

Полученные результаты говорят о том, что не все возможные случаи управления обеспечивают плавное нарастание напряжения и для его реализации в схеме требуется программное уменьшение угла управления, моделированное в пункте 2.3.1.

После успешных экспериментов с модулями выпрямителей на активной нагрузке, проведена проверка работы выпрямителя на LC-нагрузку, по пункту 2.3.1. Параметры нагрузки: $C_A=1763\text{мкФ}$, $R_{CA}=32\text{МОм}$, $L=161\text{мкГн}$, $R_L = 1,4\text{ МОм}$. Угол управления изменялся с 180 до 90 градусов за 5 секунд. Фазное напряжение сети равно 220 В.

На рисунке 4.4 приведена осциллограмма напряжения заряда емкостного накопителя.



Рисунок 4.4 – Напряжение заряда емкостного накопителя

Напряжение полного заряда накопителя по рисунку 4.4 составляет 500 В, что подтверждает вывод при моделировании о том, что емкость полностью заряжается при 90 градусов управления выпрямителем.

На рисунке 4.5 приведена осциллограмма импульса тока заряда накопителя, максимального по амплитуде за все время заряда. Измерения тока производились с шунта Ekits-20A 75мВ.

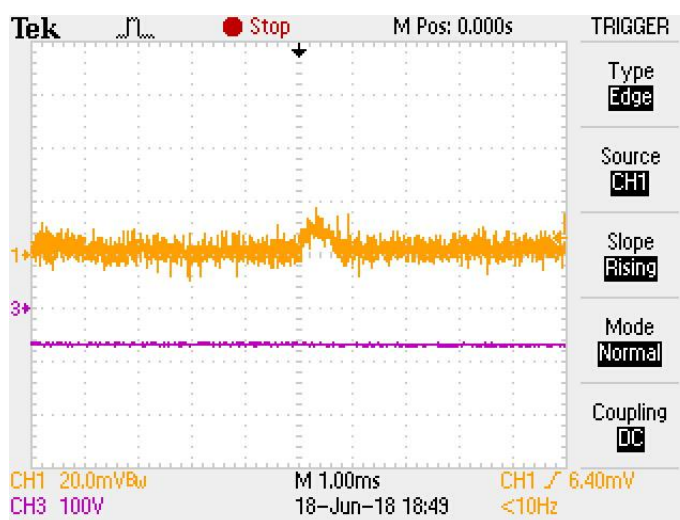


Рисунок 4.5 – Осциллограммы: CH1- импульс тока заряда, максимальный по амплитуде и CH3 - напряжение заряда накопителя в этот момент

Максимальная амплитуда тока заряда по рисунку 4.5 составляет 10 мВ, что соответствует 2,66 А, при этом напряжение на емкости в этот момент составляет 65 В.

Таким образом, плавный пуск схемы ограничивает ток в допустимых пределах.

4.2. Эксперименты с модулем транзисторов

Для проверки работы полумостового инвертора опытной модели источника, проведен эксперимент коммутации транзисторов на активно-индуктивную нагрузку, номиналы которой составляют: $R=2,5$ Ом и $L = 240$ мкГн.

Управление IGBT-модулем производилось с использованием запрограммированной Arduino через плату модуля драйвера транзисторов (п. 3.4).

На рисунке 4.6 приведена исследуемая схема.



Результаты.

121

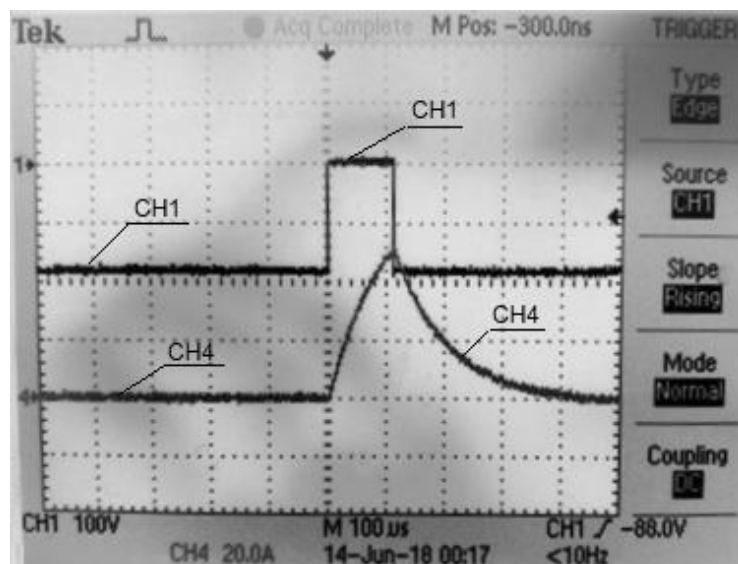


Рисунок 4.7 – Осциллограмма коммутации нагрузки

На осциллограмме изображено напряжение на транзисторе VT1 обратной полярности и ток нагрузки. Длительность импульса составляет 110 мкс. За это время ток успевает нарасти до 50 А.

Для оценки перенапряжения на VT1 замерен задний фронт импульса в увеличенном масштабе (Рис. 4.8).

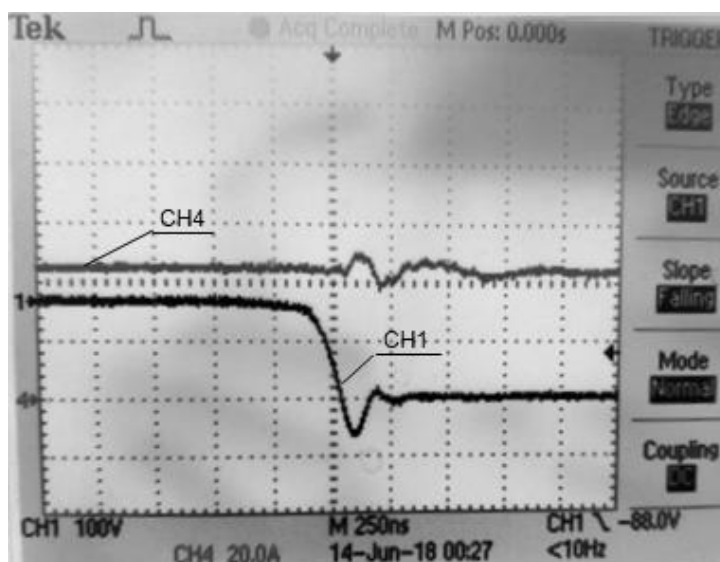


Рисунок 4.8 – Осциллограмма заднего фронта в увеличенном масштабе

Всплеск перенапряжения на транзисторе VT1, согласно рисунку 4.8 составляет 70 В.

На осциллограмме рисунка 4.9 приведен опыт с более высоким начальным напряжением заряда накопителя C1.

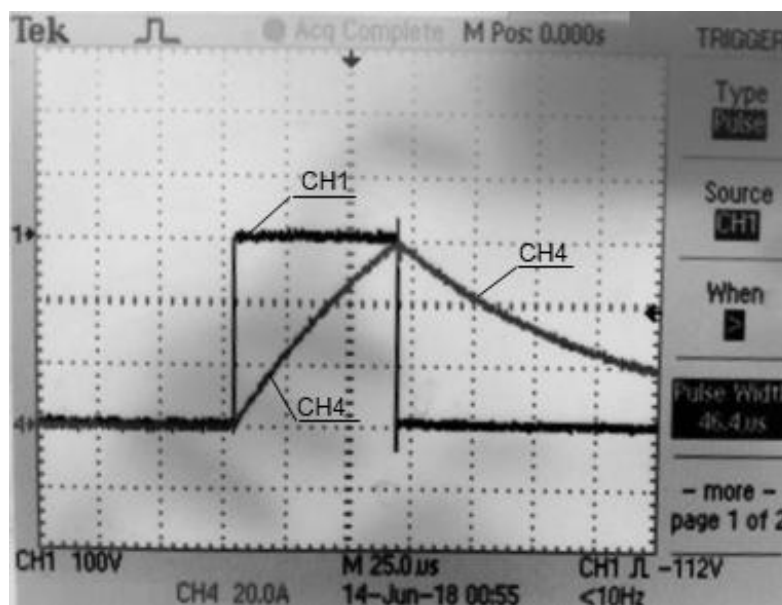


Рисунок 4.9 – Осциллограмма коммутации при повышенном напряжении

При таком напряжении ток нагрузки нарастает заметно быстрее, и, достигая 60 А, приводит к срабатыванию защиты драйвера по току, обрезая длительность импульса до 65 мкс. После некоторой паузы драйвер снова открывает транзистор, и снова закрывает по достижению 60 А до тех пор, пока накопитель C1 не разрядится по цепям разряда Rразр и за счет потребления мощности в импульсах, до такого напряжения, при котором ток нагрузки при коммутации не будет превышать заданный уставкой.

На рисунке 4.10 приведена осциллограмма импульса, начиная с которого, защита перестает срабатывать, т.е. импульс, который следует за серией срабатывания защиты.

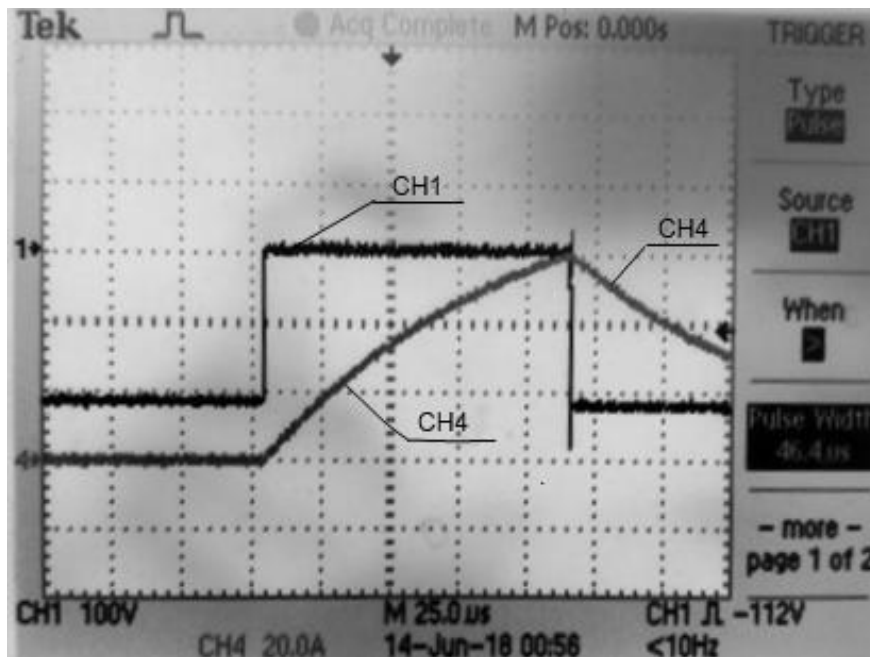


Рисунок 4.10 – Осциллограмма коммутации нагрузки, начиная с которой защита не срабатывает

Таким образом, ток в 60 А является максимальным при такой конфигурации цепей управления, а именно при $R_{th}=18$ кОм (п. 3.4.2), превышение которого ведет к срабатыванию защиты.

После замены резистора R_{th} на 20 кОм проведены аналогичные опыты. На рисунке 4.11 приведена осциллограмма коммутации нагрузки на максимальном токе, при котором защита еще не срабатывает. На рисунке 4.12 показана осциллограмма коммутации нагрузки, при срабатывании защиты по току. На рисунке 4.13 изображена осциллограмма оценки перенапряжения на VT1.

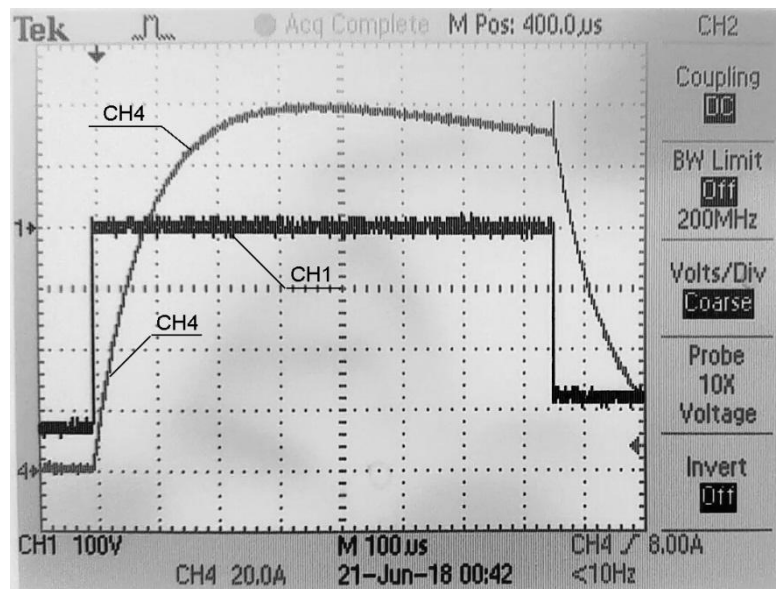


Рисунок 4.11 – Осциллограмма коммутации нагрузки на максимальном токе, при котором защита еще не срабатывает

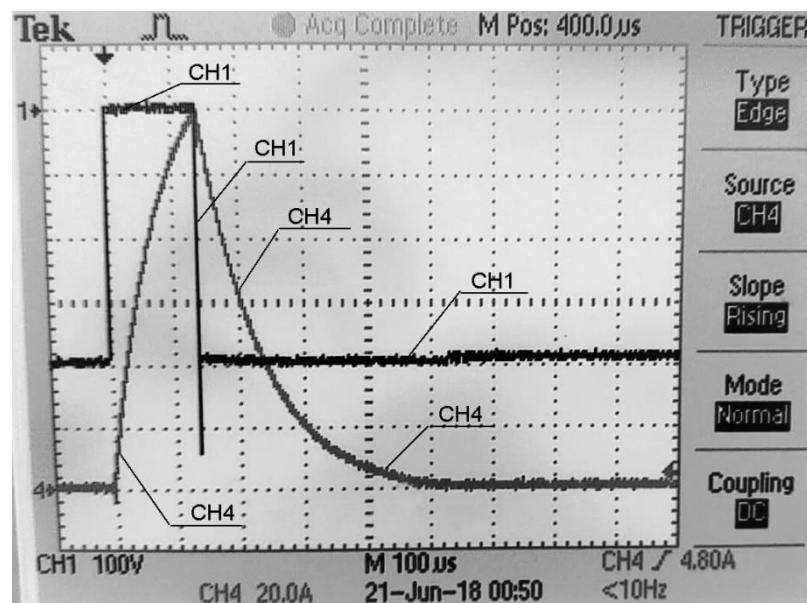


Рисунок 4.11 – Осциллограмма коммутации нагрузки при срабатывании защиты по току

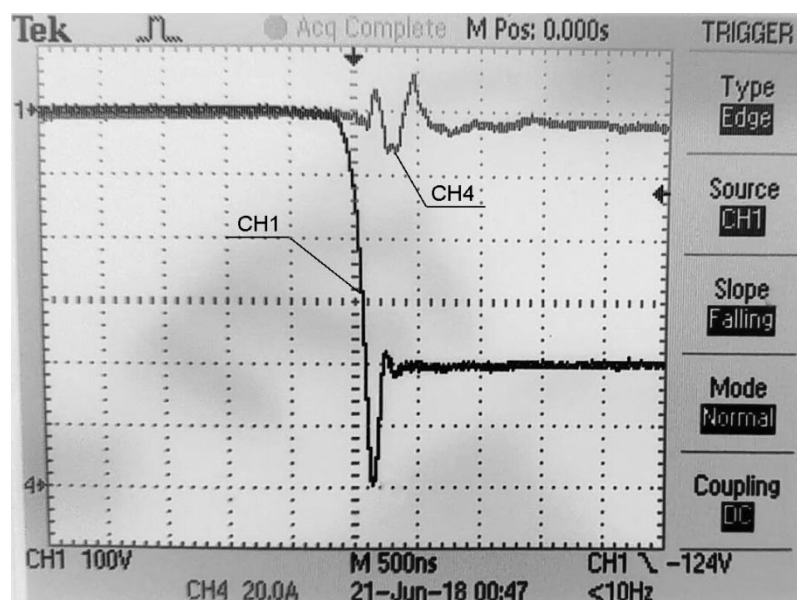


Рисунок 4.13 – Осциллограмма заднего фронта в увеличенном масштабе

Всплеск перенапряжения на транзисторе VT1, при срабатывании защиты по току, согласно рисунку 4.13 составляет 200 В.

Заключение

В результате выполнения магистерской диссертационной работы, разработаны имитационные модели источника тока для технологии микродугового оксидирования в программном пакете MATLAB/Simulink.

Промоделированы пусковой и установившиеся режимы при разных частотах коммутации нагрузки.

По результатам моделирования осуществлен выбор параметров и номиналов компонентов, способ управления источником при безаварийном запуске, а также выявлен режим работы при частоте коммутации нагрузки равной частоте сети, при котором возникают негативные факторы, в виде постоянной составляющей в токах фаз. Установлена максимальная мощность опытной модели источника тока имеющейся конфигурации.

Разработана структура системы управления. Спроектированы ее модули: модуль согласования датчиков, модуль согласования управления выпрямителями, модуль драйвера транзисторов. Осуществлено изготовление печатных узлов перечисленных модулей СУ и проведены их тестовые испытания. Во всех режимах управления, установлено корректное функционирование разработанных узлов управляющей схемы.

Изготовлена опытная модель/макет источника тока и проведены испытания ее узлов. По результатам испытаний выявлены особенности в управлении выпрямителей МО-30-Б-1-160-12 в виде не полного отсутствия напряжения на выходе, при отсутствии сигнала управления. Для исключения этой ситуации было предложено применить отрицательное смещение управления установкой диода между выходным каскадом платы согласования с выпрямителями и общей точкой модуля. При испытаниях цепи модуля транзисторов CM300DY-34A установлена корректная работа, соответствующая заложенным параметрам.

Список используемой литературы

1. Суминов, И.В. Микродуговое оксидирование (теория, технология, оборудование) / И.В. Суминов и др. – М. : ЭКОМЕТ, 2005. – 368 с.
2. Liang, C.J. In-situ Impedance Spectroscopy Studies of the Plasma Electrolytic Oxidation Coating Process: This dissertation submitted in partial fulfilment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy: / Chen-Jui Liang. – The university of Sheffield, June 2013. – p219.
3. Yang, Y. Effects of Current Density on the Microstructure and the Corrosion Resistance of Alumina Coatings Embedded with SiC Nano-particles Produced by Micro-arc Oxidation / Y. Yang, Y. Liu // J. Mater. Sci. Technol. 2010 №26, с. 1016-1020
4. Дударева, Н. Ю. ВЛИЯНИЕ РЕЖИМОВ МИКРОДУГОВОГО ОКСИДИРОВАНИЯ НА СВОЙСТВА ФОРМИРУЕМОЙ ПОВЕРХНОСТИ / Н. Ю. Дударева. // Вестник УГАТУ. – 2013. – №3. – С. 217-222.
5. Dehnavi, V. Effect of duty cycle and applied current frequency on plasma electrolytic oxidation (PEO) coating growth behavior / V. Dehnavi, B.L. Luan, D.W. Shoesmith, X.Y. Liu, S. Rohani // Surface & Coatings Technology. 2013. №226, с. 100–107
6. Dehnavi, V. Corrosion properties of plasma electrolytic oxidation coatings on an aluminium alloy: The effect of the PEO process stage / V. Dehnavi, D.W. Shoesmith, B.L. Luan, M. Yari , X.Y. Liu, S. Rohani // Materials Chemistry and Physics. 2015. №161, с. 49-58
7. Leea, J.H. Influence of Applied Frequency on Microstructural and Electrochemical Characteristics of Ceramic Coating Produced on Al-Mg Alloy by Pulsed Plasma Electrolytic Oxidation / J.H. Leea, S.J. Leeb, S.J. Kimc // 5th International Science Congress & Exhibition APMAS 2015, Lykia, Oludeniz, April 16–19, 2015

8. Руднев В. С., Гордиенко П. С., Курносова А. Г., Овсянникова А. А. Влияние электролита на результат микродугового оксидирования алюминиевых сплавов // Защита металлов. 1991. Т. 27. № 1. С. 106–110.

9. Малышев В. Н., Колмаков А. Г., Бунин И. Ж. Оптимизация режимов получения и свойств оксидных покрытий на алюминиевом сплаве с использованием метода мультифрактального анализа // Физика и химия обработки материалов. 1997. №5. С.77–84.

10. A Yerokhin, E V Parfenov and A Matthews "Frequency response method for modelling of plasma electrolytic oxidation processes", MMT 2008, Proc Int Conf, Ariel, Israel (2008) V1, 4-12 - 4-18, Editor: M Zinigrad, ISBN: 978-965-7376-16-4, Ariel University Center of Samaria.

11. Шандров Б. В., Морозов Е. М., Жуковский А. В. Основы технологии микродугового оксидирования: Учебное пособие. М.: «ИД Альянс», 2008. 80 с.

12. Тольяттинский государственный университет. НИО-4 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.tltsu.ru/science/uslugi/kon/neo4/index.php?sphrase_id=227573, свободный. – Загл. с экрана.

13. Наклескин, А.Г. Источник тока для микродугового оксидирования: бакалаврская работа: 11.03.04 / А.Г. Наклескин. – Тольятти, 2016. – 94 с. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://dspace.tltsu.ru/bitstream/123456789/1875/1/Наклескин%20А.Г._ЭЛб_1201.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

14. Заявка РФ № 2018100556/20(000678) Устройство для микродугового оксидирования вентильных металлов / П.В. Ивашин, А.Г. Наклескин, М.В. Позднов, А.Я. Твердохлебов. 09.01.2018

15. Наклескин, А. Г. Экспериментальное определение параметров магнитного сердечника и катушки индуктивности на его основе / А. Г.

Наклескин, М. В. Позднов, А. Я. Твердохлебов // Вестник ЮУрГУ. Серия «Энергетика». – 2018. – Т. 18, №2. – (в печати).

16. Наклескин, А. Г. Математическое моделирование источника тока для технологии микродугового оксидирования / А. Г. Наклескин // Научно-практическая конференция «Студенческие Дни науки в ТГУ» (Тольятти, 3-29 апреля 2018 года). Сборник «Студенческие Дни науки – 2018». (в печати).

17. Наклескин, А. Г. Особенности управления модулем регулируемого выпрямителя МО30-Б-1-160-12 / А. Г. Наклескин // Научно-практическая конференция «Студенческие Дни науки в ТГУ» (Тольятти, 3-29 апреля 2018 года). Сборник «Студенческие Дни науки – 2018». (в печати)

18. Исследование влияния наночастиц SiO₂ на МДО силуминов и деформируемых алюминиевых сплавов при различных частотах и формах технологического тока: Отчет о НИР (промежуточ.) / ФГБОУ ВО Тольяттинский государственный университет (ТГУ); Руководитель П.В. Ивашин. – код проекта 11.3937.2017/ПЧ № ГР АААА-А17-117032010123-3; Исполн. М.В. Позднов, А.Г. Наклескин, А.Я. Твердохлебов, А.В. Полунин, Е.Д. Боргардт. – Тольятти.: 2018. – 128 с.

19. Вольдек, А.И. Электрические машины 2-е изд. / А.И. Вольдек – Л. : ЭНЕРГИЯ, 1974. – 840 с.

20. AM-3125 Измеритель RLC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://aktakom.nt-rt.ru/images/manuals/AM-3125.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

21. ТУ 1261-032-12287107-2010 «Магнитопроводы разрезные композиционные ГАММАМЕТ».

22. Магнитопроводы ГАММАМЕТ® 24ДС [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.gammamet.ru/index.php/ru/gm/razr>, свободный. – Загл. с экрана.

23. Матвеев К. Использование пакета ANSYS для моделирования электромагнитных элементов импульсных преобразователей напряжения // Силовая электроника. – М: ООО «Медиа Кит», 2004, №2. С. 92–94

24. ЗАО "ЭЛЕКТРУМ АВ" Модули регулируемого выпрямителя. МО30, МО30.1. [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://rill.ru/docs/mo30_1.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

25. Датчик тока ДТ 005.007-02 Паспорт [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.energis.pro/pasport/005.007-2.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

26. IGBT modules. CM300DY-34A [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://www.mitsubishielectric-mesh.com/products/pdf/cm300dy-34a_e.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

27. Metallized Polypropylene Film Capacitors [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://ru.mouser.com/datasheet/2/400/МКР_B32656S-883798.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

28. RCH 50 100 R [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://www.elpro.org/de/5-55-50w/4733-rch-50-100-r.html>, свободный. – Загл. с экрана.

29. Voltage Transducer LV 25-P/SP5 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.lem.com/docs/products/lv_25-p_sp5.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

30. Product Specification, Hall current sensor HA2020 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.yhdc.us/ENpdf/HA2020-300A-150mA_en.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

31. TL43xx Precision Programmable Reference [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tl431.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

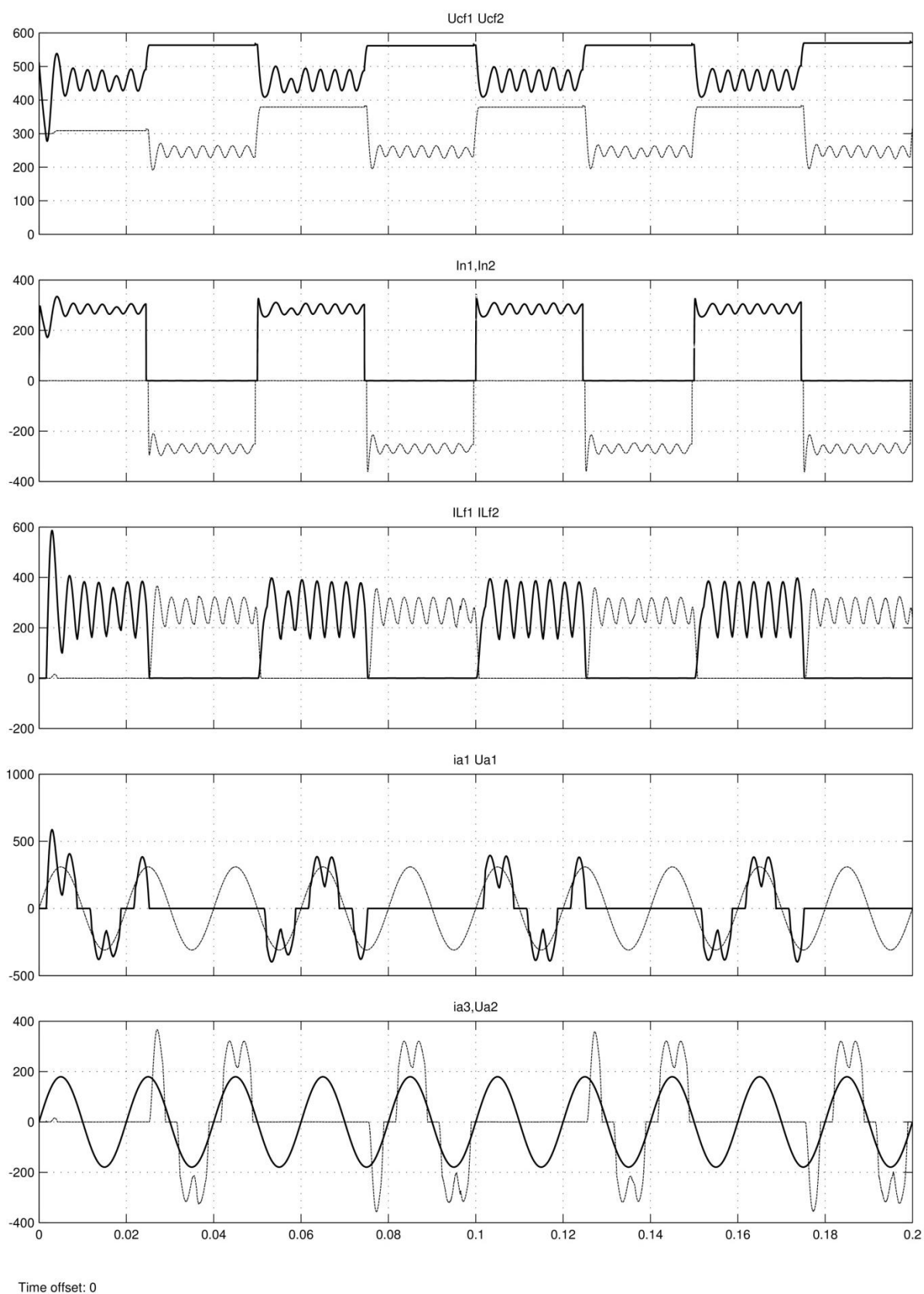
32. BS170 / MMBF170 N-Channel Enhancement Mode Field Effect Transistor, [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://static.chipdip.ru/lib/156/DOC000156784.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

33. High speed transistor optocouplers, [Электронный ресурс]. – Режим доступа : <https://static.chipdip.ru/lib/222/DOC000222622.pdf>, свободный. – Загл. с экрана.

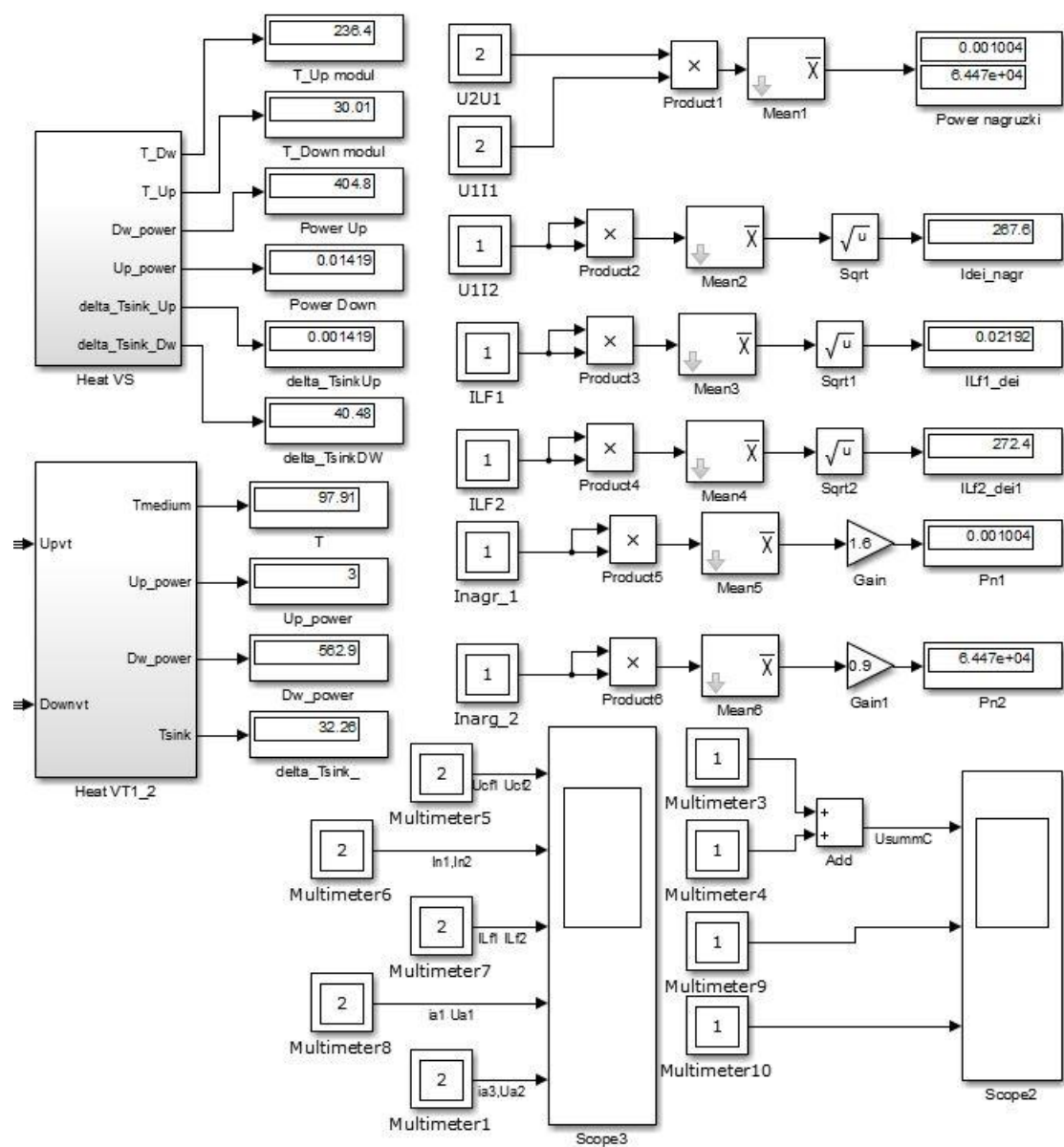
34. Dual SCALE Driver 2SD315AI-33, [Электронный ресурс]. – Режим доступа : http://www.symmetron.ru/suppliers/power-integrations/2SD315AI-33_E.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

35. Description and aplication manual for SCALE drivers, [Электронный ресурс]. – Режим доступа : https://gate-driver.power.com/sites/default/files/product_document/application_manual/SCALE_E.pdf, свободный. – Загл. с экрана.

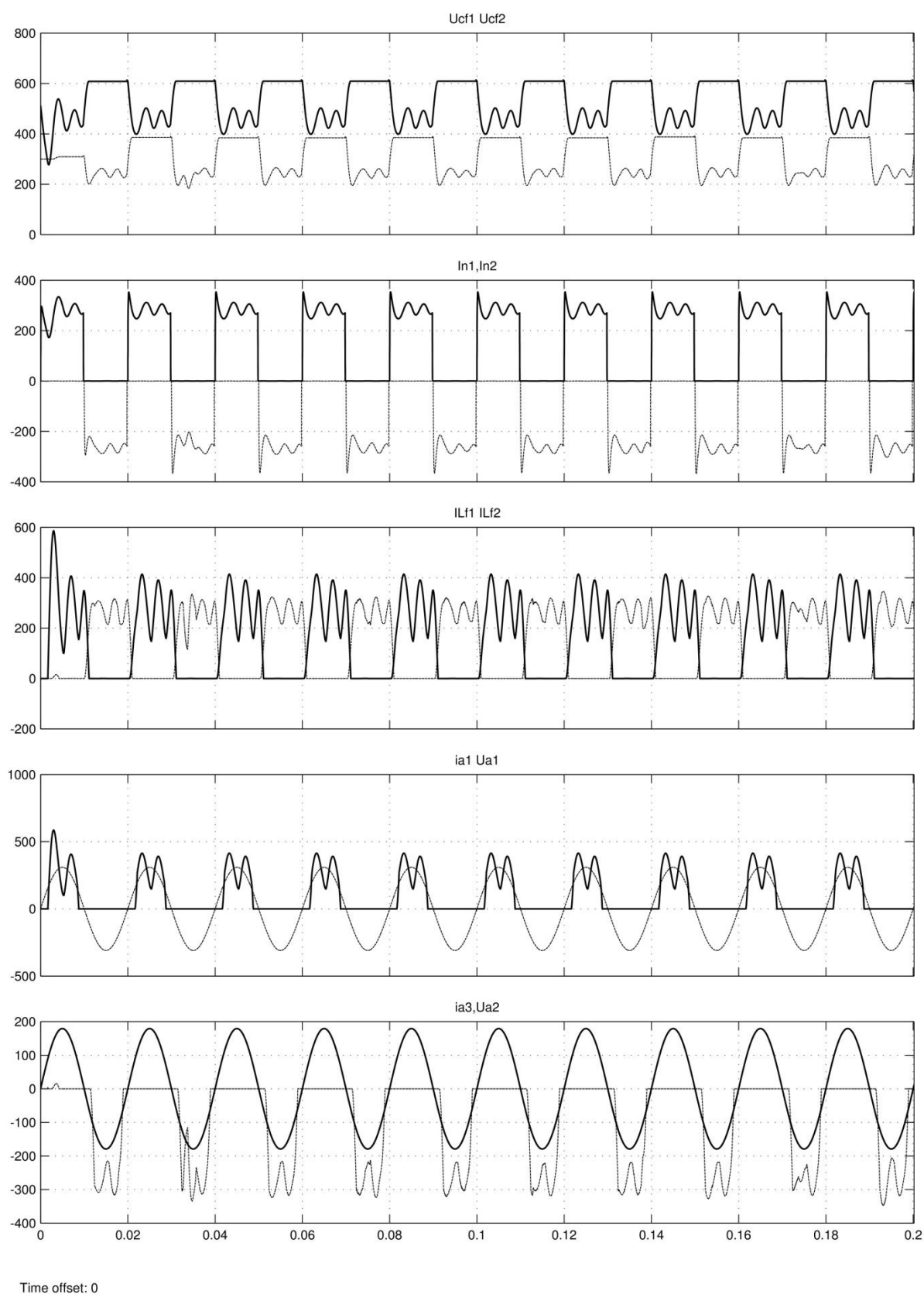
ПРИЛОЖЕНИЕ



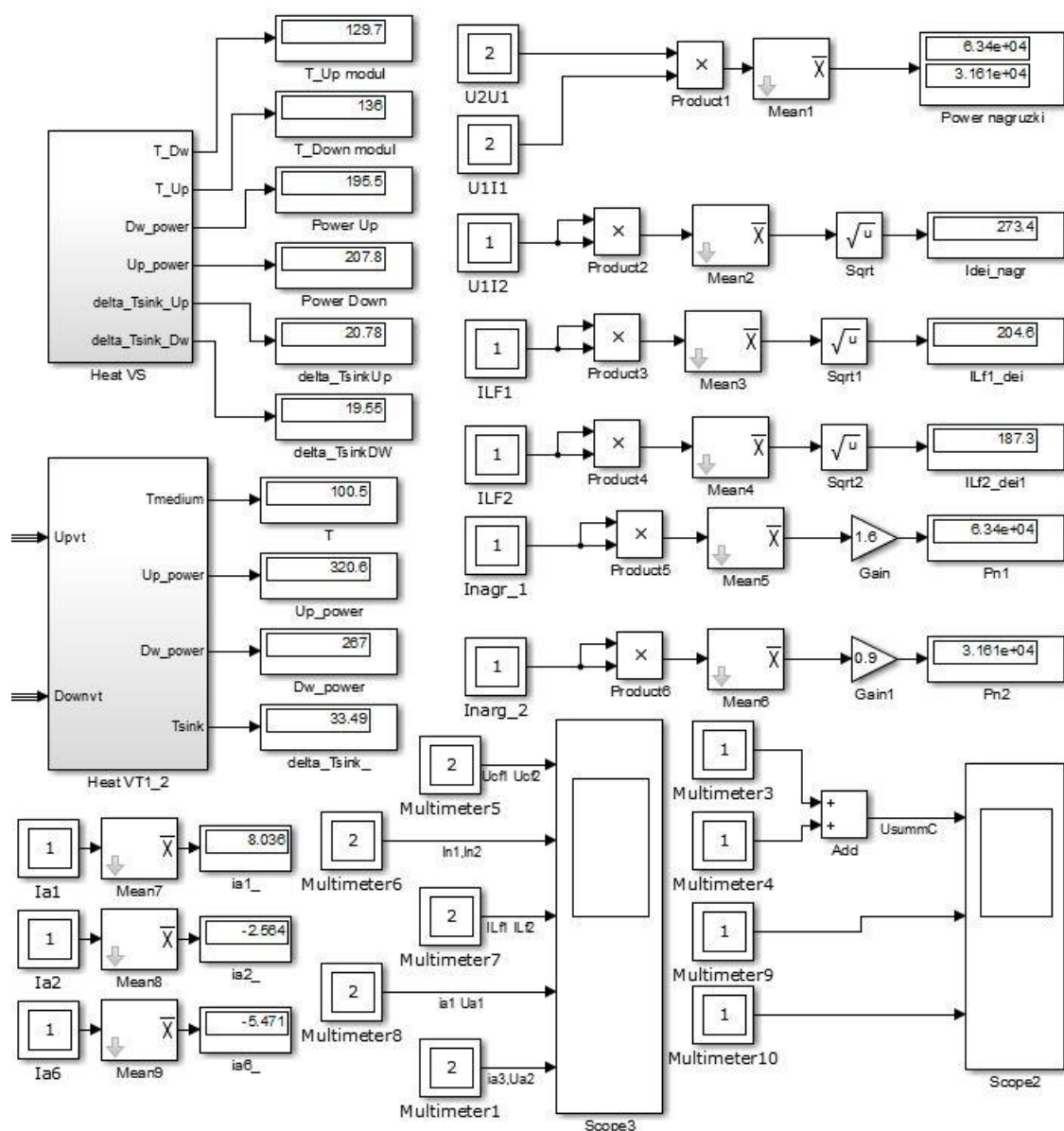
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 20 Гц



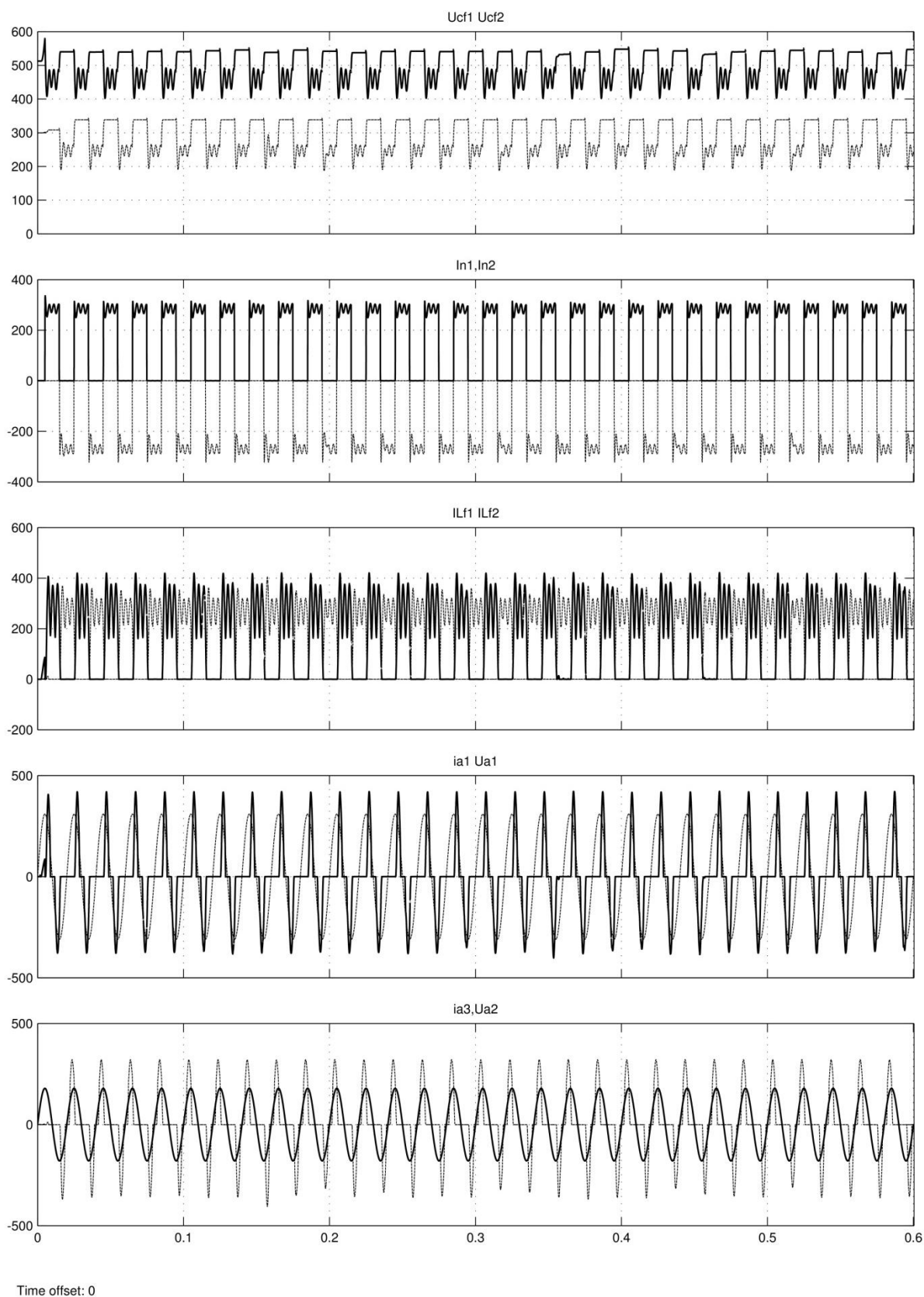
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 20 Гц



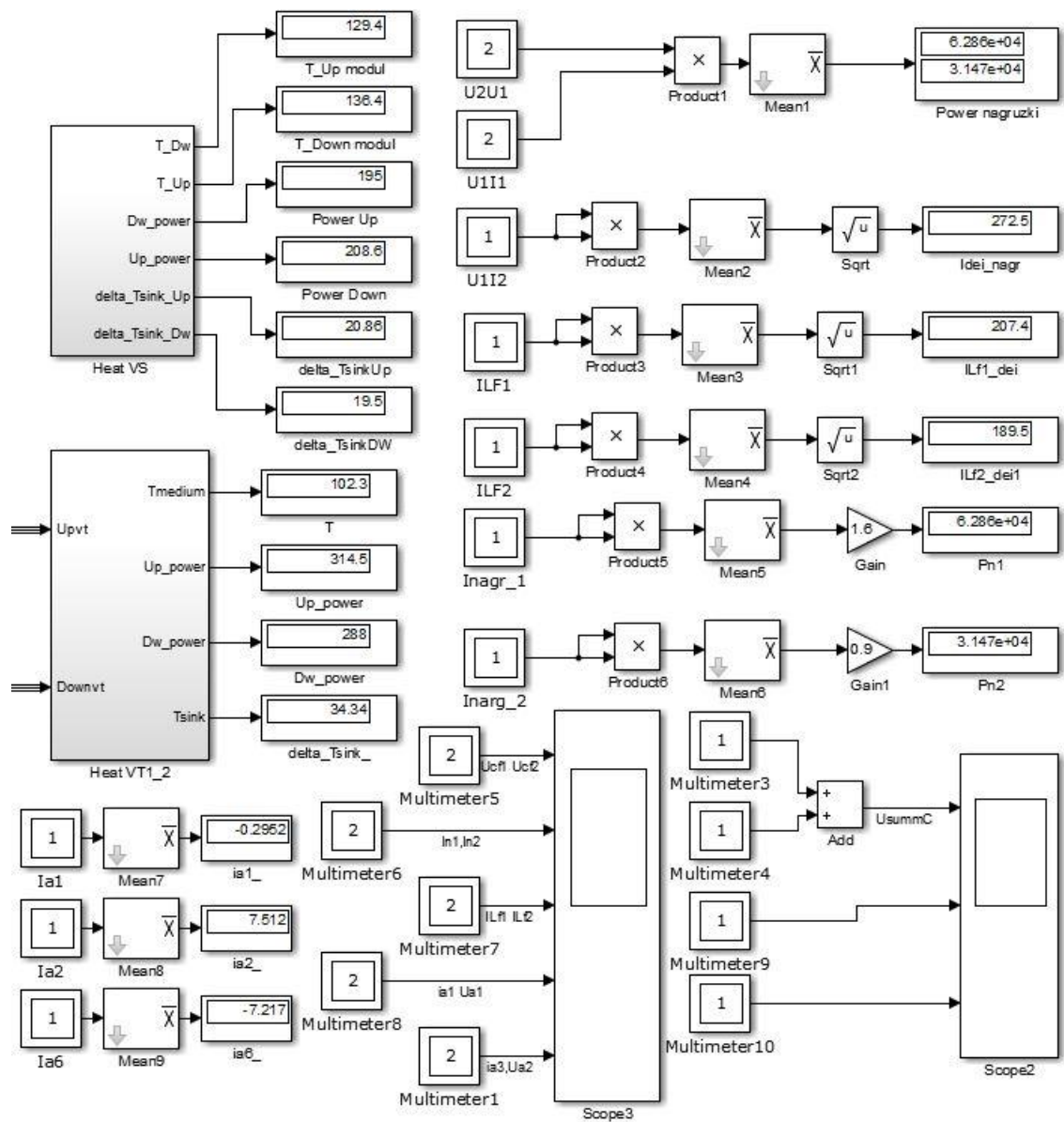
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц



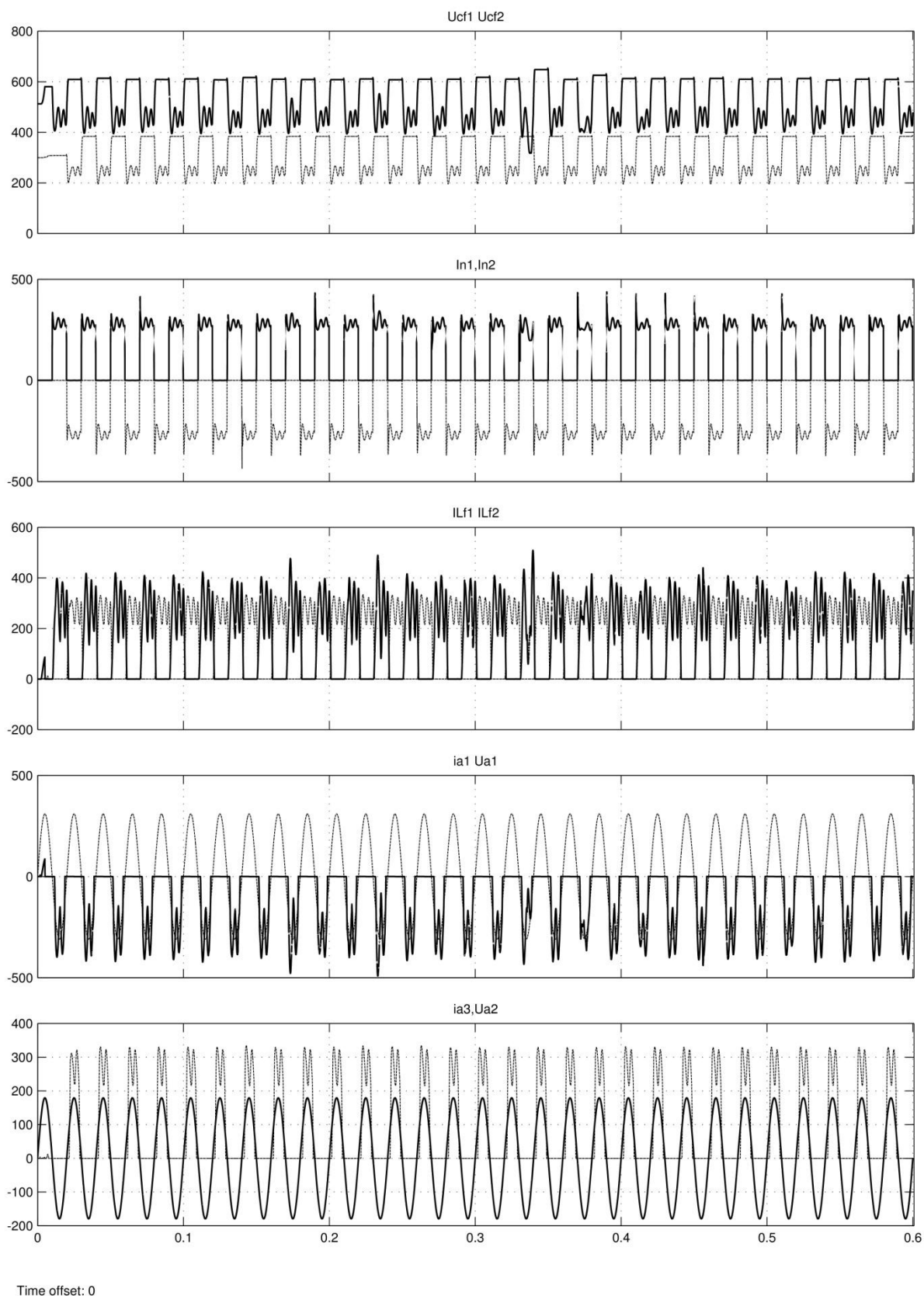
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц



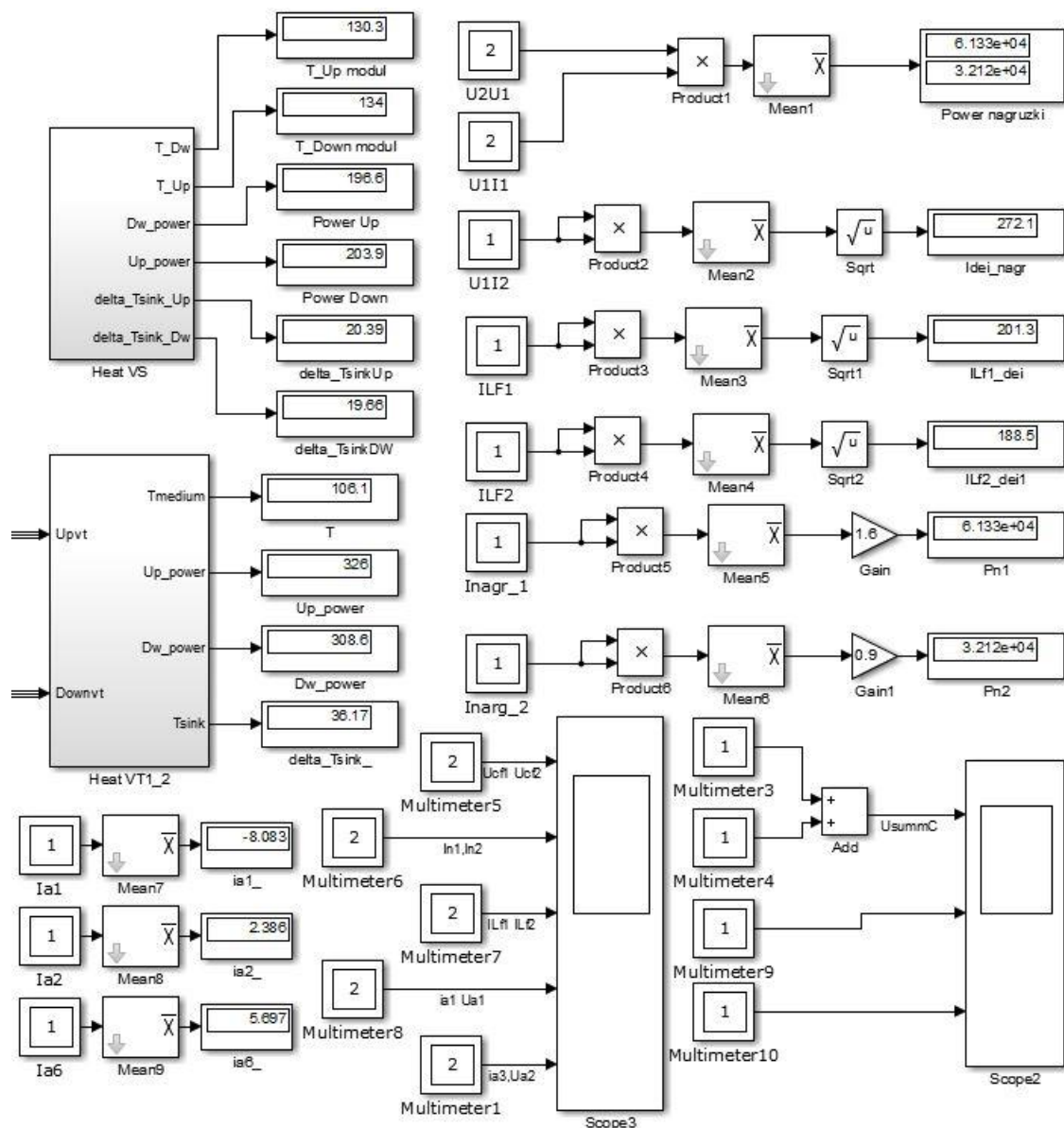
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 45 град



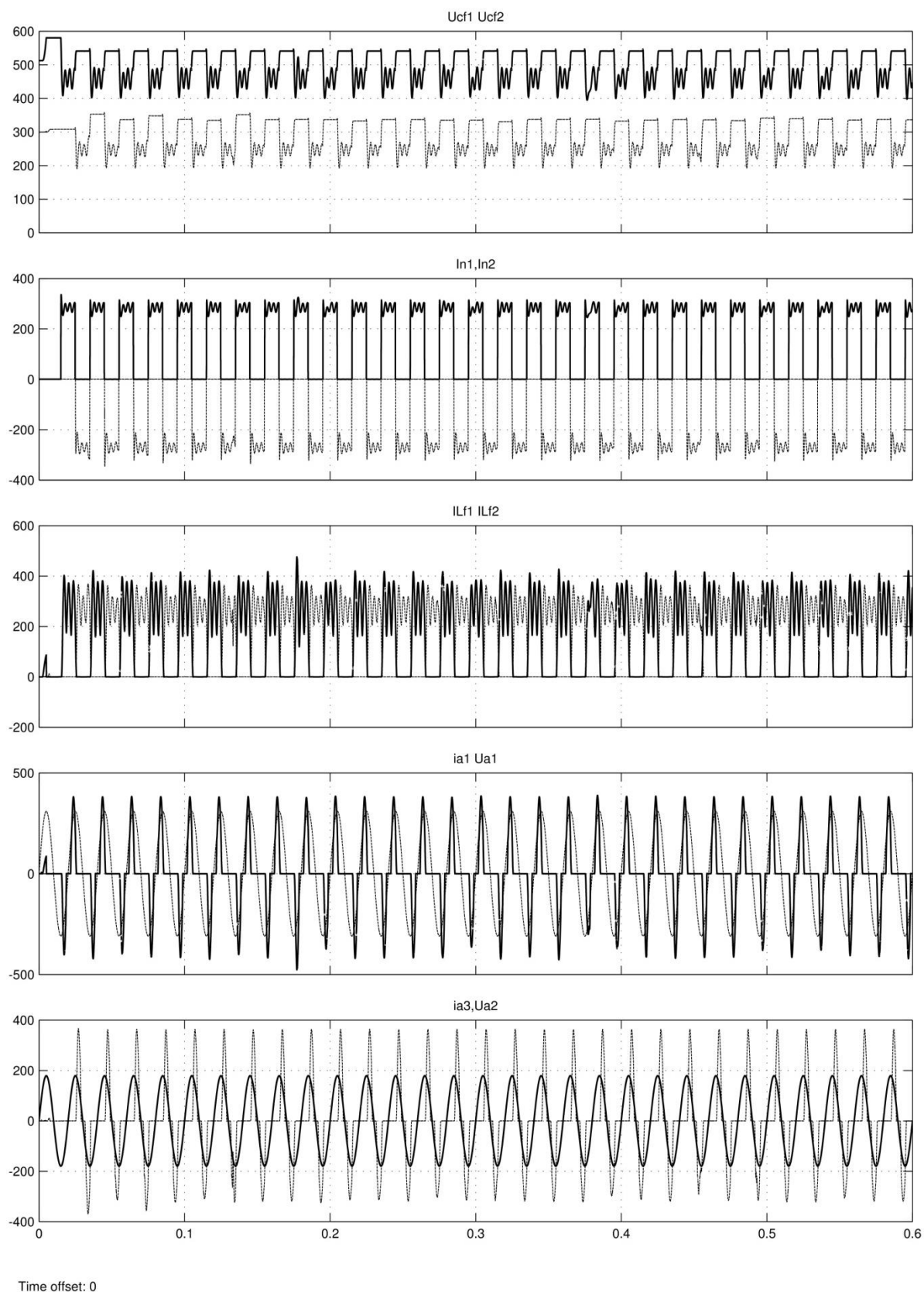
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 45 град



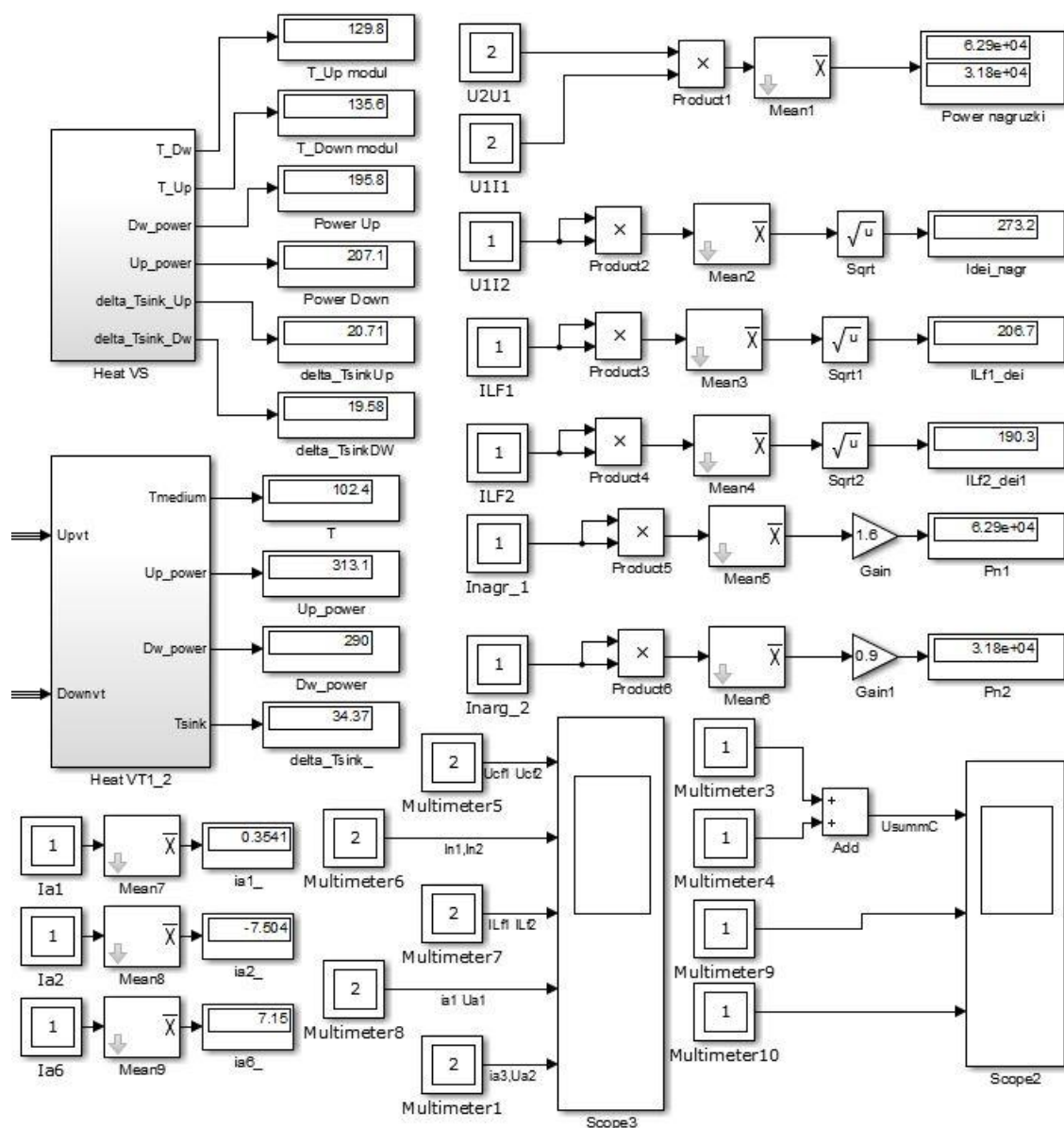
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 90 град



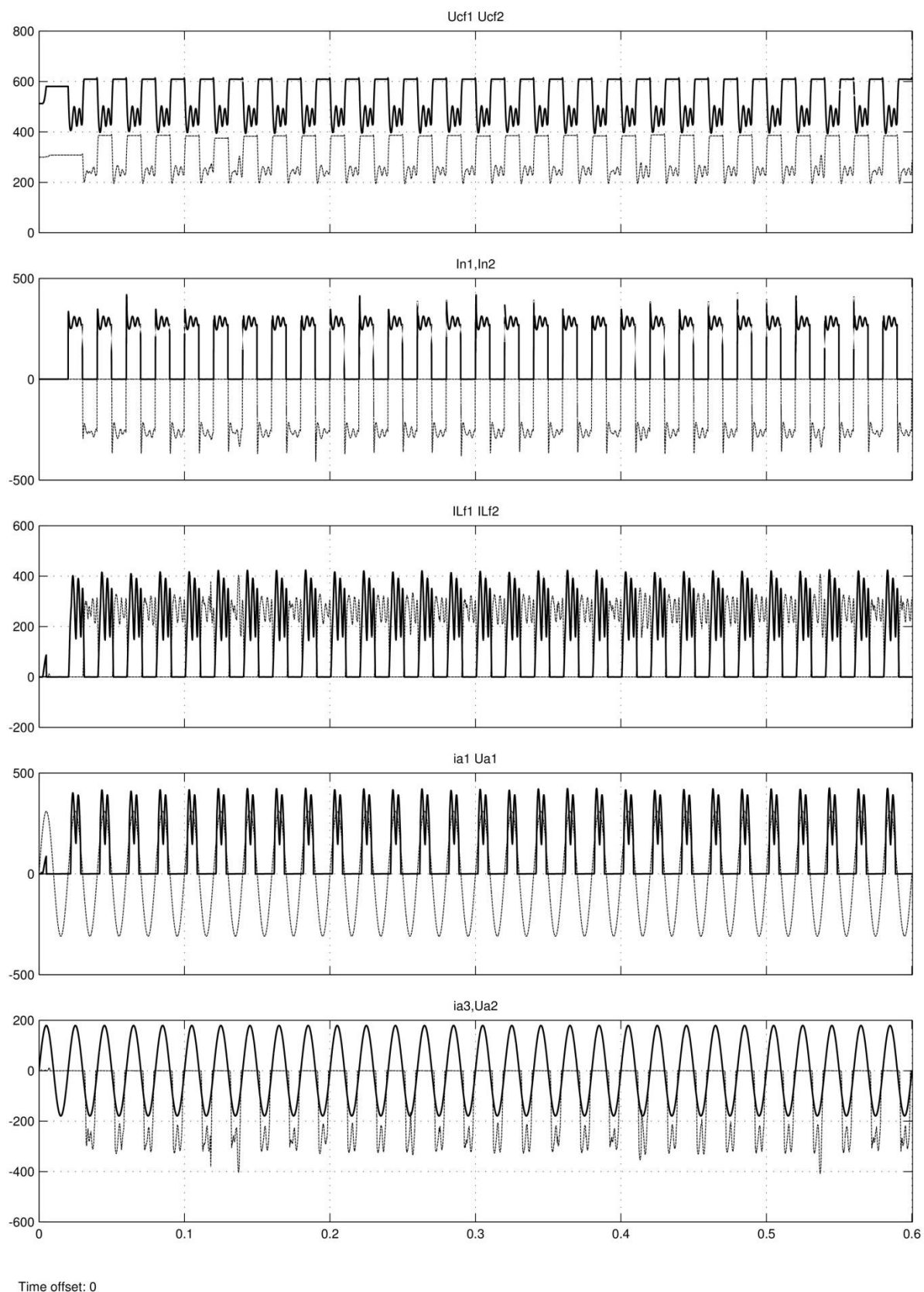
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 90 град



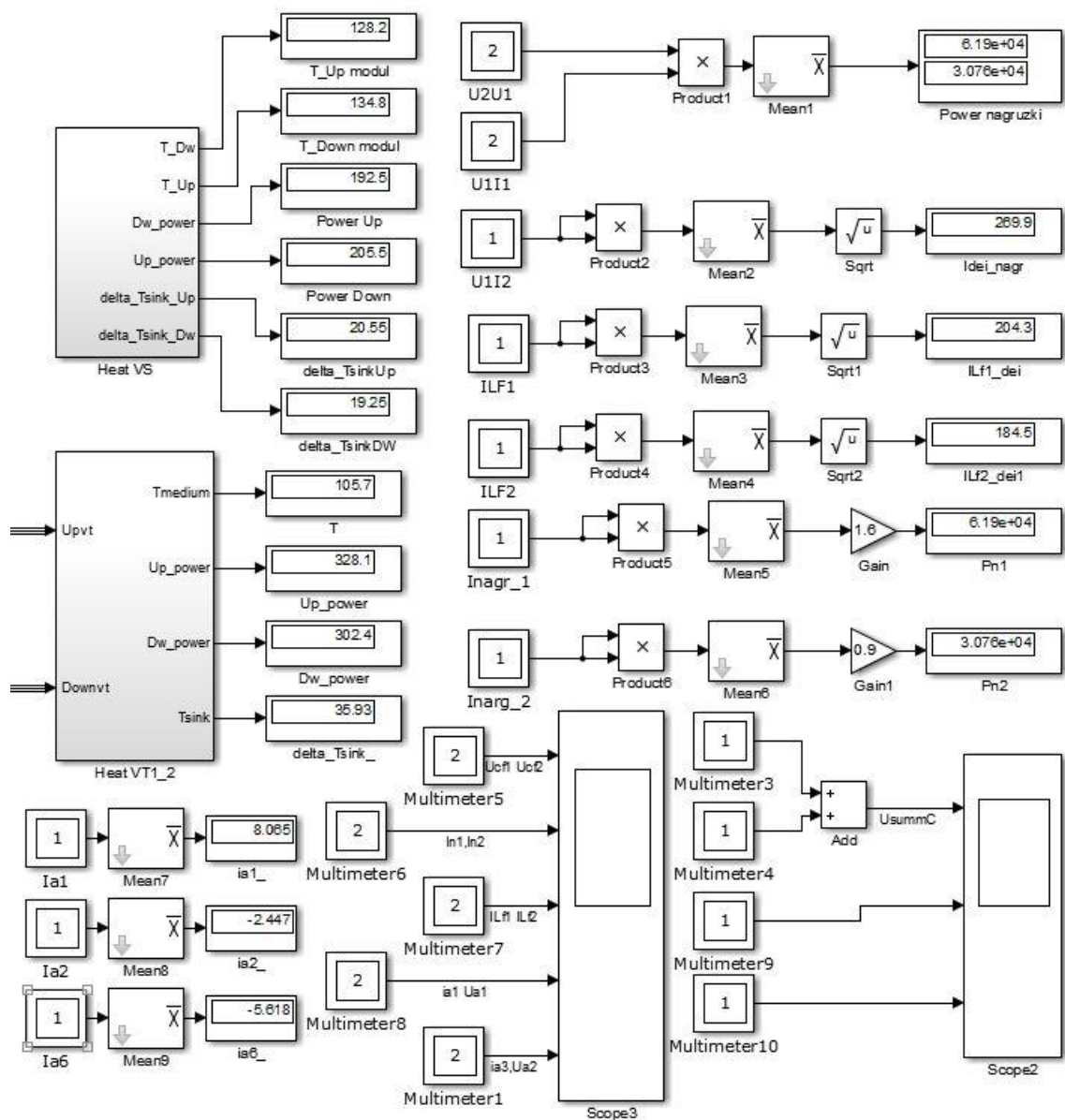
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 135 град



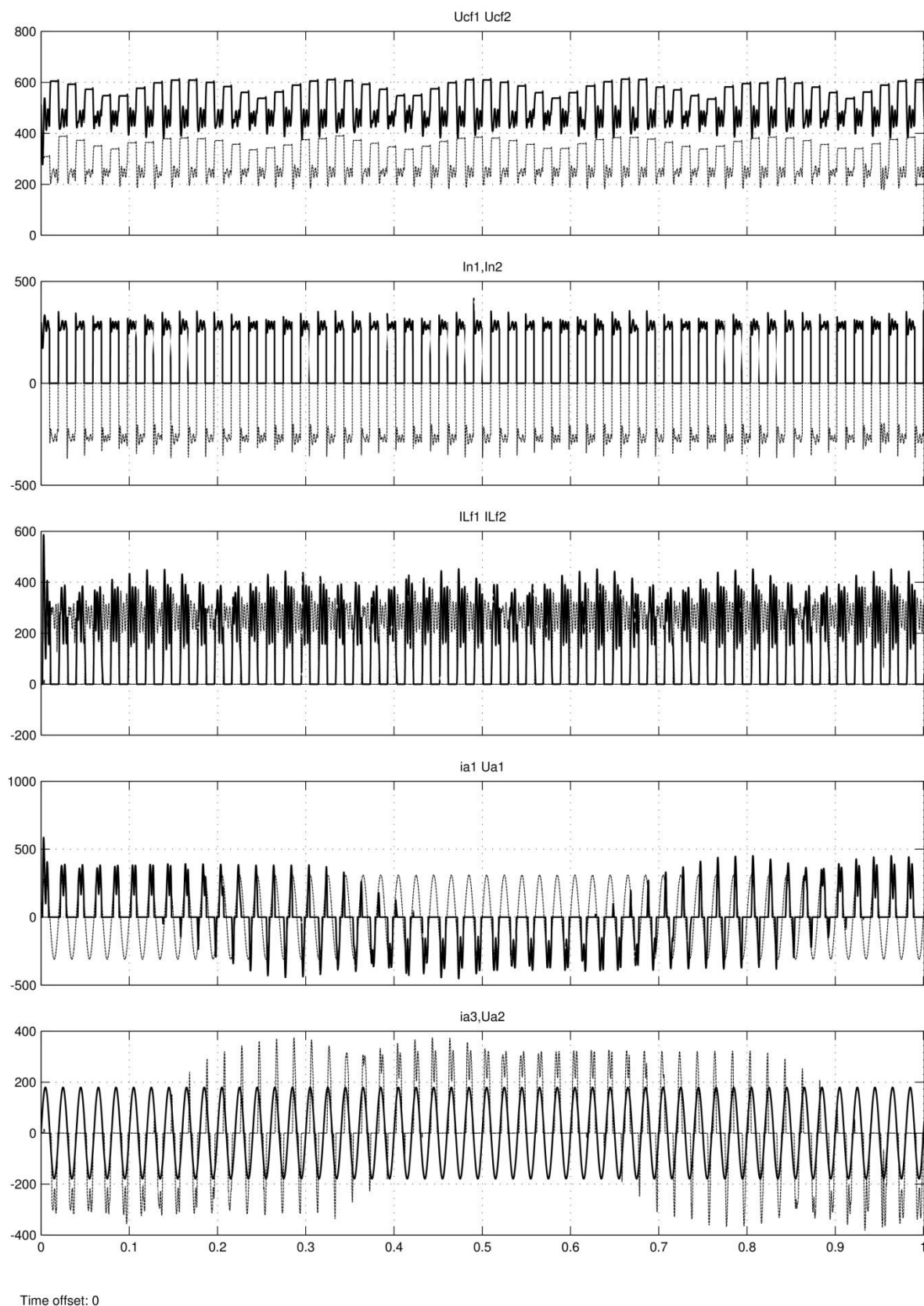
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 135 град



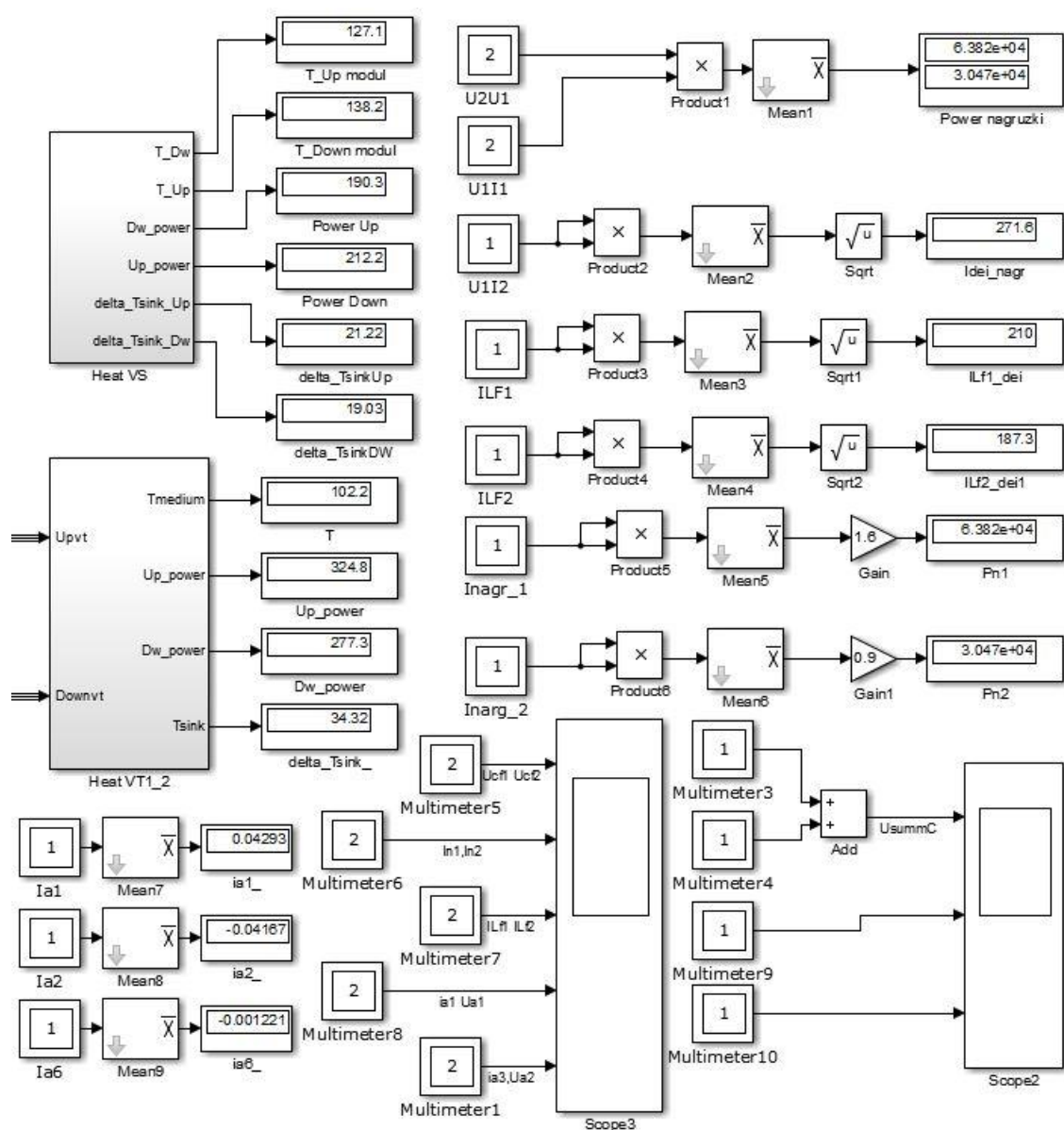
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 180 град



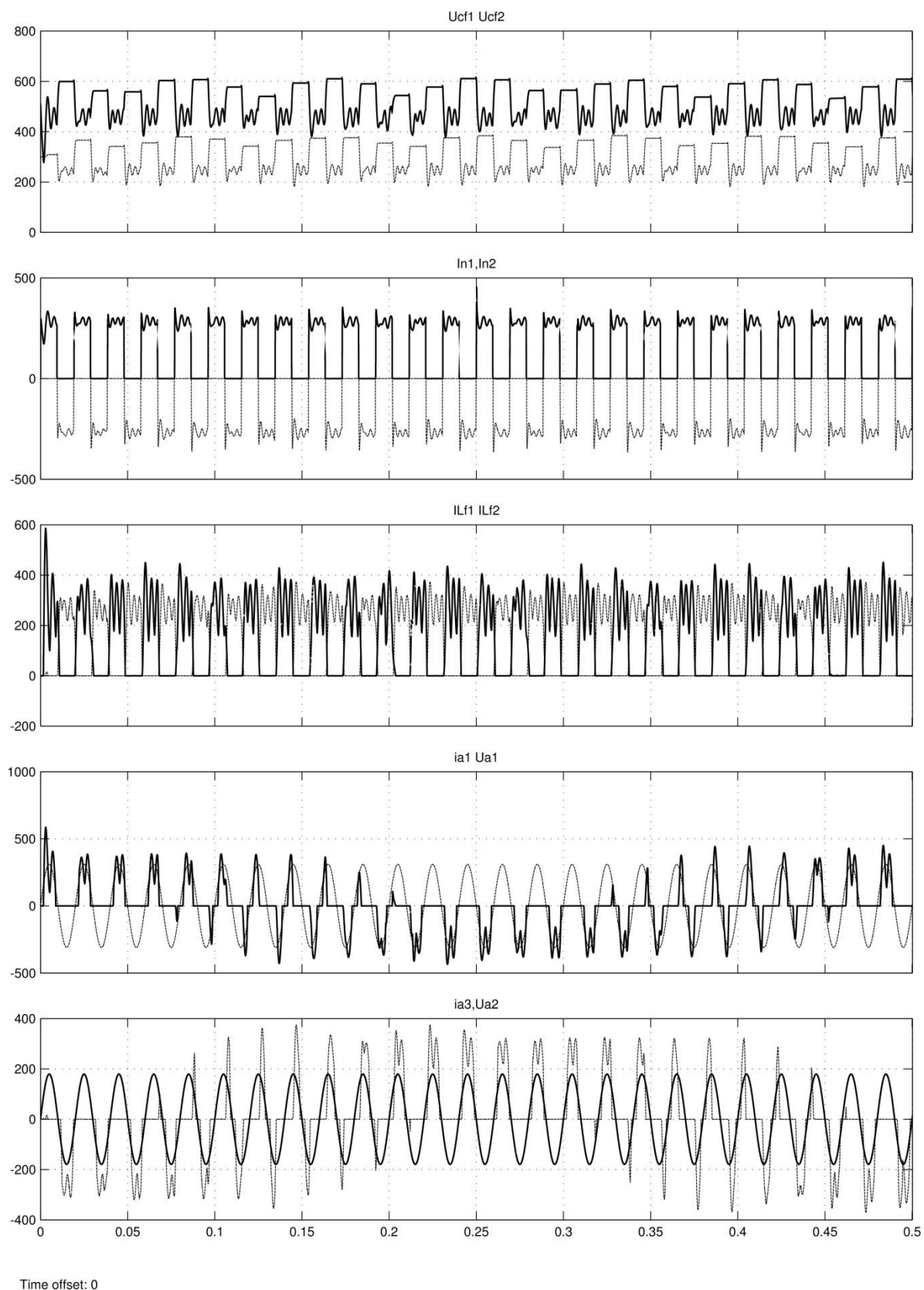
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 50 Гц и сдвиге начала коммутации нагрузки на 180 град



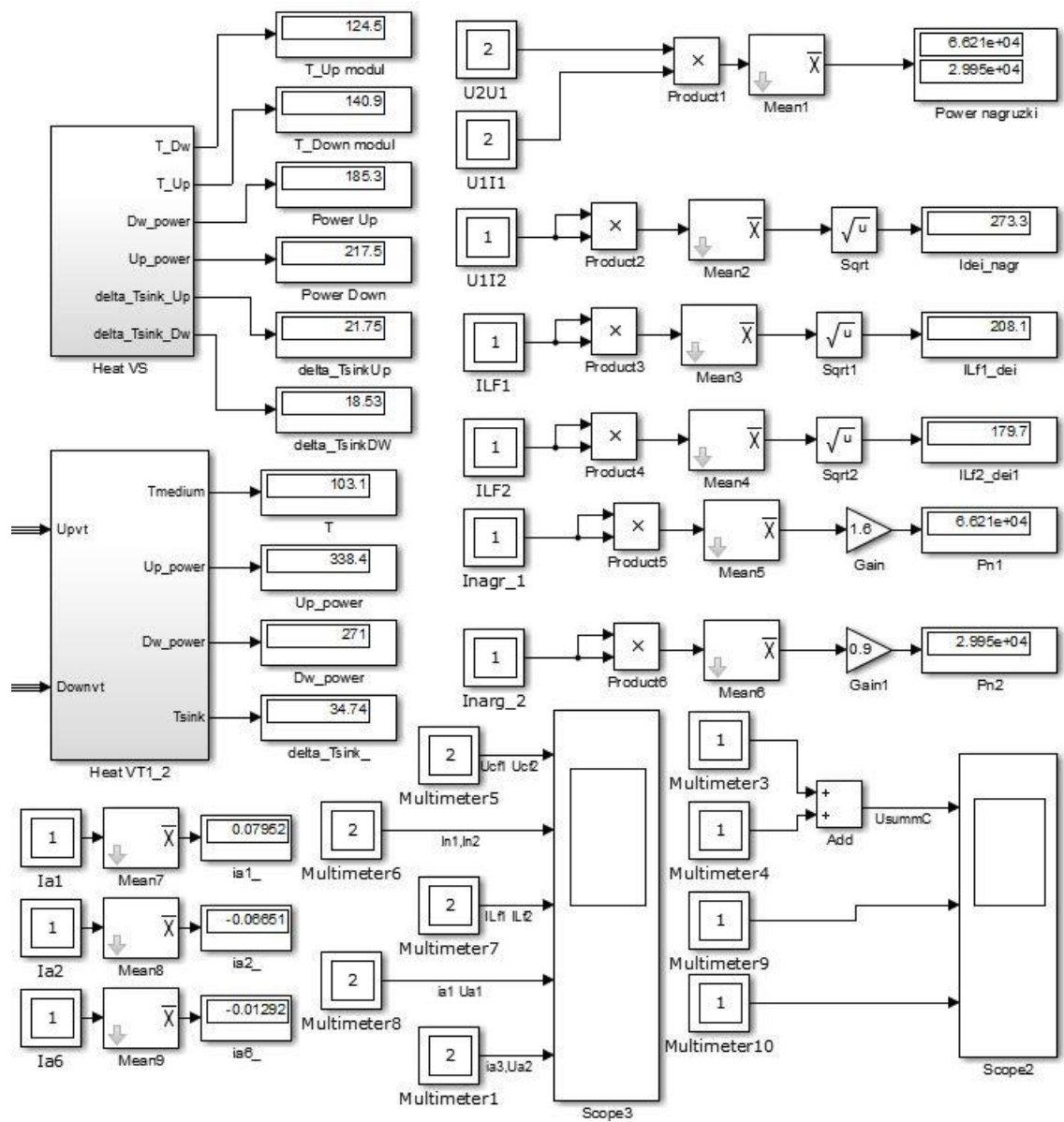
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 51 Гц



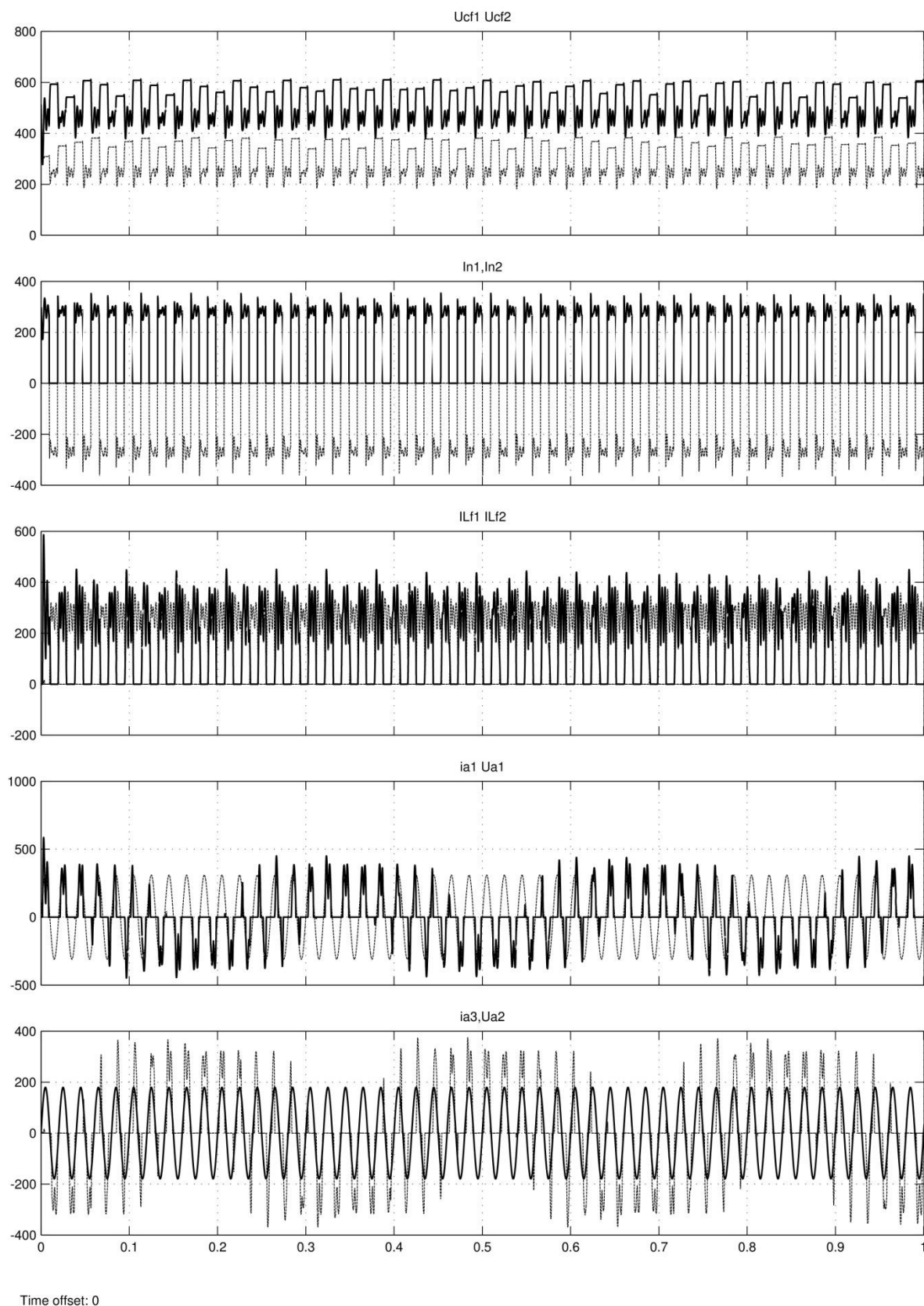
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 51 Гц



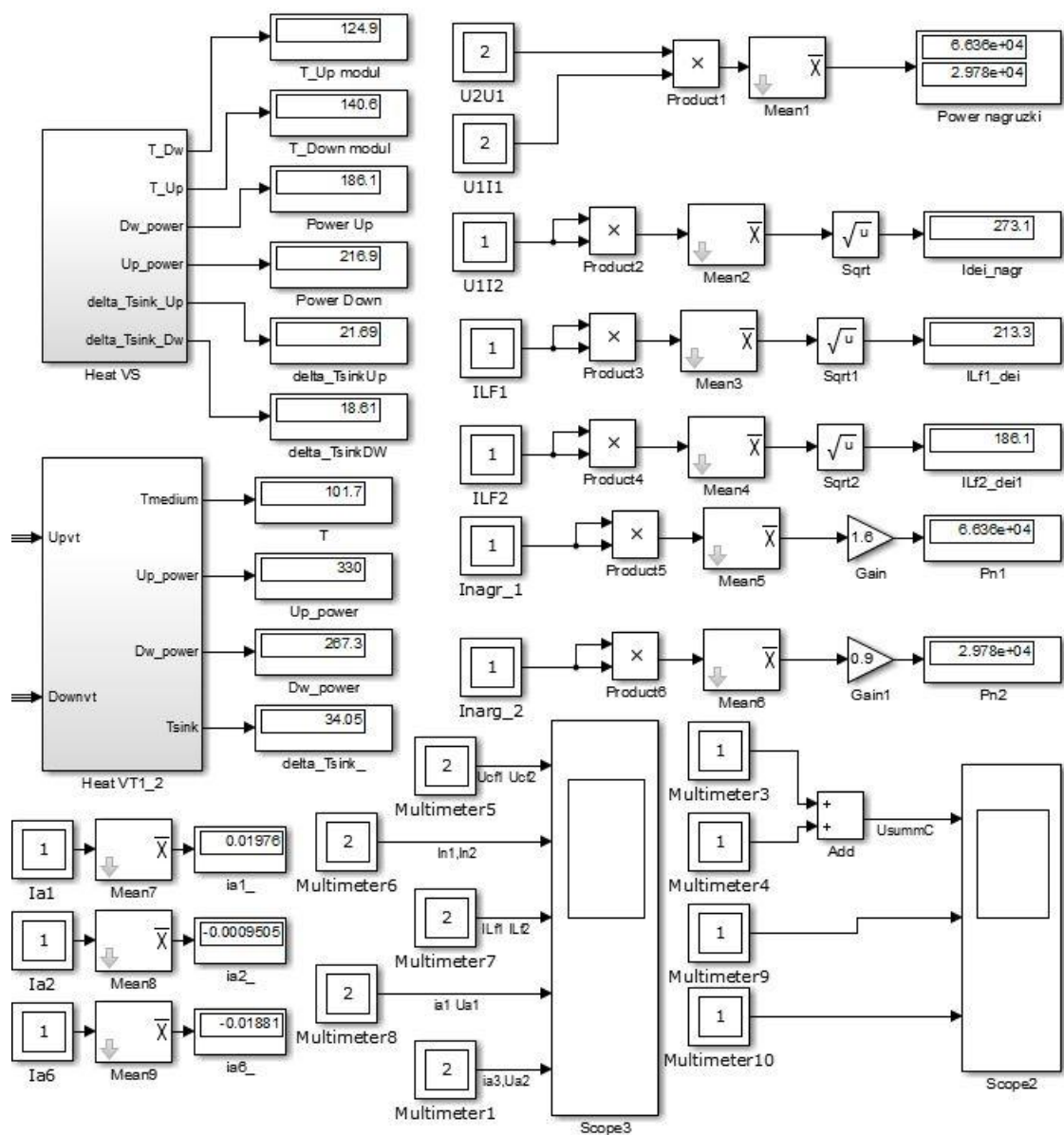
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 52 Гц



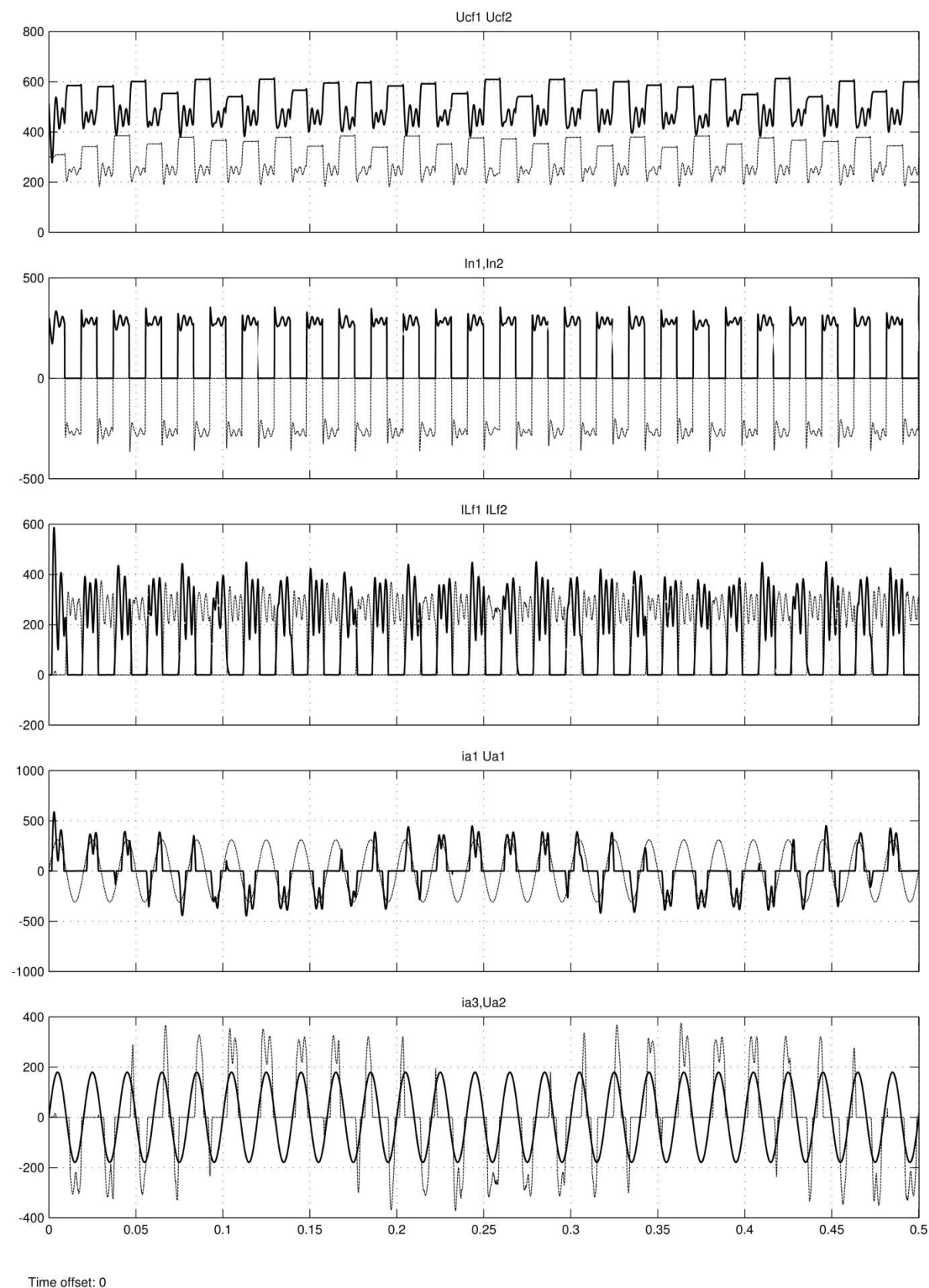
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 52 Гц



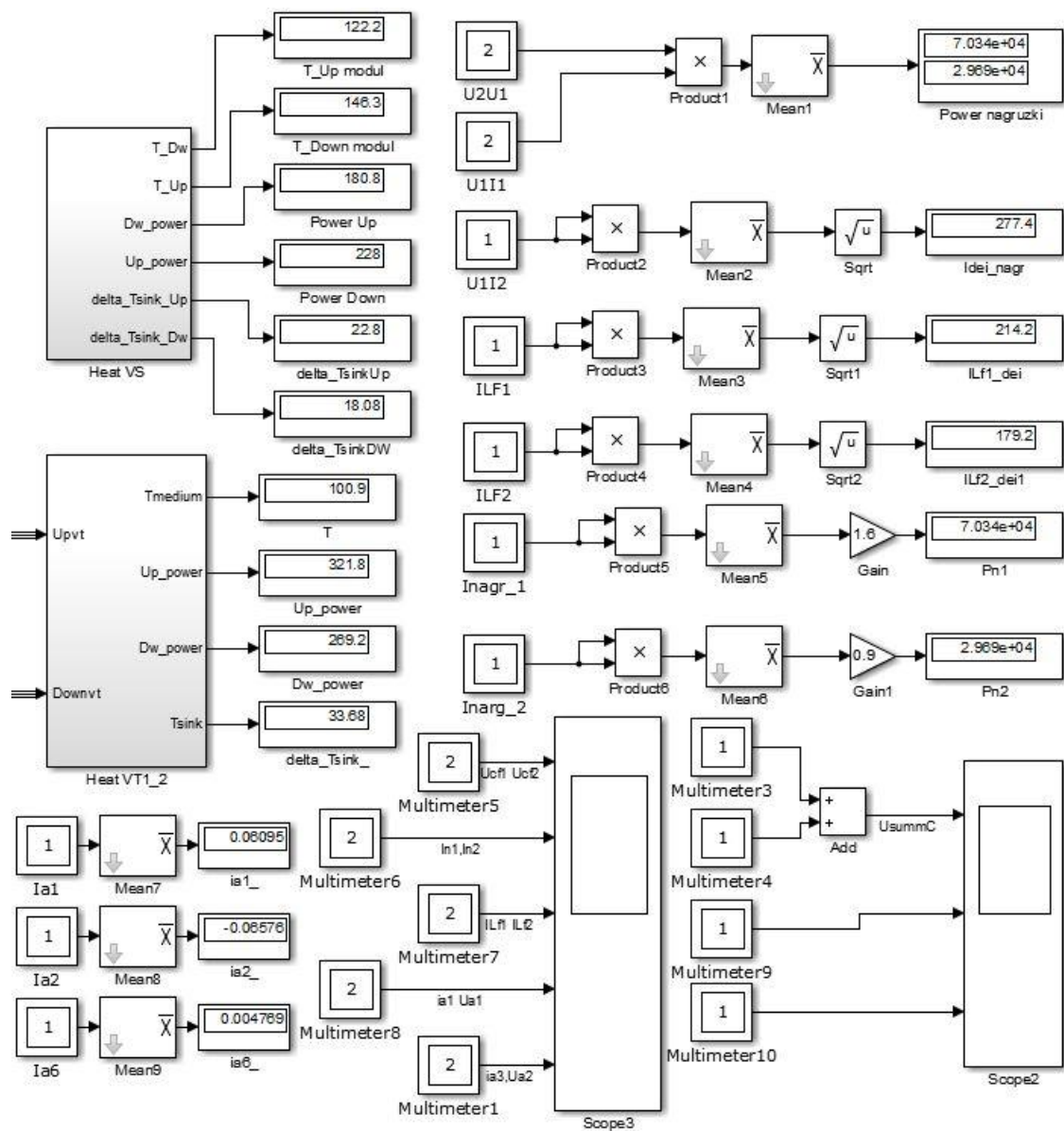
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 53 Гц



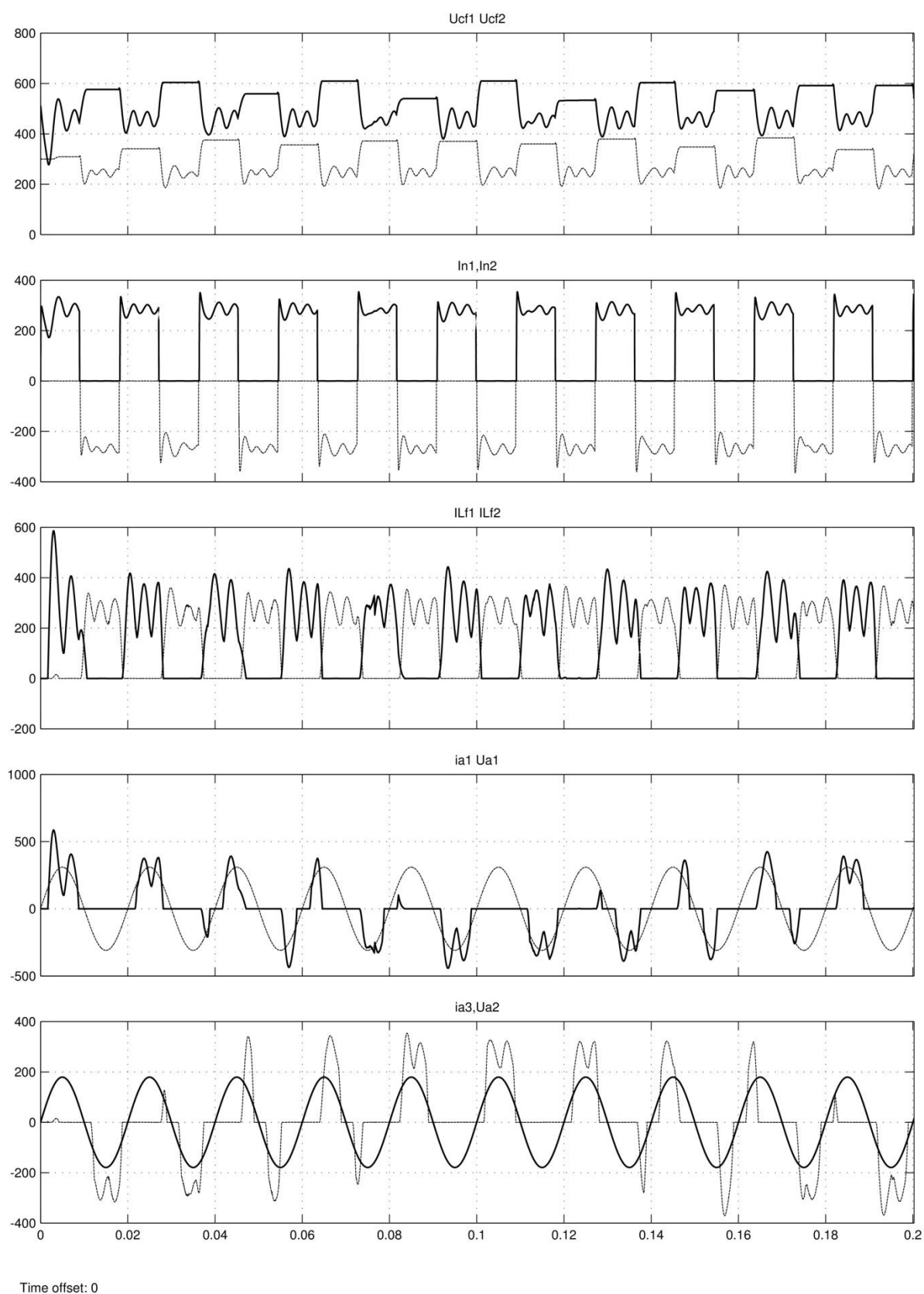
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 53 Гц



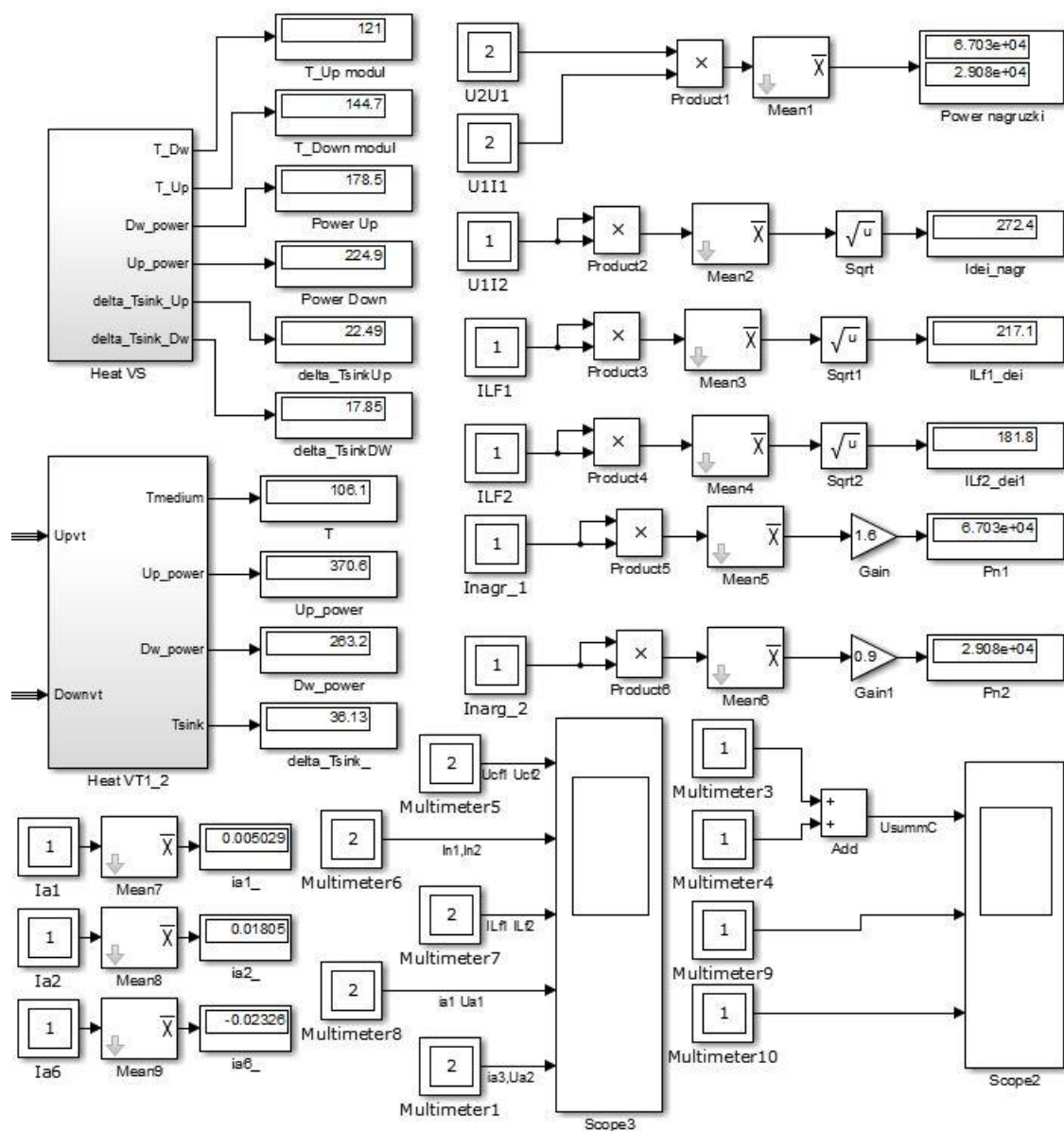
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 54 Гц



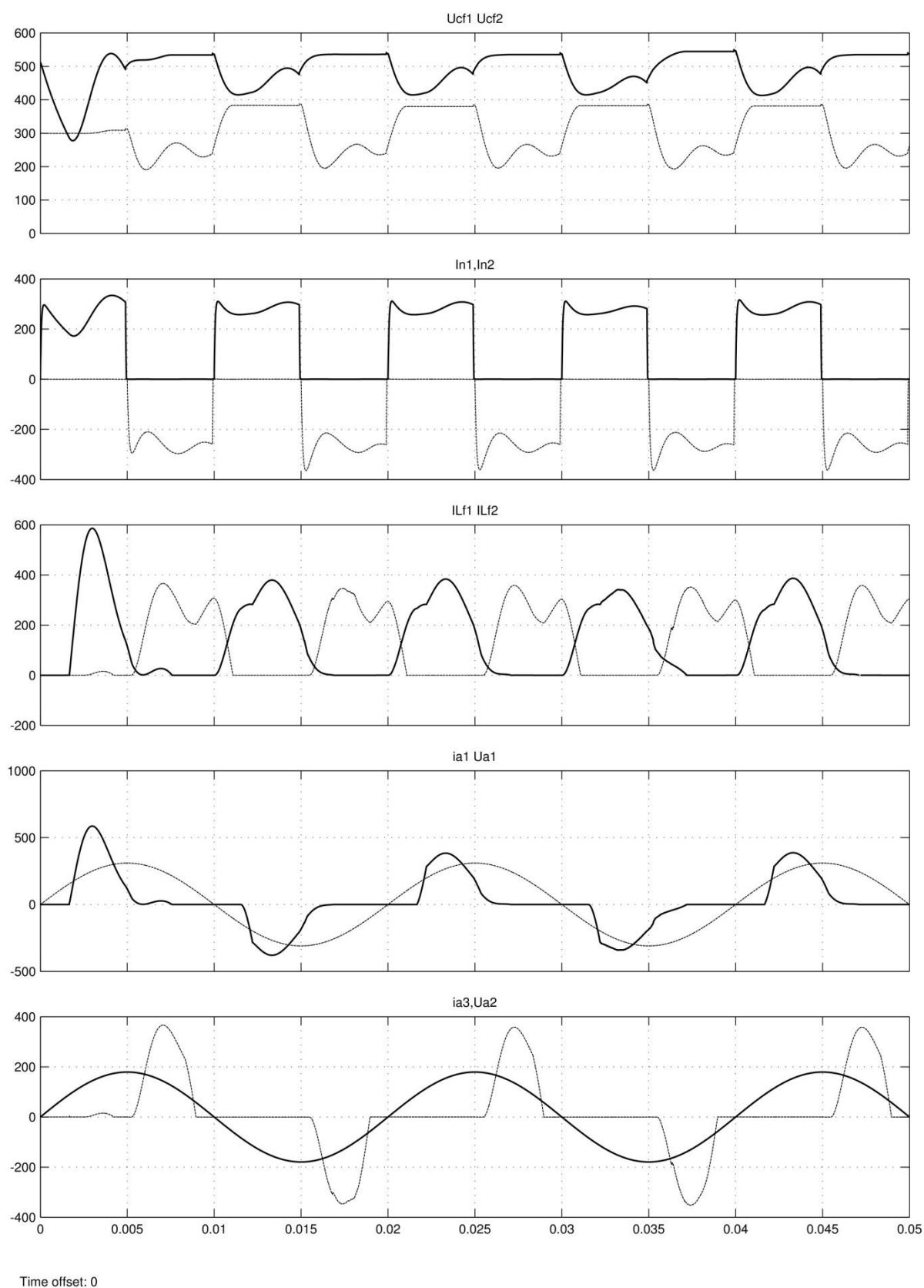
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 54 Гц



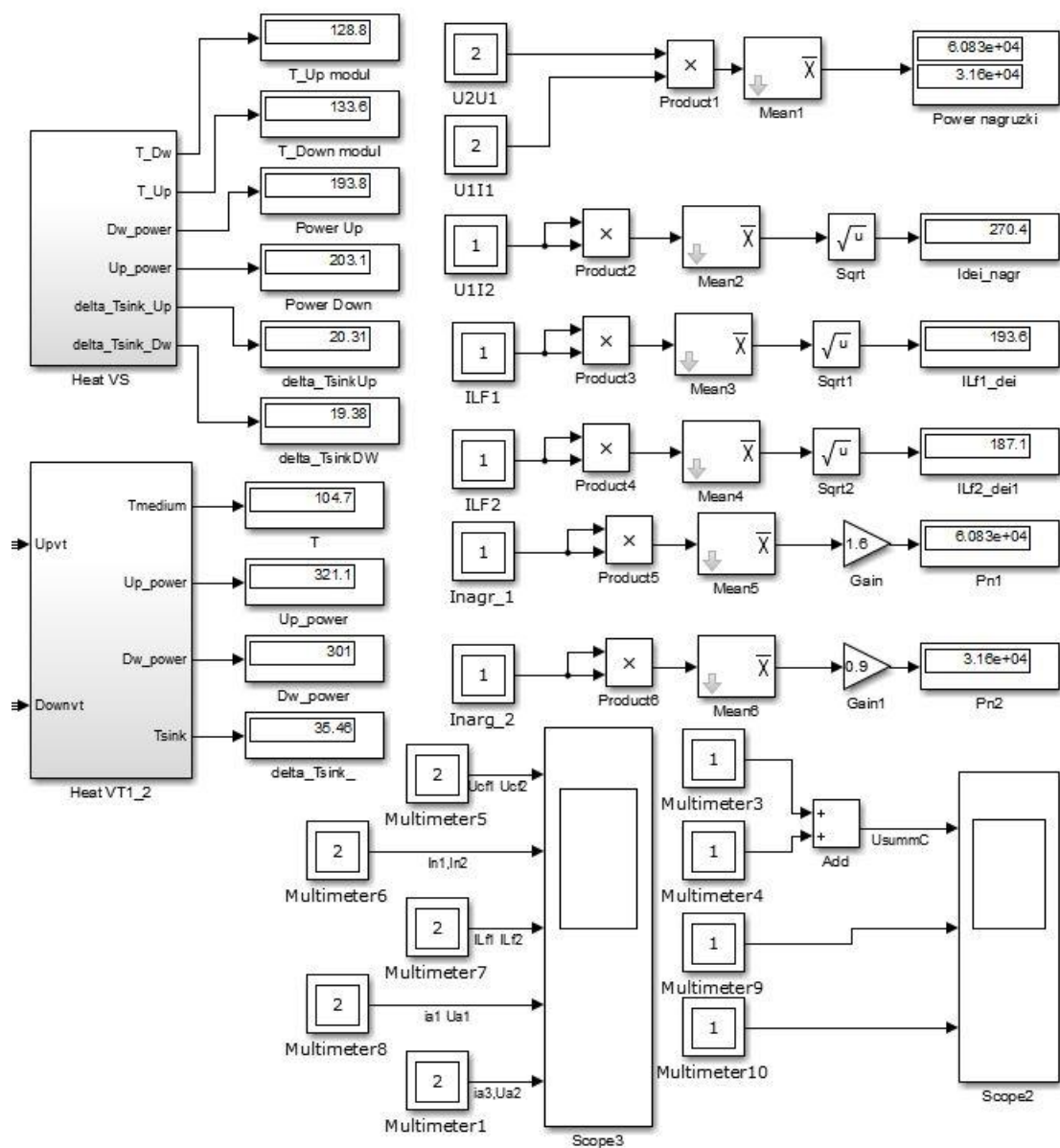
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 55 Гц



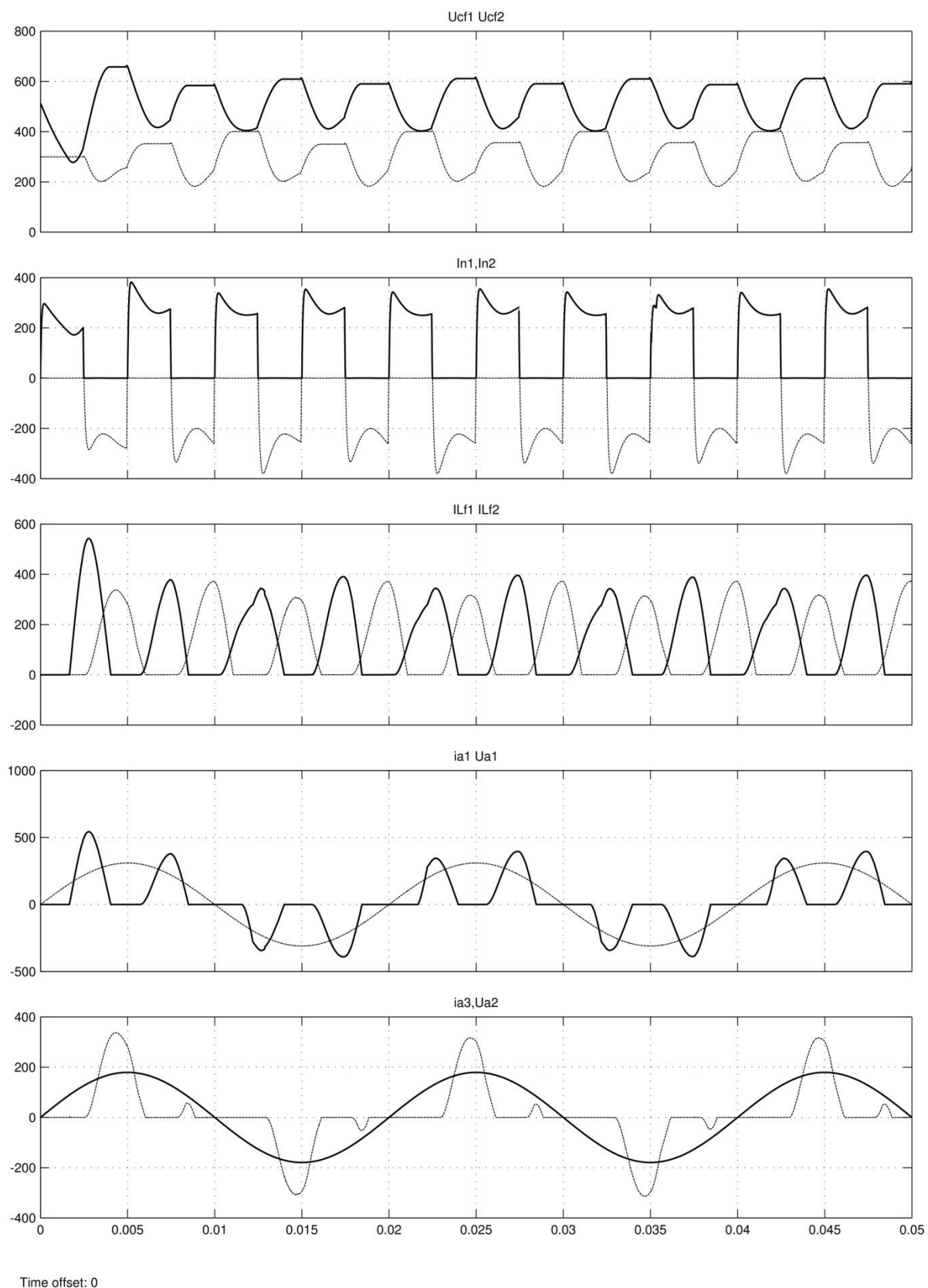
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 55 Гц



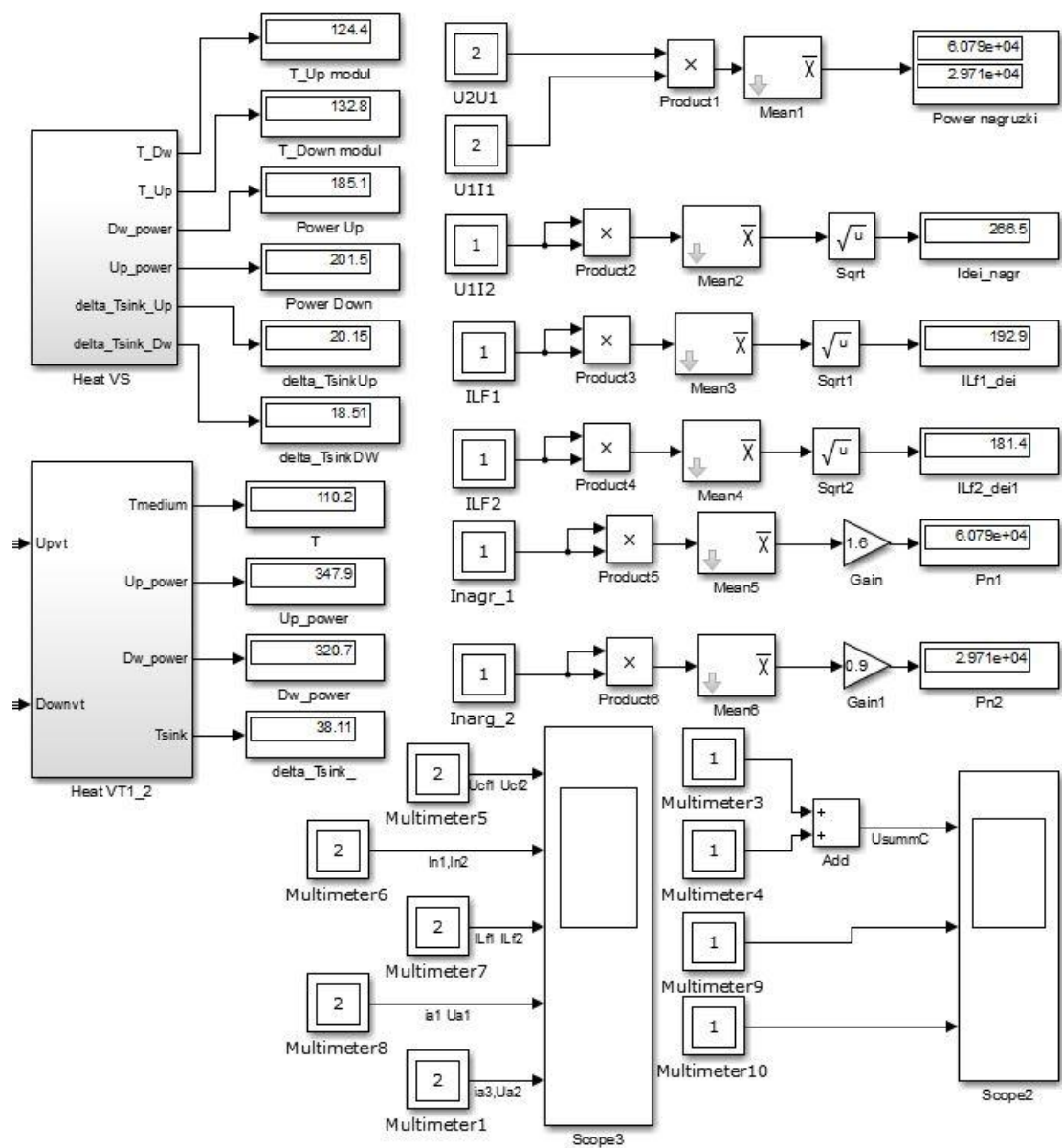
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 100 Гц



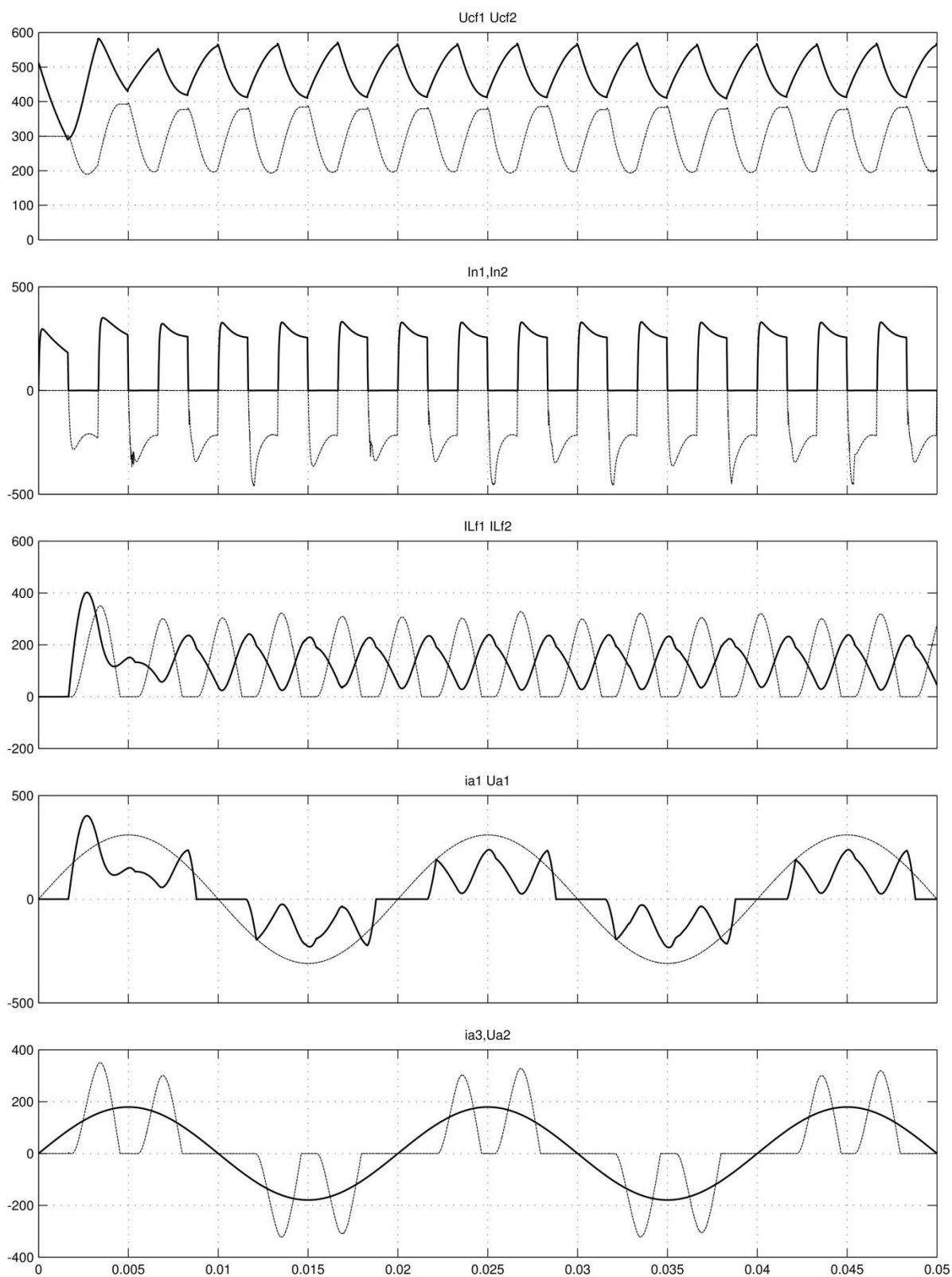
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 100 Гц



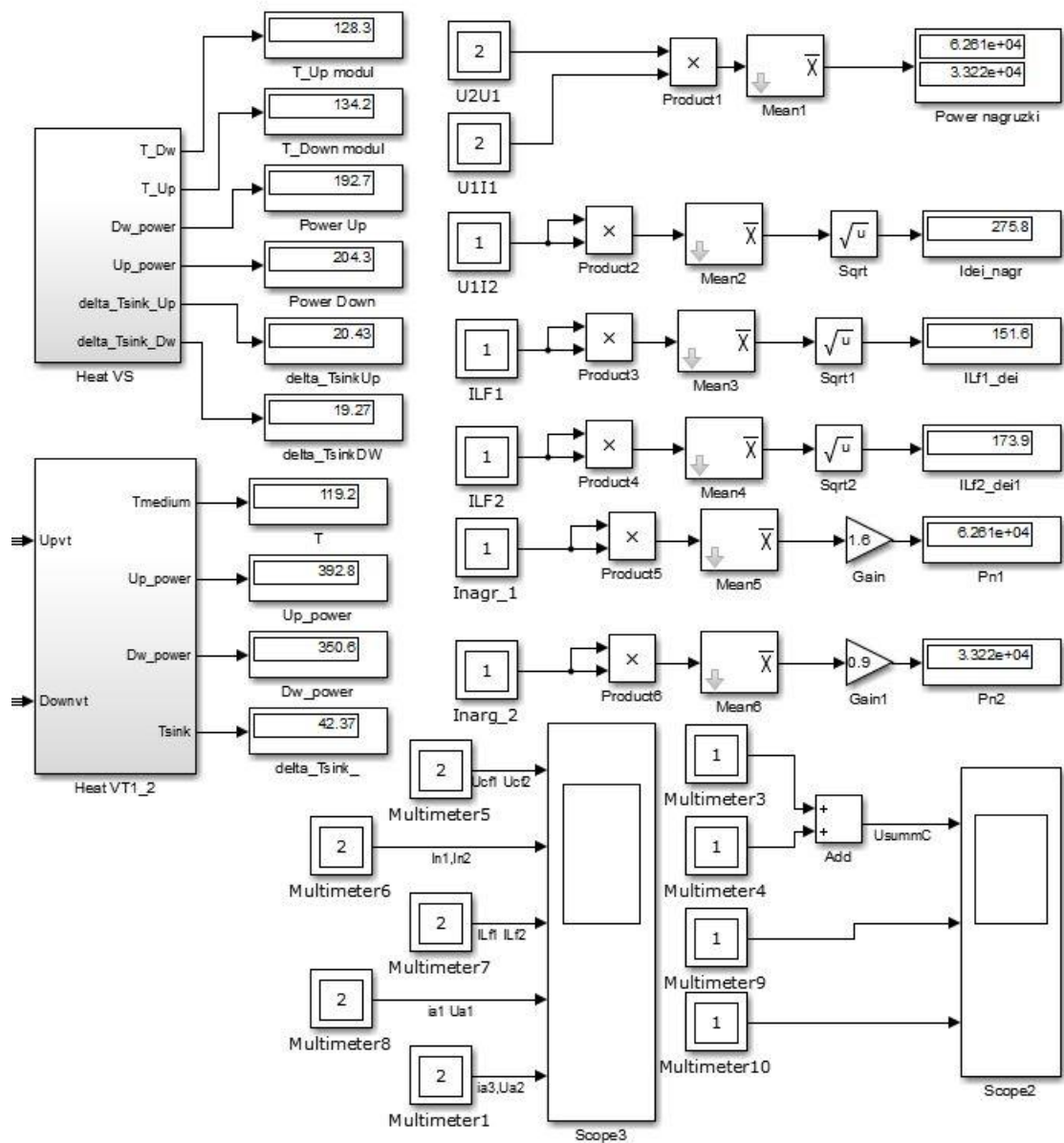
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 200 Гц



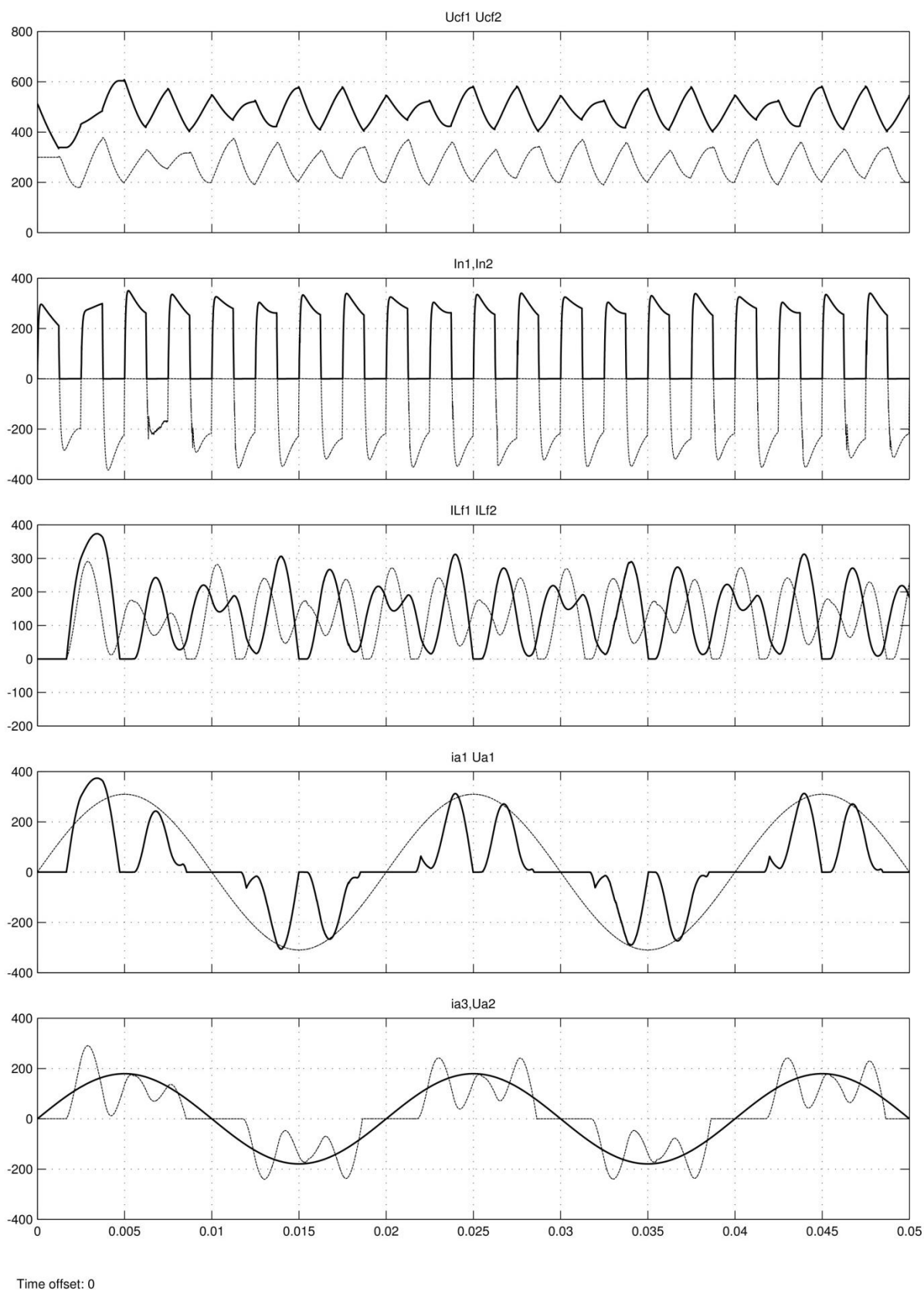
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 200 Гц



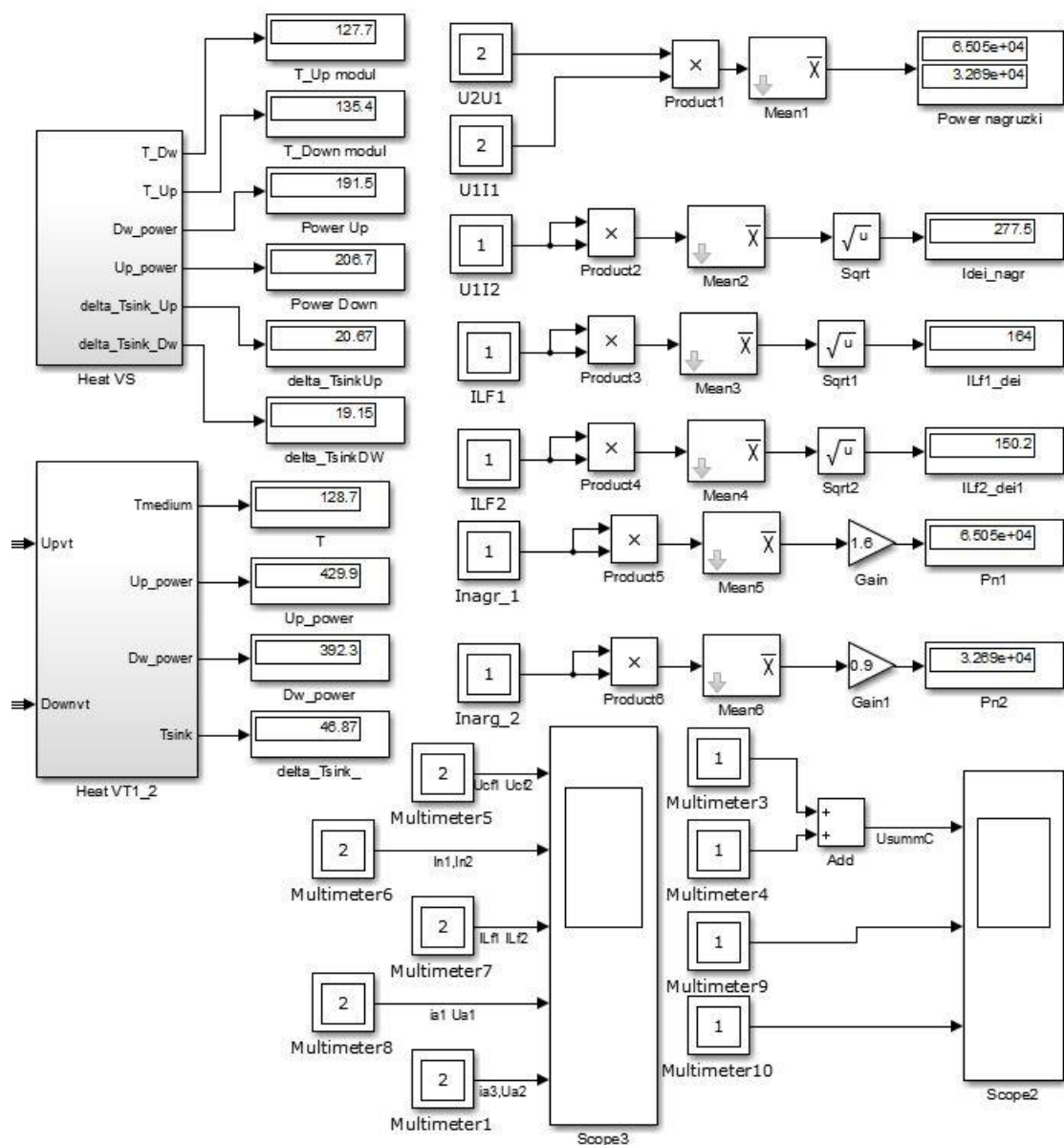
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 300 Гц



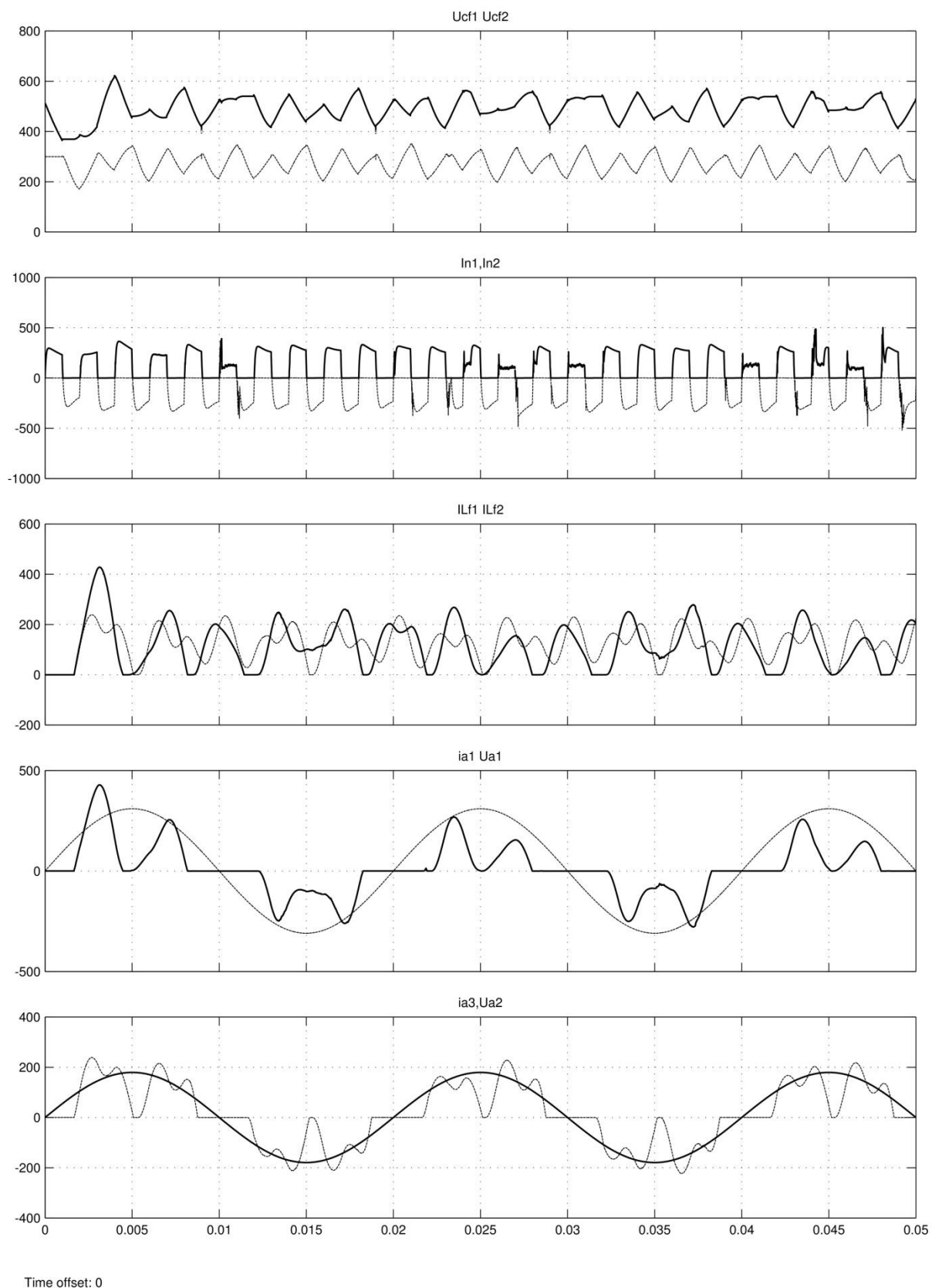
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 300 Гц



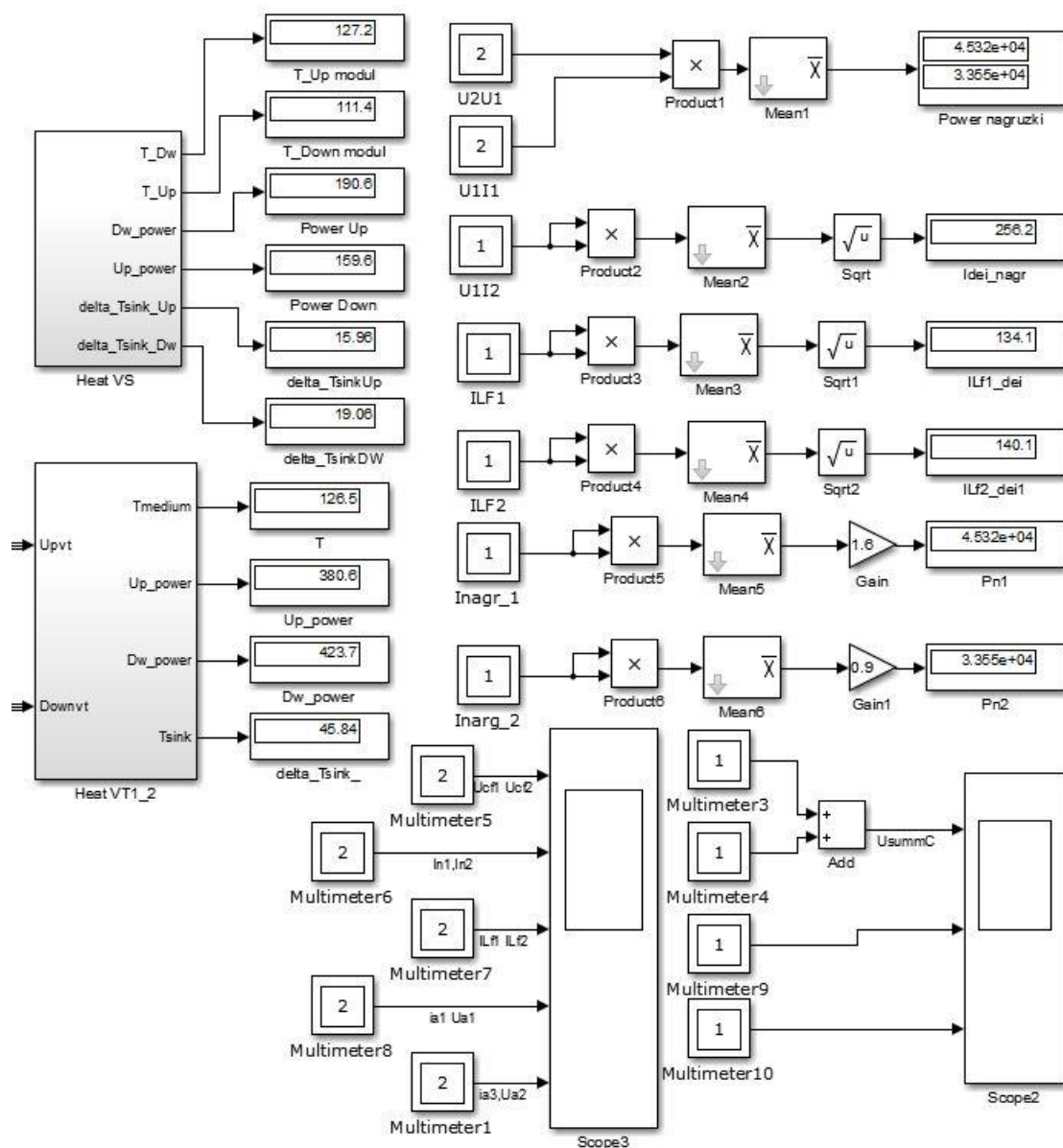
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 400 Гц



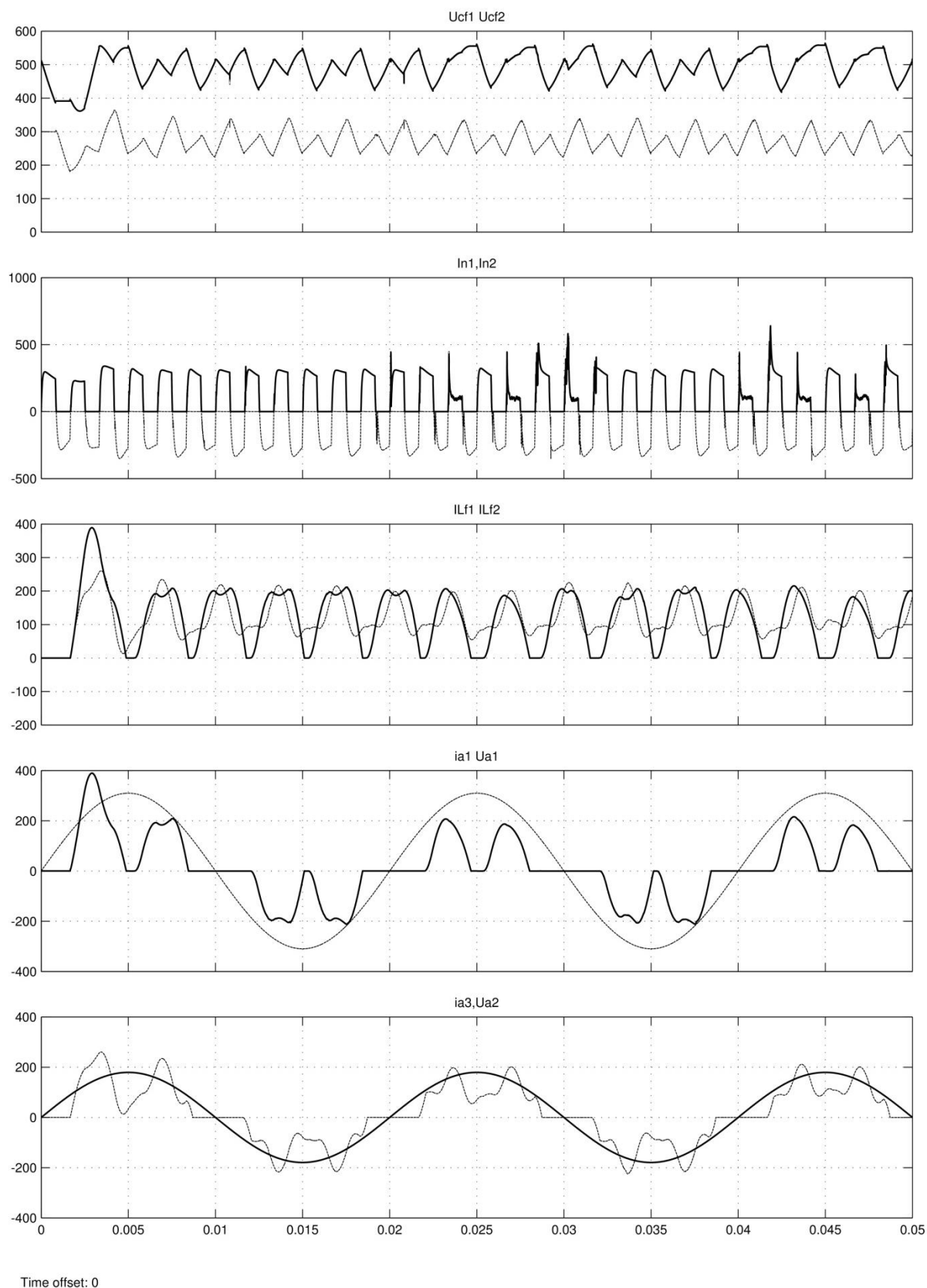
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 400 Гц



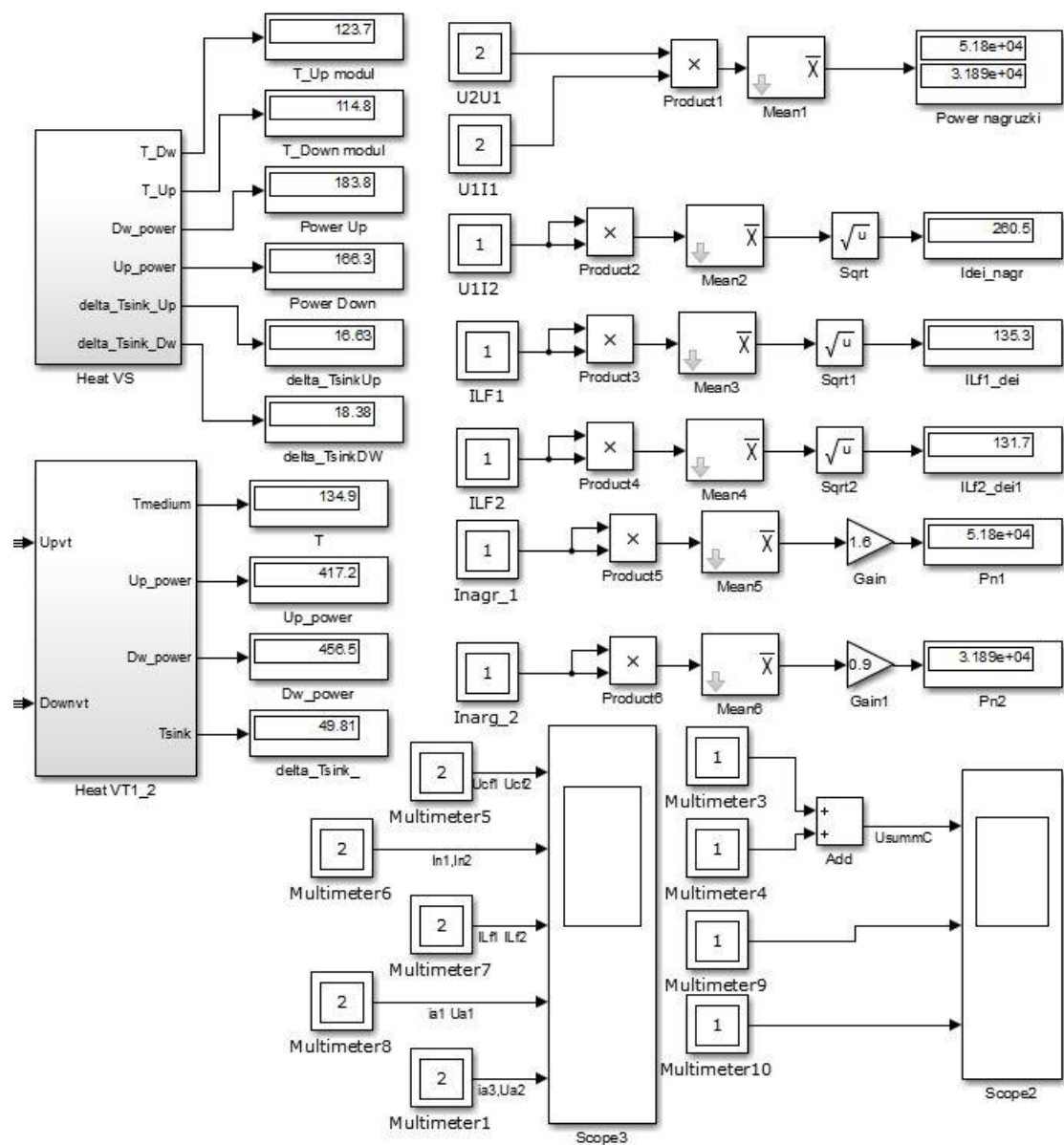
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 500 Гц



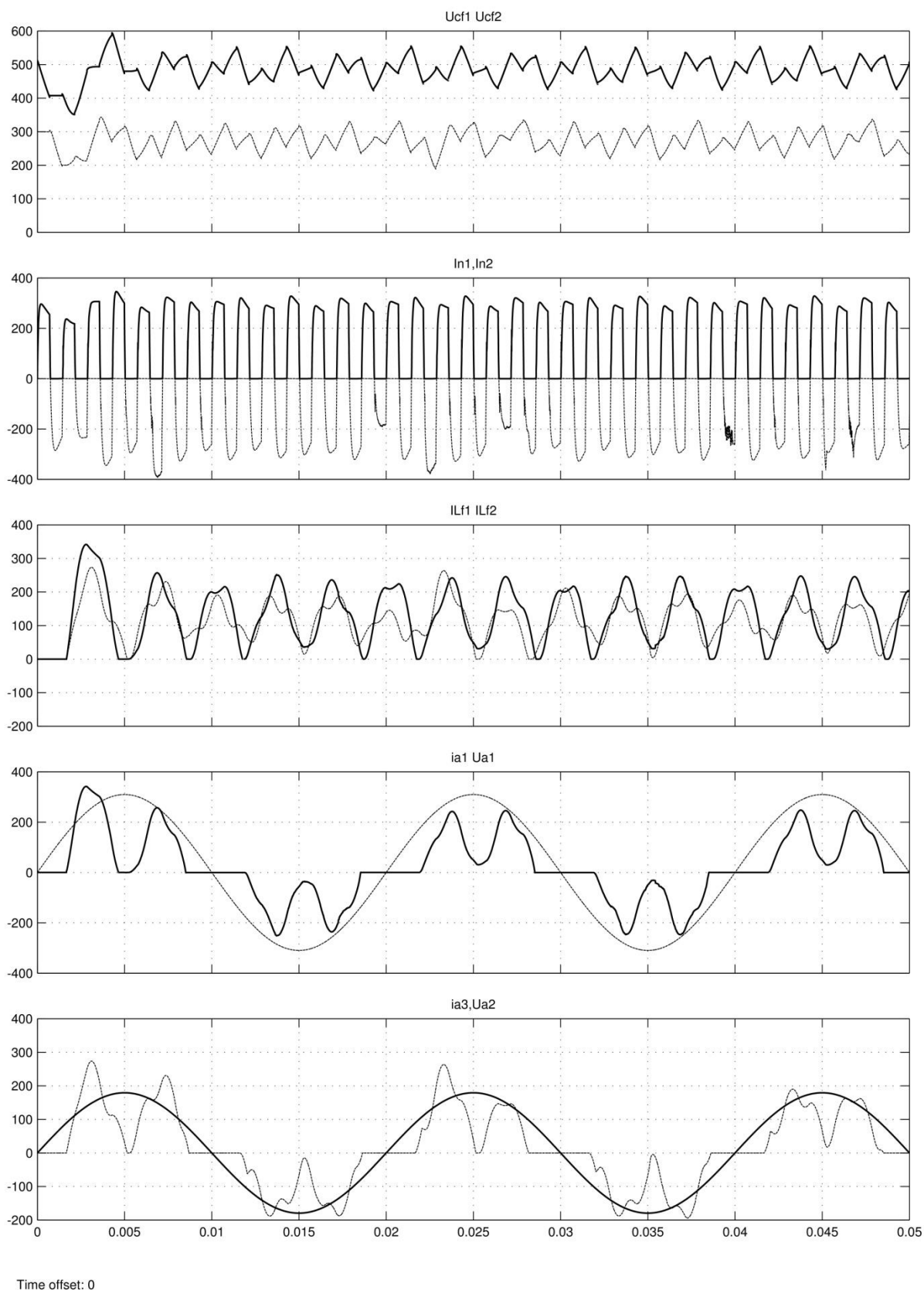
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 500 Гц



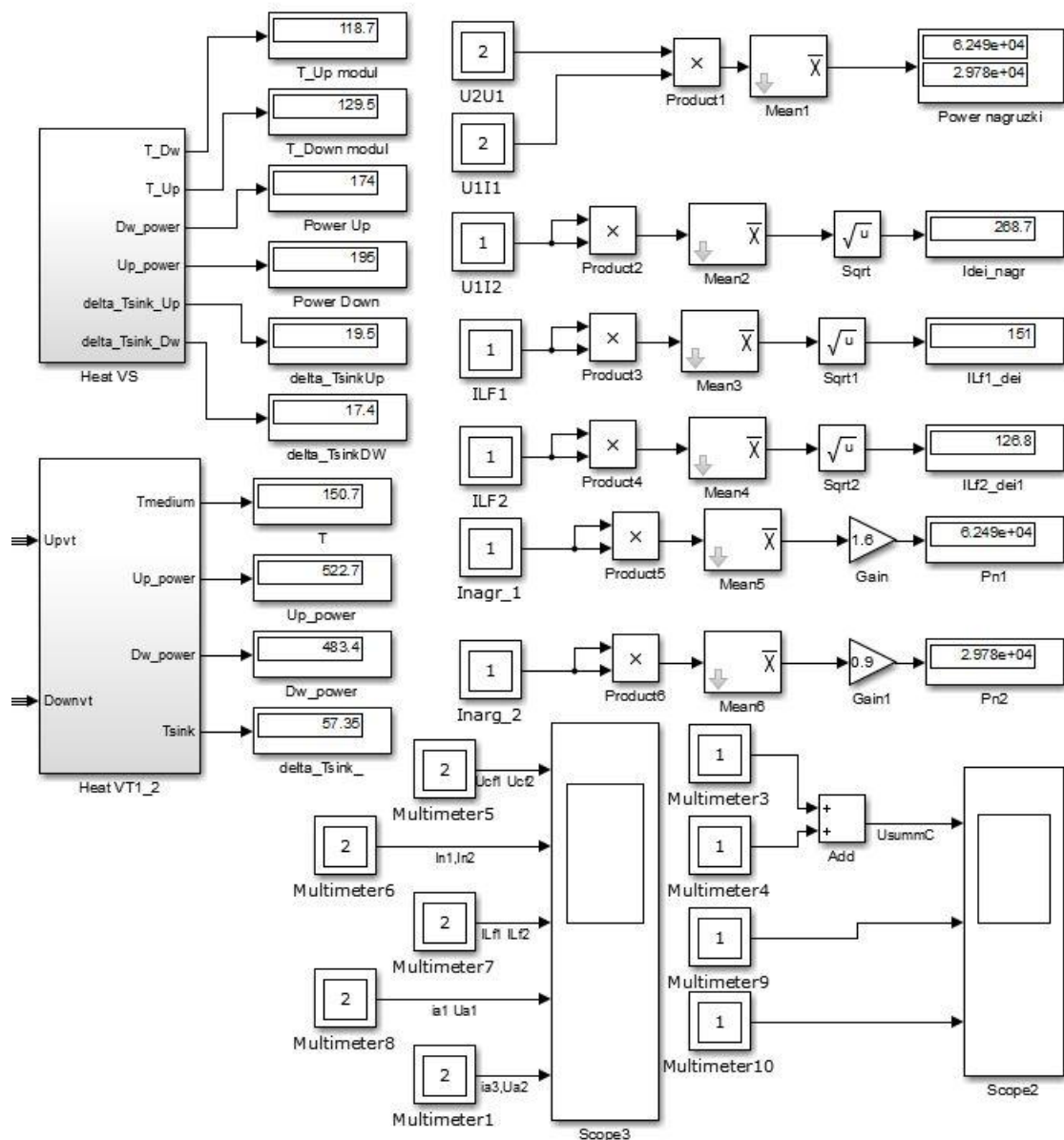
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 600 Гц



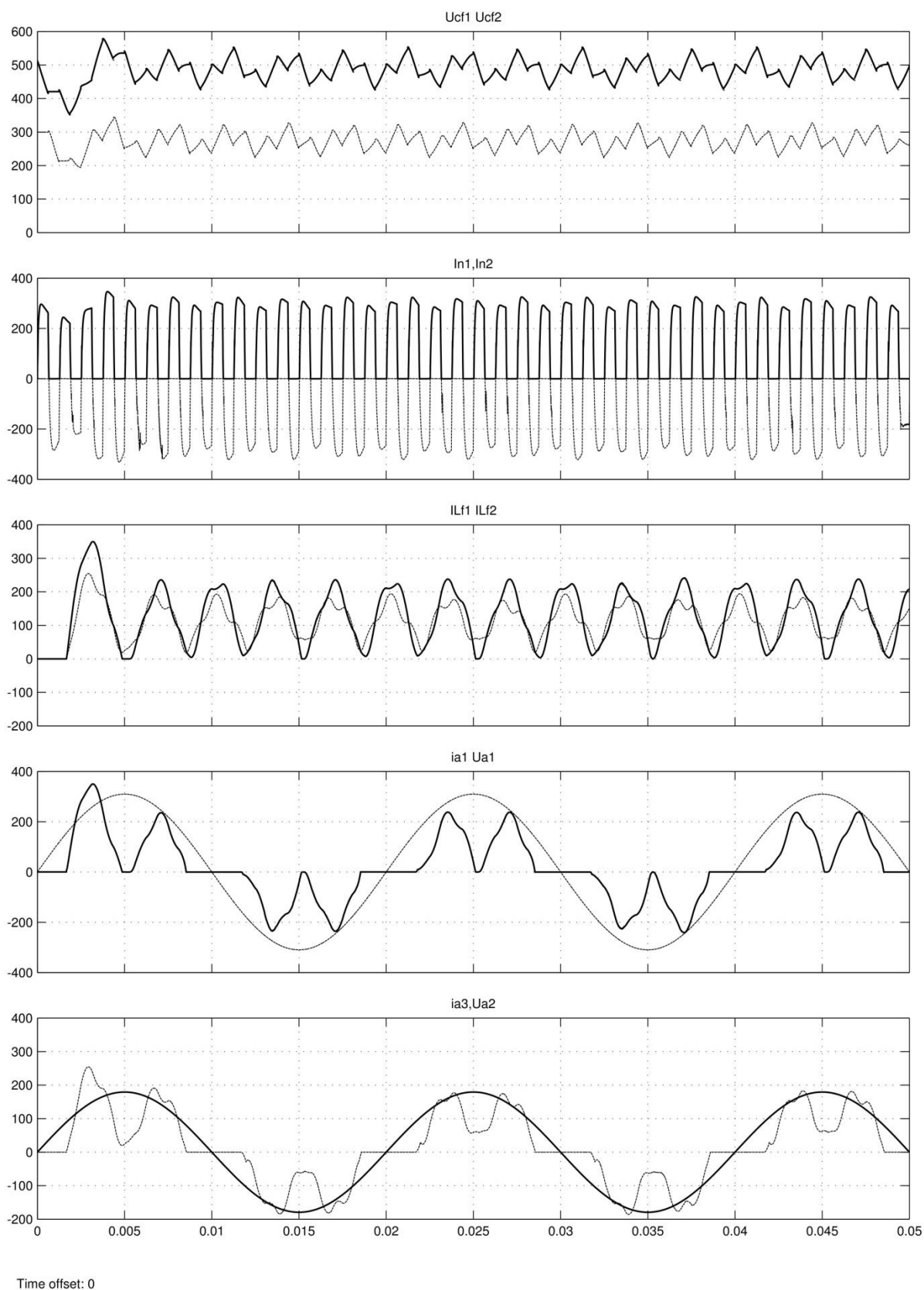
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 600 Гц



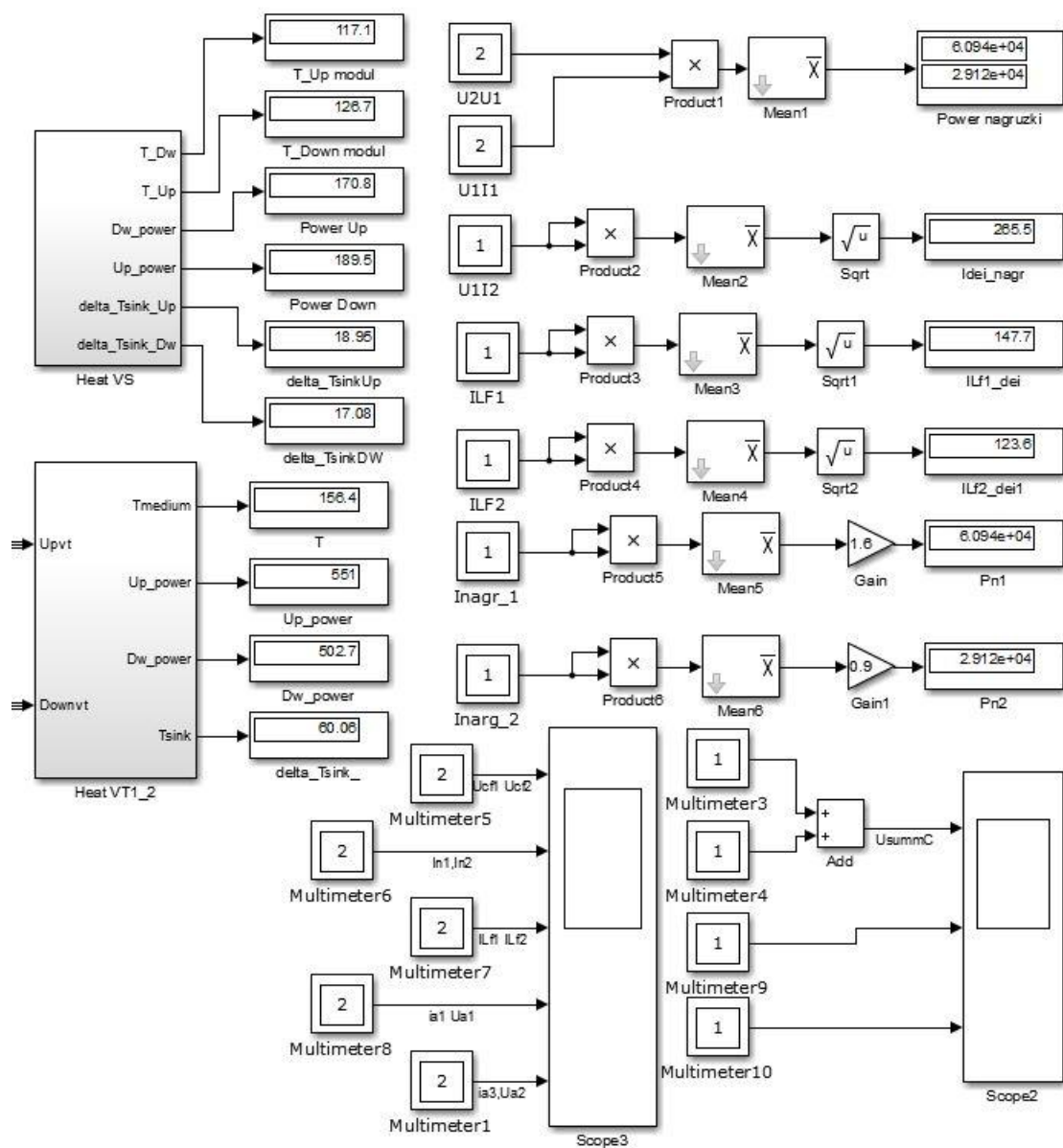
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 700 Гц



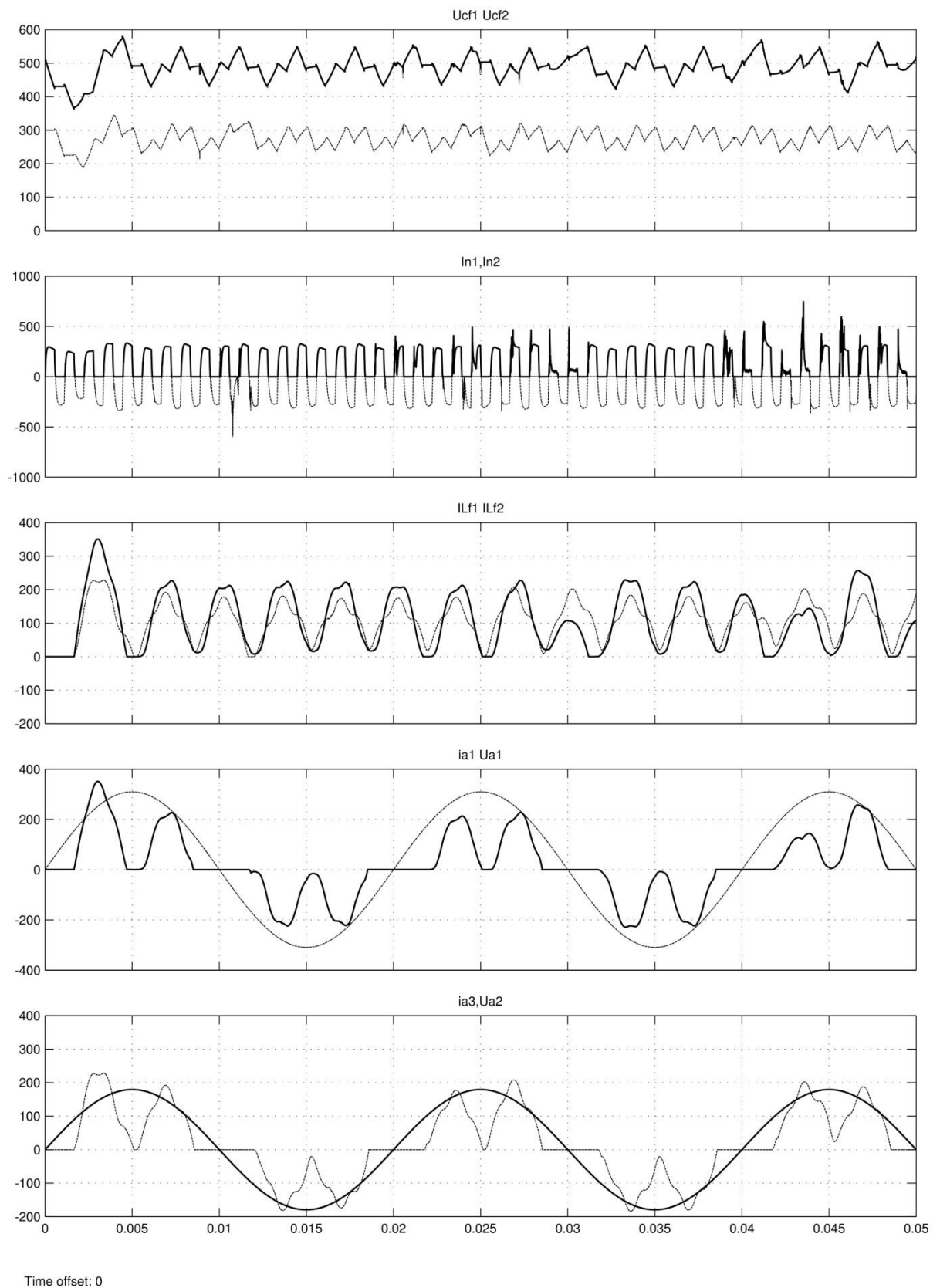
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 700 Гц



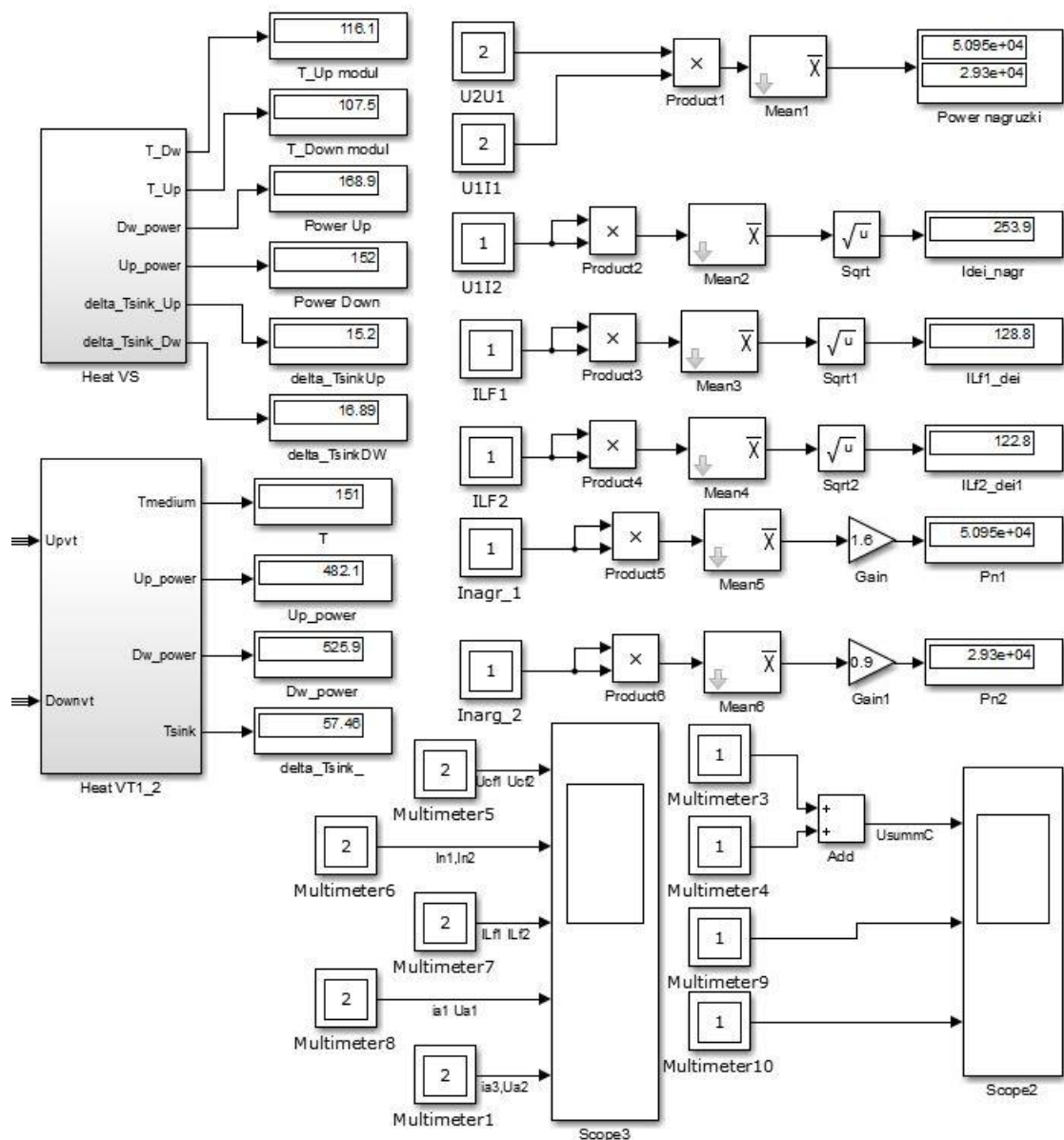
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 800 Гц



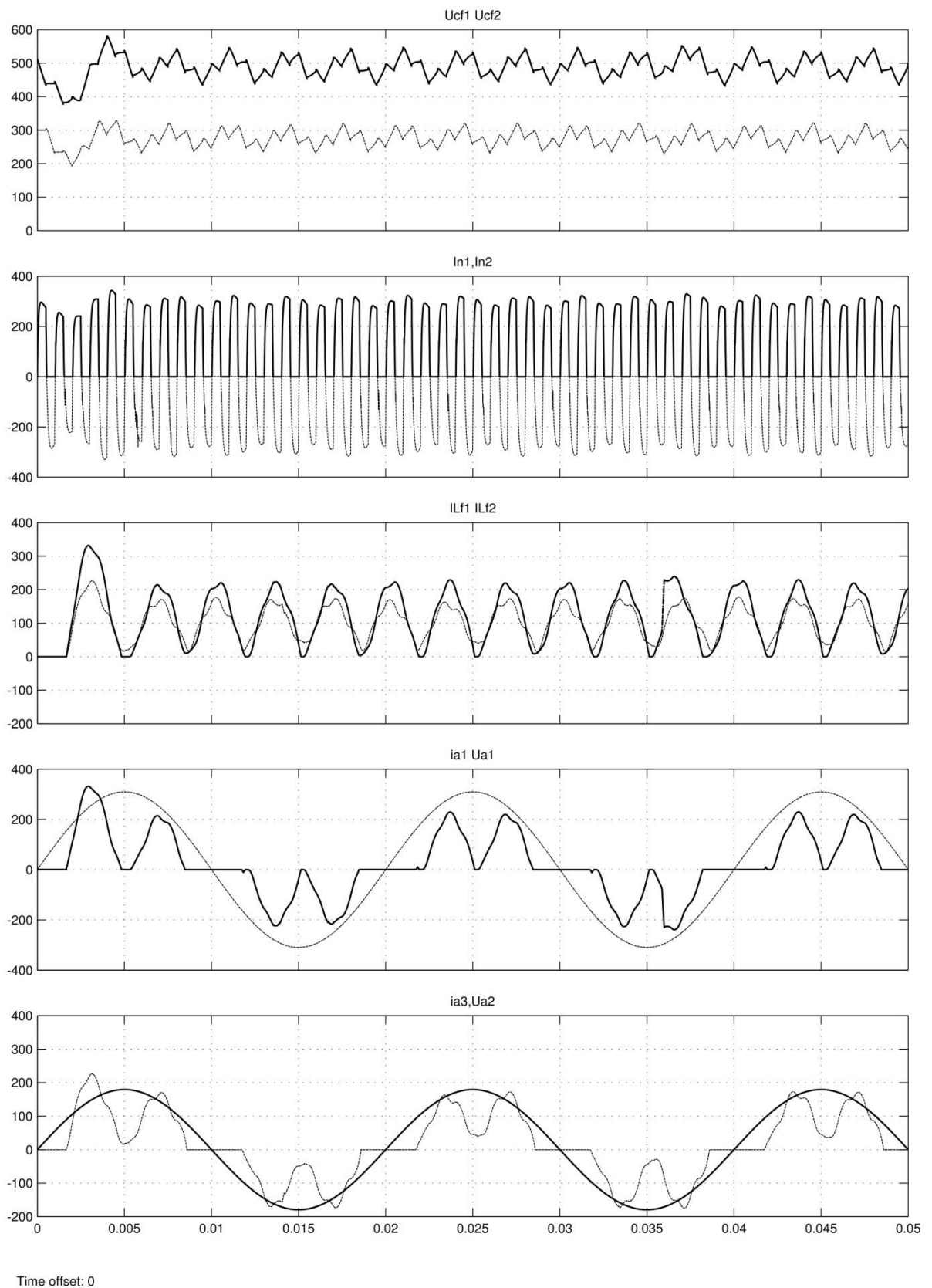
Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 800 Гц



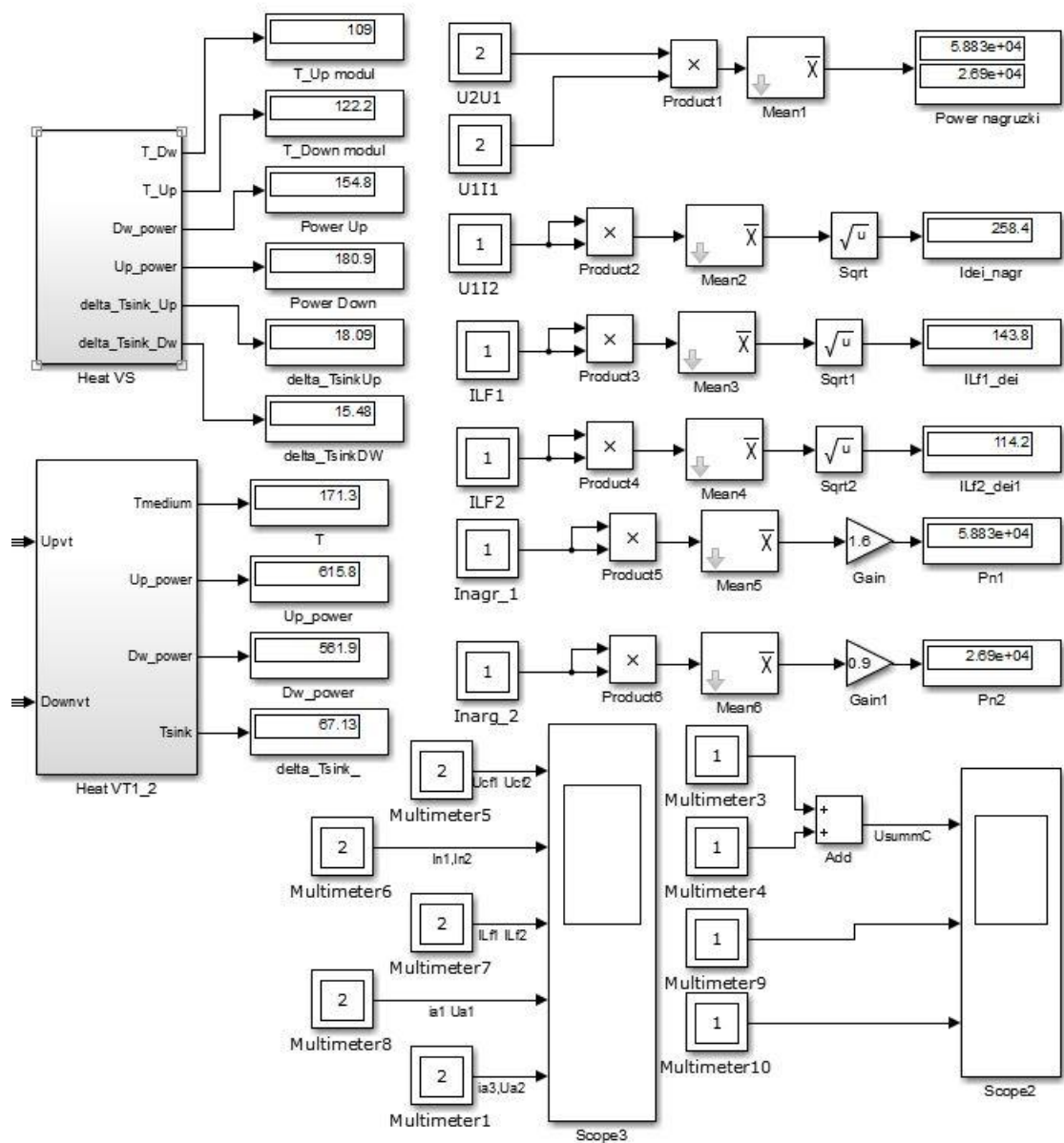
Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 900 Гц



Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 900 Гц



Диаграммы модели источника тока при частоте коммутации нагрузки 1000
Гц



Результаты измерений модели при частоте коммутации нагрузки 1000 Гц