

**МОСКОВСКИЙ АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)**

На правах рукописи



Воронина Людмила Николаевна

**МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОГО ВКЛЮЧЕНИЯ
ТРАНЗИСТОРНЫХ ИНВЕРТОРОВ**

Специальность 05.09.03 «Электротехнические комплексы и системы»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
д.т.н., профессор Шевцов Д.А.

Москва – 2014

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. Методы синхронизации задающих генераторов.....	13
1.1. Проблемы, возникающие при проектировании многомодульных инверторов.....	13
1.2. Сравнительный анализ известных методов синхронизации задающих генераторов.....	29
1.3. Структуры синхронизирующих связей для задающих генераторов.....	34
ГЛАВА 2. Новый метод обеспечения параллельной работы задающих генераторов.....	38
2.1. Параллельная работа задающих генераторов на основе мультивибратора.....	39
2.2. Параллельная работа задающих генераторов на основе полосового фильтра.....	54
ГЛАВА 3. Метод обеспечения параллельного включения однофазных инверторов в режиме управления по напряжению.....	68
3.1. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в номинальном режиме.....	68
3.2. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в аварийном режиме.....	82
3.3. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в переходном режиме.....	84
ГЛАВА 4. Метод обеспечения параллельного включения однофазных инверторов в режиме управления по току.....	90
4.1. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по току в номинальном режиме.....	90
4.2. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением	

по току в аварийном режиме.....	102
4.3. Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по току в переходном режиме.....	104
ГЛАВА 5. Метод обеспечения параллельного включения трехфазных инверторов.....	109
5.1. Параллельная работа задающих генераторов на основе мультивибратора и на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов.....	109
5.2. Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по напряжению в номинальном режиме.....	118
5.3. Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по напряжению в аварийном и переходном режимах.....	124
5.4. Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по току в номинальном режиме.....	128
5.5. Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по току в аварийном и переходном режимах.....	133
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	136
Список сокращений и условных обозначений.....	138
Список литературы.....	139

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы. Транзисторные инверторы представляют собой отдельный класс источников вторичного электропитания и предназначены для преобразования постоянного напряжения (тока) первичного источника в переменное напряжение (ток) для питания соответствующих потребителей. Инверторы могут быть как самостоятельными устройствами, так и составной частью других устройств: источников бесперебойного питания, преобразователей частоты, регуляторов синхронных и асинхронных двигателей. На сегодняшний день для мощностей до 10 кВА используются транзисторные инверторы с силовыми ключами на основе МДП- или IGB-транзисторов. На современном этапе инверторы применяются как на борту летательных аппаратов, так и в наземных авиационных комплексах.

На борту летательных аппаратов транзисторные инверторы используются для питания таких потребителей, как радиолокационное оборудование, пилотажно-навигационные комплексы, оборудование радиосвязи, устройства систем автоматического управления и т. д. [17, 31, 64, 65]

В наземных авиационных комплексах инверторы используются для питания аэродромного оборудования, в качестве составной части систем электроснабжения комплексов обслуживания мобильных объектов и беспилотных летательных аппаратов в полевых условиях, а также передвижных и стационарных пусковых платформ и т. п.

Постоянно возрастающие требования к качеству электроэнергии переменного тока на фоне постоянно увеличивающегося количества потребителей переменного тока вызывают необходимость повышения мощности и надежности инверторов. Повышение мощности может быть выполнено либо разработкой устройств на базе более мощных электронных компонентов, либо так называемым модульным способом. В последнем случае наращивание мощности происходит за счет параллельного включения одинаковых модулей инверторов, когда они работают на общую нагрузку

Такой способ обладает рядом преимуществ по сравнению с одномодульной системой электропитания.

Для обеспечения электроснабжения критических нагрузок возможно использование одномодульных источников переменного тока. Однако при возникновении аварийной ситуации на борту летательного аппарата или проведении профилактических, регламентных и других видов работ в наземных условиях источник необходимо отключать. При этом нагрузка на какое-то время обесточивается, что неприемлемо для определенных типов нагрузок.

Модульный способ позволяет создать некоторую избыточность системы по мощности за счет резервирования при использовании дополнительных преобразователей. В случае выхода из строя или принудительного отключения одного из модулей, происходит подключение резервного модуля, что не приводит к временному перерыву питания нагрузки.

Кроме того, многие производители, выпускающие инверторы, стремятся разработать одиночный преобразователь средней мощности и выпускать его в больших количествах. Но потребность в преобразователях большой мощности постоянно растет. При этом производители стремятся уменьшить расходы на новые разработки и, по возможности, уменьшить себестоимость уже выпускаемых устройств. Поэтому с экономической точки зрения им выгоден способ параллельного соединения инверторов средней мощности, так как он позволяет минимизировать время и производственные затраты на создание новых преобразователей [86].

Таким образом к преимуществам многомодульной конструкции источников вторичного электропитания можно отнести:

- возможность наращивания выходной мощности при увеличении нагрузки без затрат на новые разработки;
- возможность простого резервирования дополнительных модулей, поскольку при подключении резервного модуля параметры выходного напряжения системы не изменяются;

- возможность создания определенной избыточности системы по мощности, используя дополнительные преобразователи, как резервные;
- возможность замены неисправных модулей без отключения системы, что позволяет минимизировать время обслуживания при ремонте, простоту технического обслуживания и профилактики, максимальную эксплуатационную эффективность.

Примерами использования модульного принципа построения преобразователей служат разработки таких фирм как: «Liebert» (Италия), «N-Power» (Италия-Россия), ООО «Ирбис-5» (Россия). В данном случае это источники бесперебойного питания (ИБП) для офисных и промышленных объектов.

Также способ параллельного соединения ИВЭП применяется сейчас в проекте по созданию автономных систем электроснабжения (АСЭ) на базе возобновляемых источников энергии с использованием накопителей энергии и преобразователей (ЗАО «ЭлектроСи» (Россия)). В данном проекте предполагается обеспечение мощности системы до 315 кВт за счет параллельного соединения унифицированных преобразовательных ячеек (накопителей энергии и преобразователей). Это позволит оперативно изменять мощность под конкретный объект, даст возможность «горячей» замены преобразовательных ячеек и увеличит надежность за счет автоматизации сборки однотипных преобразователей.

Еще одним примером использования многомодульных преобразователей является модуль трехфазного питания МТП-5000, представляющий собой два параллельно соединенных преобразователя постоянного тока в переменный трехфазный частотой 400 Гц. Эта разработка ОАО «Авиационное оборудование» (Россия) применялась при создании систем электропитания комплексов морского базирования.

Многомодульные инверторы используются также при проектировании систем энергоснабжения авиационной техники. В данном случае применение преобразователей на базе параллельного соединения инверторов актуально при отсутствии на самолете первичной системы переменного тока, как например на учебно-боевых самолетах МиГ-АТ, где конструкция двигателей не позволяет установить

на коробке самолетных агрегатов генераторы переменного тока. Как основной канал переменного тока многомодульные преобразователи служат и на самолетах Ил-38.

В нашей стране данной проблеме посвящены труды таких ученых, как В.С. Моин, Г.С. Мыцык, А.В. Лукин, А.И. Юрченко, В.А. Головацкий, Г.М. Малышков, Ю.К. Розанов, С.Ф. Коняхин, А.В. Кобзев, С.А. Харитонов, Г.С. Зиновьев, Е.Е. Чаплыгин, А.К. Осипов, Н.Н.Лаптев и других специалистов.

Анализ литературы показал, что основная проблема, возникающая при организации параллельной работы инверторов, заключается в неравномерном распределении токов между ними. Это может быть вызвано разбросом внутренних параметров инверторов. Так при параллельном включении инверторов разброс внутренних параметров всего в 1% может вызвать неравномерность токов на выходе инверторов до 100% [22, 106]. Несинхронность выходных частот инверторов приводит к «биениям» выходного напряжения параллельно работающих модулей. На данный момент в литературе уже имеются технические решения, но сравнительный анализ показал, что они обладают рядом недостатков и не могут быть использованы в крупносерийном производстве устройств повышенной надежности для бортовых сетей летательных аппаратов.

По причинам защиты интеллектуальной собственности производители не публикуют в открытой печати структурные и схемотехнические решения по обеспечению параллельной работы инверторов.

Таким образом задача определения функциональных блоков и выявление параметров, неблагоприятно влияющих на возможность параллельного включения модулей инверторов, а также поиск функциональных и схемотехнических решений, позволяющих создавать инверторы, способные при параллельном включении обеспечить равномерное токораспределение между модулями и отсутствие «биений» выходного напряжения, является актуальной задачей.

Цели и задачи работы. Целью работы является исследование и разработка эффективных методов обеспечения равномерного распределения токов при параллельной работе однофазных и трехфазных транзисторных инверторов с раз-

личными способами управления (таких как ШИМ-регулированием по напряжению и с релейным регулированием по току), а также методов обеспечения безопасной работы многомодульных инверторов в аварийных и переходных режимах.

Для достижения указанной цели в работе решаются следующие задачи:

- анализ известных методов обеспечения параллельной работы инверторов с целью выявления их достоинств и недостатков;

- анализ работы функциональных узлов для определения их влияния на неравномерность токораспределения между параллельно работающими инверторами;

- анализ способов обеспечения равномерного токораспределения между параллельно работающими инверторами;

- разработка компьютерных моделей однофазных и трехфазных инверторов с управлением как по току так и по напряжению;

- разработка структурных, функциональных и схемотехнических решений для синхронизации выходных напряжений однофазных и трехфазных инверторов по амплитуде, частоте и фазе в многомодульных инверторах с управлением по напряжению и с управлением по току.

Научная новизна заключается в следующем:

- предложен метод введения компенсирующих связей, устраняющих разброс по амплитуде, частоте и фазе, обеспечивающий синхронизацию выходных напряжений параллельно работающих инверторов и исключаящий задачу синхронизации задающих генераторов по амплитуде, частоте и фазе. Предложенные связи позволяют объединять задающие генераторы и устройства управления в единый блок, позволяющий модулям работать как единое устройство;

- показана работоспособность предложенного метода для задающих генераторов различных типов (задающие генераторы на основе мультивибратора, задающие генераторы на основе полосовых фильтров, а также для задающих генераторов трехфазных инверторов с фазовращателями);

- выявлено необходимое число компенсирующих связей, устраняющих разброс по амплитуде, частоте и фазе, между задающими генераторами параллельно

включенных инверторов для обеспечения работоспособности инверторов как с управлением по напряжению, так и с управлением по току;

– показано, что на несинхронность выходных напряжений параллельно работающих инверторов помимо параметров задающих генераторов влияют также параметры устройств управления.

– выявлено, необходимое число дополнительных компенсирующих связей, устраняющих разброс по амплитуде, частоте и фазе, между управляющими устройствами инверторов;

– выявлено, что для исключения взаимного влияния связей как между задающими генераторами, так и между управляющими устройствами инверторов необходимо вводить буферные каскады. Предложены структурные и схемотехнические решения данных каскадов;

– подтверждена работоспособность способа введения дополнительных связей между задающими генераторами и устройствами управления для однофазных и трехфазных инверторов как с управлением по напряжению, так и с управлением по току в номинальном, переходном и аварийном режимах.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

– предложена классификация известных методов синхронизации задающих генераторов и выявлены их достоинства и недостатки;

– разработаны компьютерные модели однофазных и трехфазных инверторов с управлением как по напряжению, так и по току, позволяющие исследовать процессы в параллельно работающих инверторах;

– предложена реализация метода, обеспечивающего синхронизацию выходных напряжений параллельно работающих инверторов и исключаящего задачу синхронизации задающих генераторов на основе мультивибратора и задающих генераторов на основе полосовых фильтров;

– предложена реализация метода введения дополнительных связей между управляющими устройствами инверторов, обеспечивающего более равномерное токораспределение в номинальном, аварийном и переходном режимах;

– предложенные структурные и схемотехнические решения буферных каскадов.

Методология и методы исследования. При решении поставленных задач в диссертационной работе использованы методы теории электрических цепей, теории автоматического управления, а также методы дифференциального и интегрального исчисления и концепция многоканального преобразования энергетического потока.

Исследование рабочих процессов в параллельно работающих инверторах проводилось с помощью имитационного компьютерного моделирования (ИКМ). Такой способ проверки работоспособности схемы позволяет сократить время и расходы на создание макетного образца.

Положения, выносимые на защиту:

– классификация известных методов синхронизации задающих генераторов и анализ выявленных недостатков;

– метод, устраняющий разброс выходных напряжений инверторов по амплитуде, частоте и фазе и исключаящий задачу синхронизации задающих генераторов на основе мультивибратора для однофазных и трехфазных инверторов;

– метод, устраняющий разброс выходных напряжений инверторов по амплитуде, частоте и фазе и исключаящий задачу синхронизации задающих генераторов на основе полосовых фильтров для однофазных и трехфазных инверторов;

– метод введения дополнительных связей между управляющими устройствами однофазных и трехфазных инверторов с управлением по напряжению для обеспечения более равномерного токораспределения в номинальном, аварийном и переходном режимах;

– метод введения дополнительных связей между управляющими устройствами однофазных и трехфазных инверторов с управлением по току для обеспечения равномерного токораспределения в номинальном, аварийном и переходном режимах.

Степень достоверности результатов определяется корректным использованием положений теории электрических цепей, теории автоматического управ-

ления и концепции многоканального преобразования энергетического потока; применяемым математическим и имитационным аппаратом, подтверждающим основные теоретические положения работы; сопоставлением проведенных исследований с опубликованными материалами других авторов.

Личный вклад автора состоит в следующем:

- предложен способ введения компенсирующих связей, устраняющих разброс выходных напряжений задающих генераторов по амплитуде, частоте и фазе;
- предложен способ введения компенсирующих связей, устраняющих разброс выходных напряжений инверторов по амплитуде, частоте и фазе, при разбросе параметров датчиков выходного напряжения инверторов;
- предложен способ уменьшения постоянной составляющей выходного напряжения инвертора;
- разработаны компьютерные модели в программе PSpice, позволяющие анализировать и исследовать электромагнитные процессы в однофазных и трехфазных инверторах как с управлением по напряжению, так и с управлением по току;
- с помощью компьютерного моделирования доказано, что предложенный способ введения компенсирующих связей эффективен в номинальном, аварийном и переходном режимах.

Реализация результатов работы

Результаты диссертационной работы были использованы в госбюджетной НИР кафедры (№ темы 341650-03060, 2012 г.), а также в учебном процессе на кафедре 306 «Микроэлектронные электросистемы» Московского авиационного института (национального исследовательского университета).

Апробация результатов. Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на:

- 10-ой Международной конференции «Авиация и космонавтика-2011» (г. Москва, 2011г.);
- Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2012» (г. Москва, 2012г.);

- 47-х научных чтениях памяти К.Э.Циолковского (г.Калуга, 2012г.);
- 11-ой Международной конференции «Авиация и космонавтика-2012» (г. Москва, 2012г.);
- Московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике-2013» (г. Москва, 2013г.).

Публикации. По теме диссертационной работы опубликовано 11 научных работ, из них 4 работы – в изданиях, рекомендованных ВАК. Получено 2 патента РФ на полезную модель.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, 5 глав, заключения и списка литературы. Работа изложена на 149 страницах текста, содержит 174 рисунка.

ГЛАВА 1**Методы синхронизации задающих генераторов****1.1. Проблемы, возникающие при проектировании многомодульных инверторов**

Инвертор (по зарубежной терминологии DC/AC converter) – устройство, преобразующее электрическую энергию источника напряжения постоянного тока в электрическую энергию переменного тока [1].

Инверторы широко используются в наземных стационарных установках, а также на борту подвижных объектов для питания различной радиоэлектронной аппаратуры и электромеханических устройств [105].

На борту летательного аппарата (ЛА) в зависимости от типа системы электроснабжения (рисунок 1.1) инверторы могут относиться как к основной системе переменного тока (если в качестве первичной системы используется система постоянного тока), так и к аварийной (при комбинированной первичной системе электроснабжения) [17].

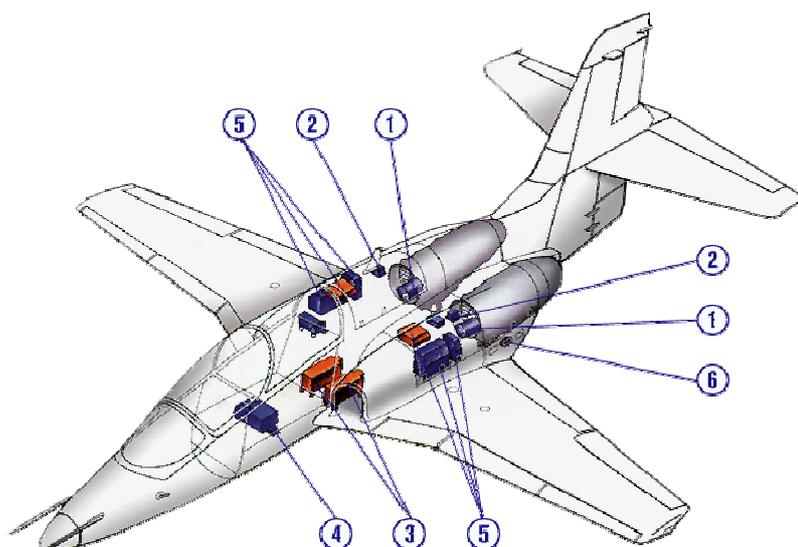


Рисунок 1.1. Система электроснабжения самолета МиГ-АТ

(1–стартер-генератор, 2–блок регулирования и защиты, 3–статический преобразователь, 4–аккумуляторная батарея, 5–распределительные устройства постоянного и переменного тока, 6–панель аэродромного питания)

Требования к качеству электроэнергии переменного тока постоянно растут, также увеличивается и количество потребителей переменного тока. Необходимость в увеличении мощности инверторов привела к распространению так называемого модульного способа, состоящем в параллельном соединении преобразователей (рисунок 1.2).

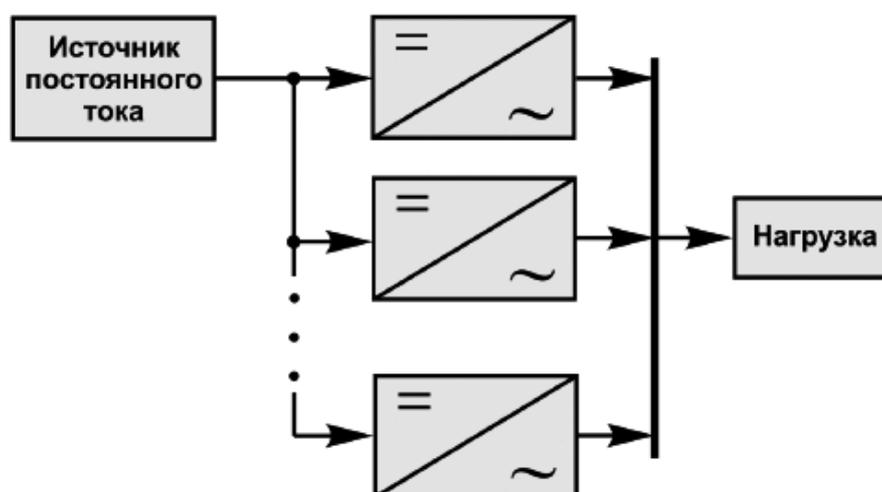


Рисунок 1.2. Параллельное соединение инверторов

Основная проблема, возникающая при организации параллельной работы преобразователей, заключается в неравномерном распределении токов между включаемыми инверторами. Это может быть вызвано как разбросом параметров функциональных частей инверторов, так и несинхронизированной работой задающих генераторов (ЗГ), которые являются обязательной составной частью данного вида преобразователей.

Для обеспечения равномерного токораспределения между каналами в многомодульном инверторе необходимо синхронизировать параллельно работающие каналы по фазе, частоте и амплитуде. Несинхронность по фазе, частоте и амплитуде оказывает значительное влияние на равномерное распределение мощности между модулями. Если не применять специальных средств для выравнивания токов между каналами, то разброс выходных напряжений модулей по фазе, частоте и амплитуде всего в 1% может привести к дисбалансу распределения мощности между каналами до 50% [10] и возникновению недопустимых биений и модуляций.

В этом случае один из модулей будет принимать на себя чрезмерно большой ток нагрузки, что устраняет основное преимущество применения многомодульного принципа энергопреобразователя [8].

При проектировании многомодульных преобразователей используются инверторы с управлением по напряжению и с токовым управлением. К основным структурам относятся однофазный инвертор с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием и однофазный инвертор с управлением по току и релейным регулированием. На рисунке 1.3 представлена структурная схема однофазного инвертора с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием.

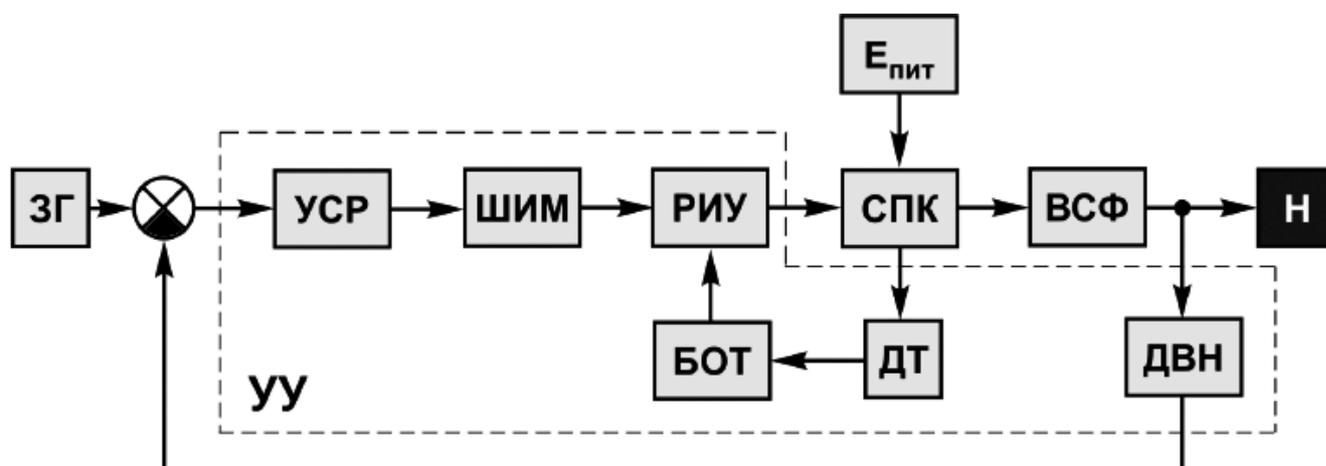


Рисунок 1.3. Структурная схема однофазного инвертора с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием

(ЗГ – задающий генератор, УУ – устройство управления, УСР – усилитель сигнала рассогласования, ШИМ – широтно-импульсный модулятор, РИУ – регулятор импульсов управления, ДТ – датчик тока, БОТ – блок ограничения тока, ДВН – датчик выходного напряжения, СПК – силовой полупроводниковый каскад, ВСФ – выходной силовой фильтр, Епит. – источник питания, Н – нагрузка)

Схема инверторе с подчиненным управлением по напряжению включает в себя:

- задающий генератор (ЗГ) – устройство, необходимое для выработки гармонических сигналов и определяющее частоту работы всего инвертора;
- силовой полупроводниковый каскад (СПК), работающий в режиме переключения и формирующий на нагрузке (Н) напряжение переменного тока;
- устройство управления (УУ), обеспечивающее работу СПК в режиме переключения. В состав УУ входят:
 - усилитель сигнала рассогласования (УСР), необходимый для усиления разности двух сигналов – выходного напряжения ЗГ и напряжения на выходе инвертора, измеряемого датчиком выходного напряжения (ДВН);
 - ШИМ – устройство, предназначенное для преобразования входного аналогового сигнала (модулируемого) в последовательность прямоугольных импульсов, длительность которых пропорциональна уровню входного сигнала.

На входе ШИМ сравниваются модулируемый сигнал (в данном случае это сигнал с выхода УСР) и опорный пилообразный. Частота выходных импульсов

соответствует частоте опорного сигнала. За ту часть периода, когда сигнал с УСР выше опорного, на выходе формируется импульс, ниже – пауза.

- Блок ограничения тока (БОТ) поддерживает уровень выходного тока СПК в заданных пределах.

- датчик тока (ДТ) измеряет уровень выходного тока СПК;

- регулятор импульсов управления (РИУ), осуществляющий управление транзисторными ключами СПК сигналом, поступающим с выхода компаратора.

- выходной силовой фильтр (ВСФ), необходимый для подавления всех высших гармоник, кроме основной.

Для исследования процессов в параллельно работающих инверторах с идеализированными ЗГ с изменяемыми амплитудой, частотой и фазой разработана компьютерная модель инверторов с управлением по напряжению (рисунок.1.4)

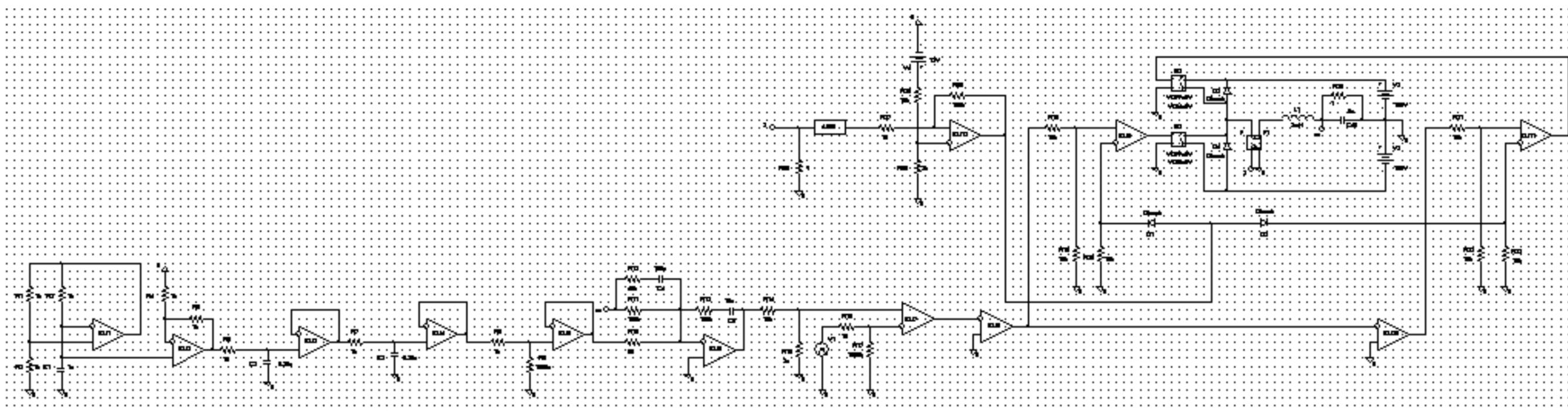


Рисунок 1.4. Схема модели инвертора с управлением по напряжению

На рисунке 1.5 представлена структурная схема однофазного инвертора с управлением по току и релейным регулированием.

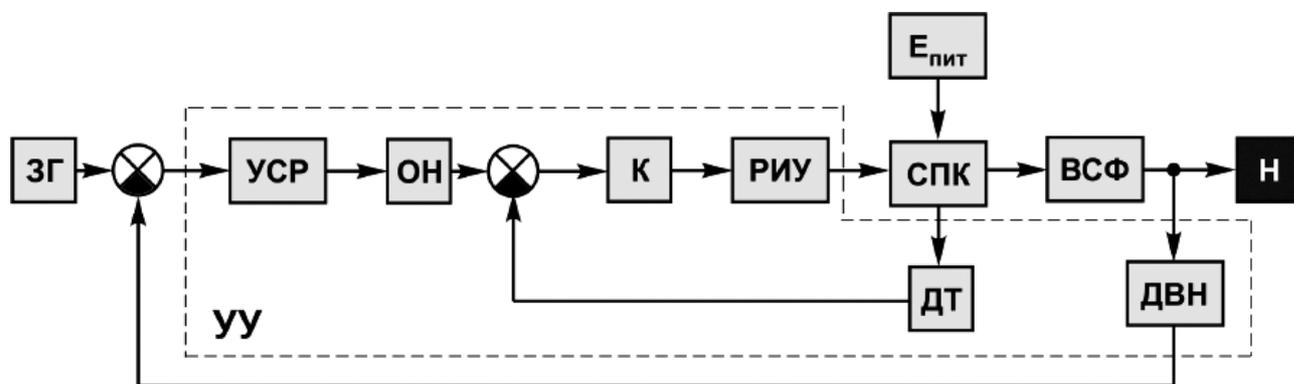


Рисунок 1.5. Структурная схема однофазного инвертора с управлением по току и релейным регулированием

(ЗГ– задающий генератор, УУ– устройство управления, УСР– усилитель сигнала рассогласования, ОН– источник опорного напряжения, К – компаратор, РИУ– регулятор импульсов управления, ДТ– датчик тока, ДВН– датчик выходного напряжения, СПК– силовой пролупроводниковый каскад, ВСФ– выходной силовой фильтр, Епит.– источник питания, Н– нагрузка)

В инверторе с управлением по току в системе управления помимо обратной связи по мгновенному значению выходного напряжения присутствует отрицательная обратная связь по току (см. рисунок 1.5). Источник опорного напряжения (ОН), поддерживает на своем выходе высокостабильное постоянное напряжение. Сигнал разности напряжений с выхода ОН и ДТ усиливается компаратором (К), преобразующим непрерывный входной сигнал малой мощности в цифровой значительной мощности. Этот сигнал поступает на РИУ, который в свою очередь управляет транзисторными ключами СПК.

Для исследования процессов в параллельно работающих инверторах разработана компьютерная модель инверторов с управлением по току и релейным регулированием (рисунок.1.6)

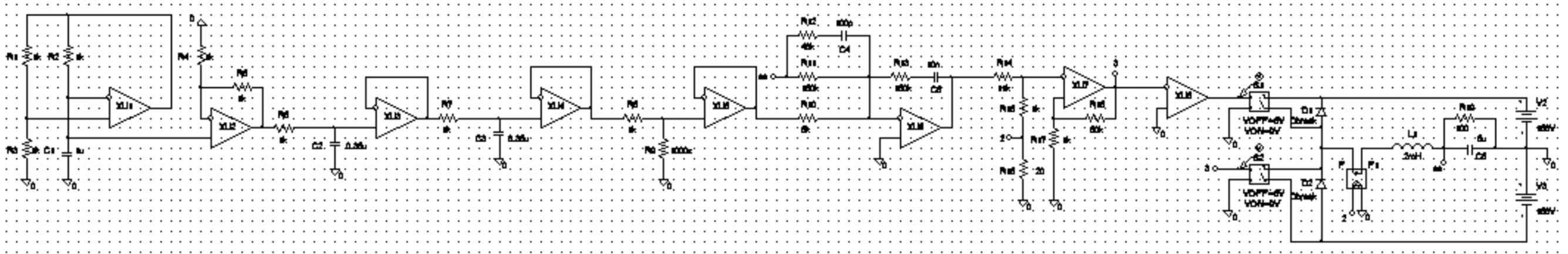


Рисунок 1.6. Схема модели инвертора с управлением по току

Схема СПК инверторов двух типов представлена на рисунке 1.7.

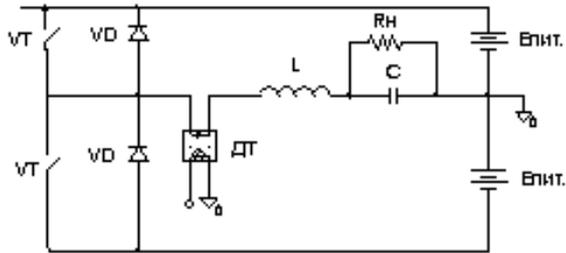
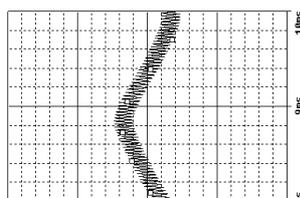


Рисунок 1.7. Схема СПК

В идеальном случае при синхронизированных ЗГ и отсутствии разброса параметров функциональных частей несимметричность выходных токов I_1 и I_2 инверторов отсутствует (рисунки 1.8÷1.10).



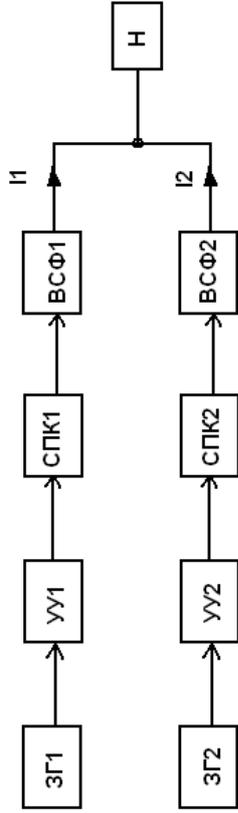
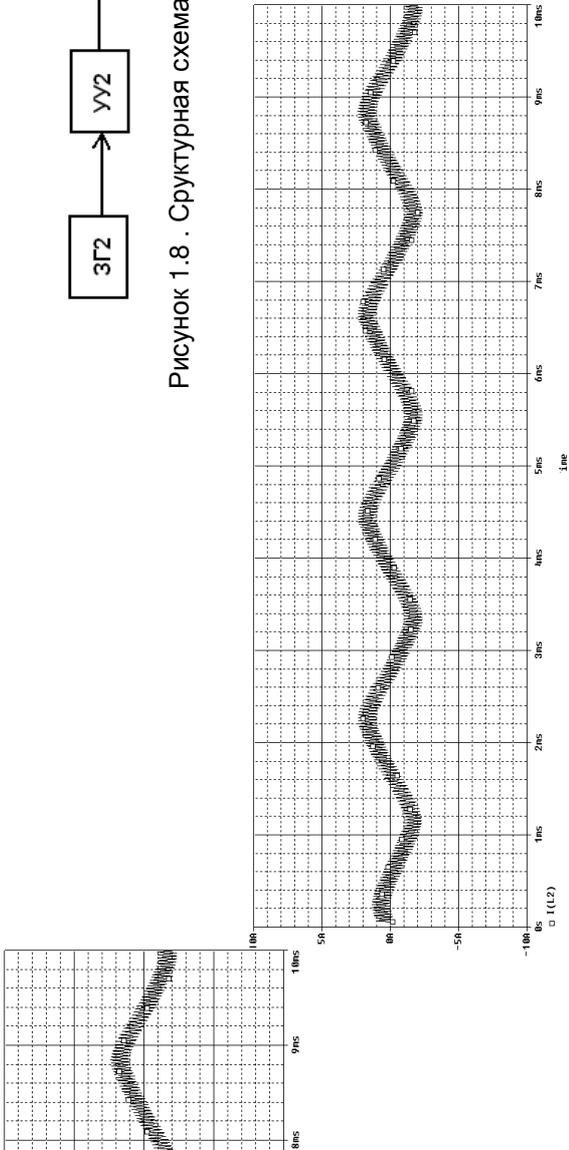
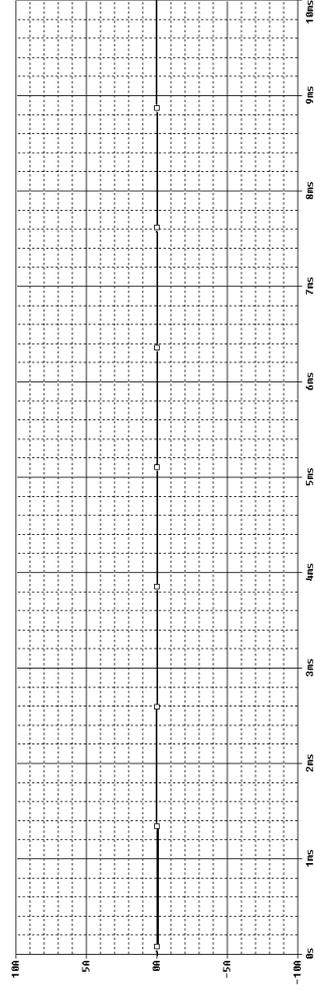


Рисунок 1.8 . Структурная схема параллельно работающих инверторов



а)

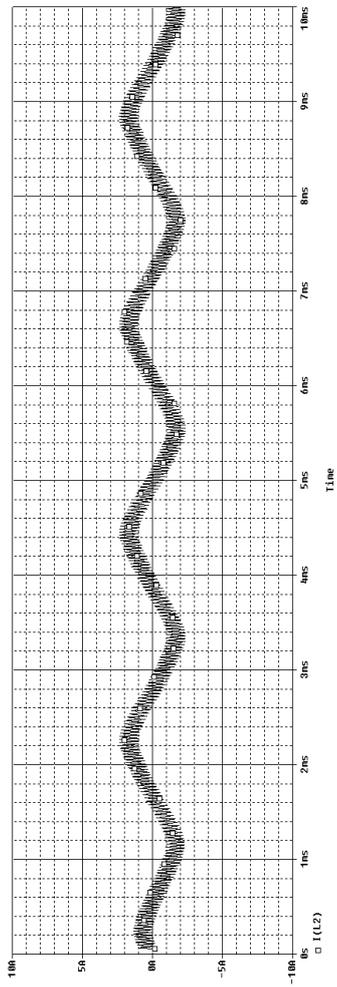
б)



в)

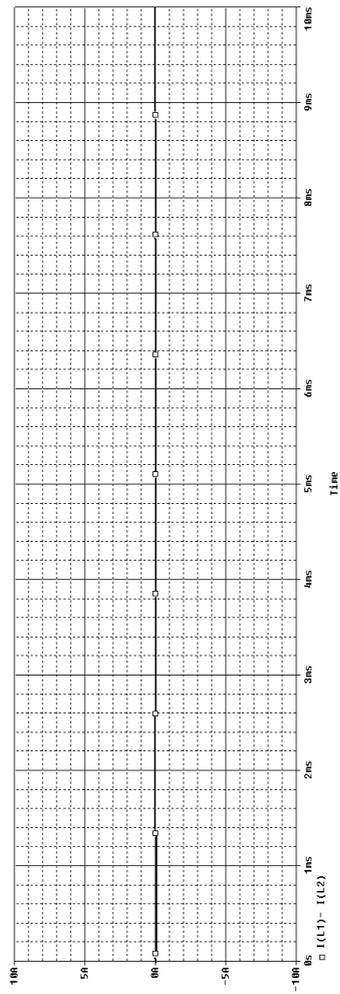
Рисунок 19. Выходные токи параллельно работающих инверторов с управлением по напряжению без разброса параметров

- а) выходной ток I1 инвертора 1;
- б) выходной ток I2 инвертора 2;
- в) разность выходных токов инверторов



a)

б)

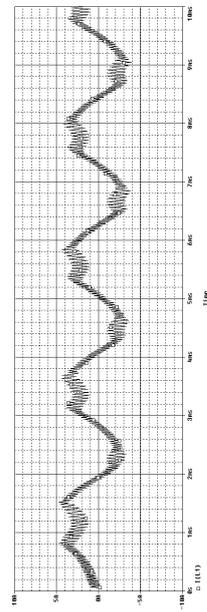


в)

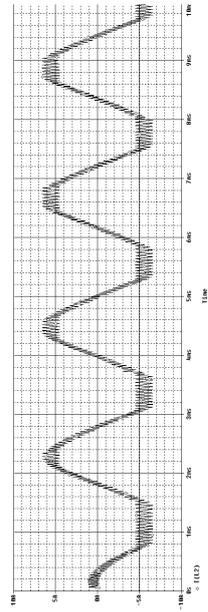
Рисунок 1.10. Выходные токи параллельно работающих инверторов с управлением по току без разброса параметров
 а) выходной ток I инвертора 1;
 б) выходной ток I инвертора 2;
 в) разность выходных токов инверторов

На самом же деле инверторы обладают технологическим разбросом параметров функциональных частей, в том числе и задающих генераторов. ЗГ характеризуются тремя параметрами – амплитудой, частотой и фазой. Разброс каждого из этих параметров оказывает влияние на распределение токов между каналами. Далее на рисунках 1.11÷1.14 представлены временные диаграммы выходных токов инверторов обоих типов при разбросе амплитуды, частоты и фазы ЗГ, а также зависимости разбросов выходных токов от разброса этих параметров ЗГ. Разбросы в ЗГ вводились поочередно.

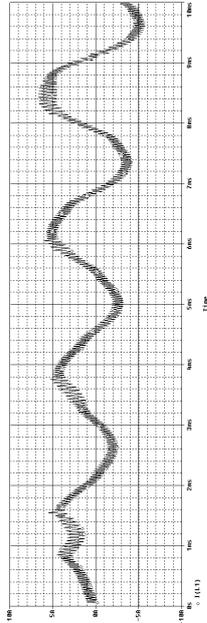
Разброс 3Г по амплитуде



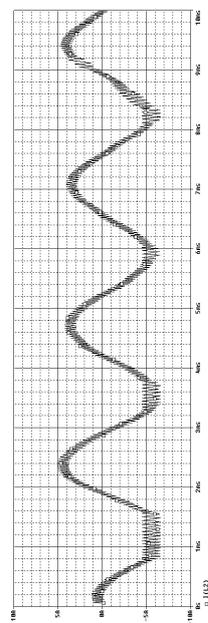
Выходной ток I1 инвертора 1



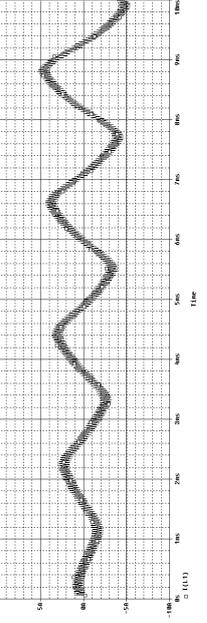
Разброс 3Г по частоте



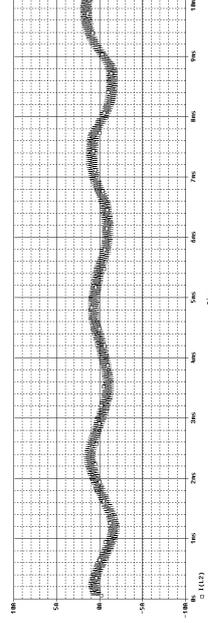
Выходной ток I1 инвертора 1



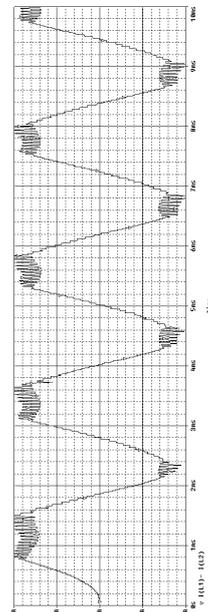
Разброс 3Г по фазе



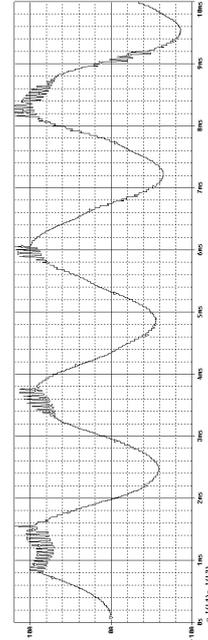
Выходной ток I1 инвертора 1



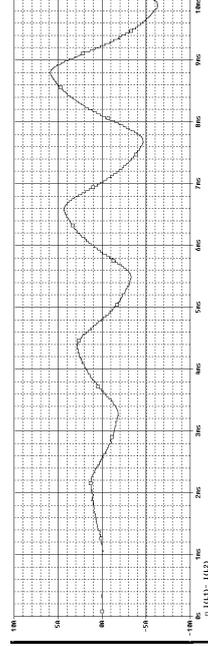
Выходной ток I2 инвертора 2



Выходной ток I2 инвертора 2



Выходной ток I2 инвертора 2



Разность выходных токов инверторов

Разность выходных токов инверторов

Разность выходных токов инверторов

Рисунок 1.11. Временные диаграммы выходных токов двух инверторов с управлением по напряжению при разбросе параметров 3Г

$$\Delta I(t) = \frac{2(I_1(t) - I_2(t))}{I_1(t) + I_2(t)} \times 100\%$$

Несимметричность выходных токов инверторов

Влияние разброса амплитуды на разброс выходных токов. **Влияние разброса частоты на разброс выходных токов.** **Влияние разброса фазы на разброс выходных токов.**
Разброс частоты и фазы отсутствует **Разброс амплитуды и фазы отсутствует** **Разброс амплитуды и частоты отсутствует**

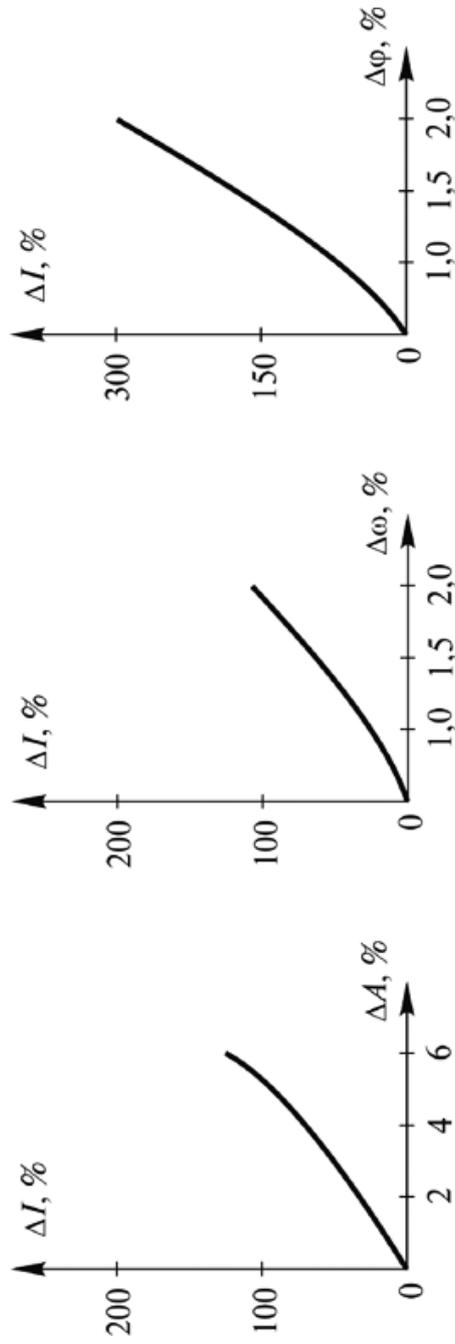
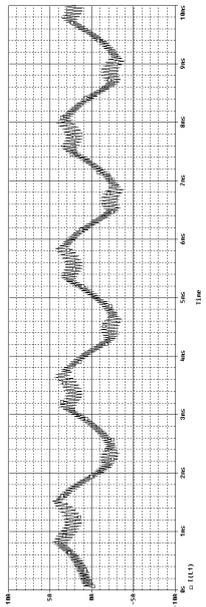
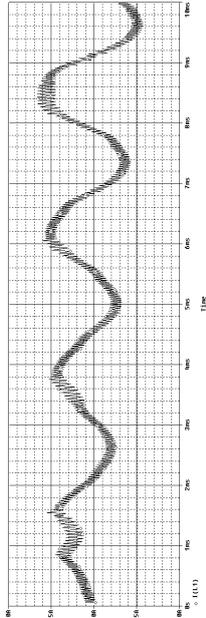


Рисунок 1.12. Зависимость разброса выходных токов инверторов с управлением по напряжению от разброса параметров ЭГ

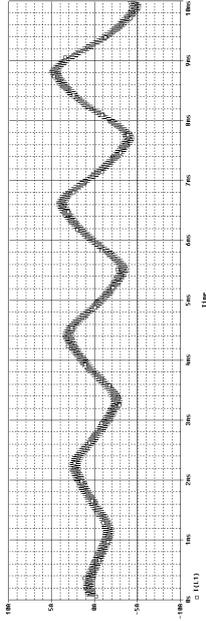
Разброс 3Г по амплитуде



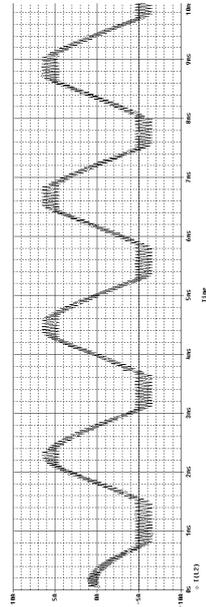
Разброс 3Г по частоте



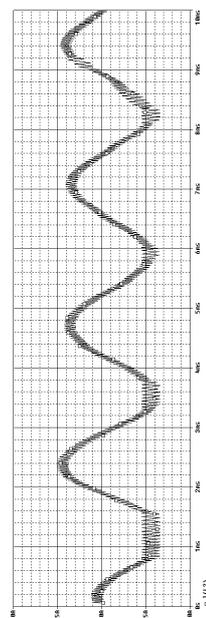
Разброс 3Г по фазе



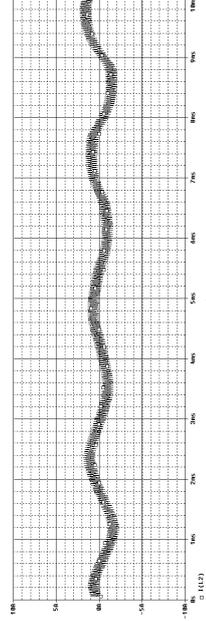
Выходной ток I1 инвертора 1



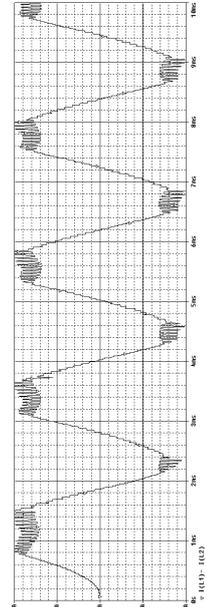
Выходной ток I1 инвертора 1



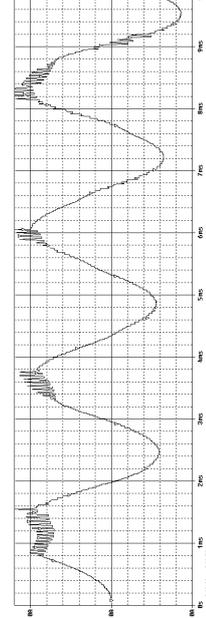
Выходной ток I1 инвертора 1



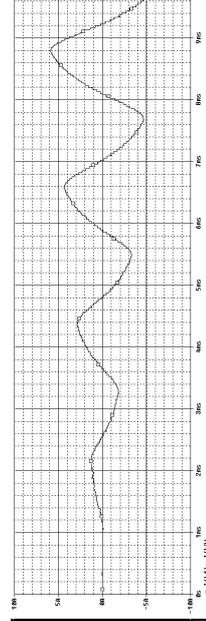
Выходной ток I2 инвертора 2



Выходной ток I2 инвертора 2



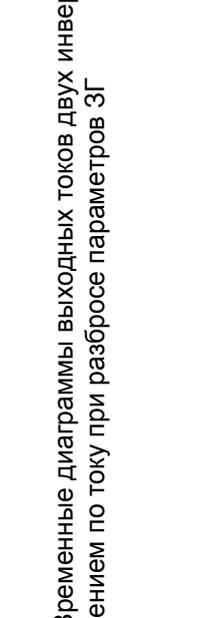
Выходной ток I2 инвертора 2



Разность выходных токов инверторов



Разность выходных токов инверторов



Разность выходных токов инверторов

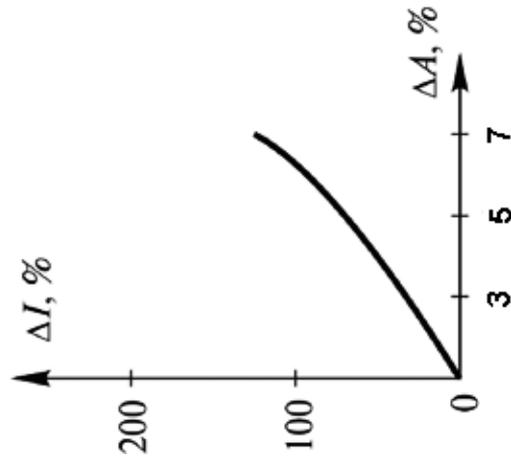


Рисунок 1.13. Временные диаграммы выходных токов двух инверторов с управлением по току при разбросе параметров 3Г

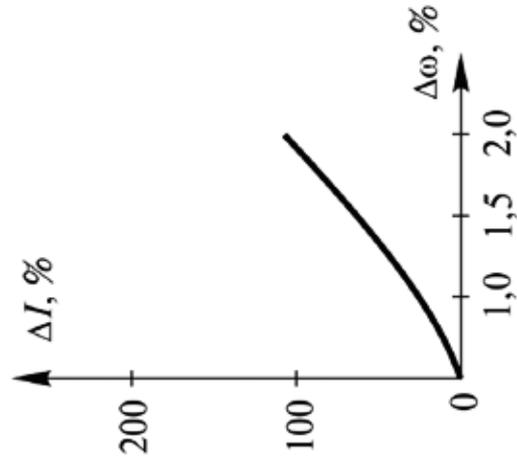
$$\Delta I(t) = \frac{2(I_1(t) - I_2(t))}{I_1(t) + I_2(t)} \times 100\%$$

Несимметричность выходных токов инверторов

Влияние разброса амплитуды на разброс выходных токов.
Разброс частоты и фазы отсутствует



Влияние разброса частоты на разброс выходных токов.
Разброс амплитуды и фазы отсутствует



Влияние разброса фазы на разброс выходных токов.
Разброс амплитуды и частоты отсутствует

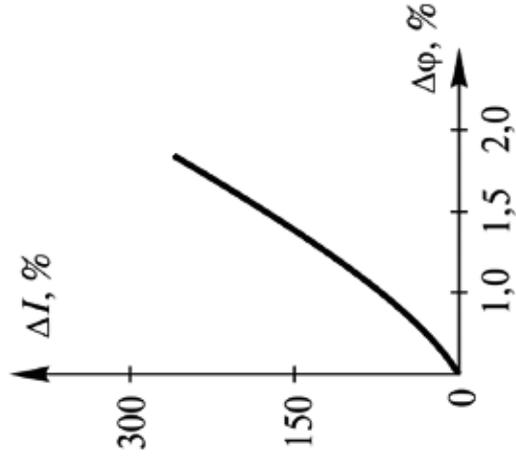


Рисунок 1.14. Зависимость разброса выходных токов инверторов с управлением по току от разброса параметров ЗГ

В многомодульных инверторах синхронизация ЗГ осуществляется двумя способами: методом фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и прямой импульсной синхронизацией. Эти два метода будут рассмотрены в параграфе 1.2.

Следует отметить, что синхронизация ЗГ по фазе, частоте и амплитуде является одним из необходимых, но недостаточных условий параллельной работы преобразователей, так как возможны разбросы параметров и других компонентов инвертора. Обеспечение равномерного токараспределения между каналами в многомодульном преобразователе при синхронизированных ЗГ и разбросе параметров УУ будет рассмотрено в последующих главах. Также нужно учитывать, что проектируемое многоканальное **устройство** должно отвечать следующим требованиям [78]:

1. Отсутствие конструктивно объединенных централизованных устройств;
2. Минимальное число синхронизирующих (информационных) связей между модулями;
3. Тождественность всех модулей;
4. Минимальная сложность аппаратурной реализации информационных связей.

1.2. Сравнительный анализ известных методов синхронизации задающих генераторов

Метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

На рисунке 1.15 представлена схема фазовой автоподстройки частоты ЗГ [100] где: ЗГ1 – ведущий задающий генератор, ФД – фазовый детектор, ФНЧ – фильтр низких частот, А – усилитель, ЗГ2 – ведомый задающий генератор. В качестве него используется генератор, управляемый напряжением.

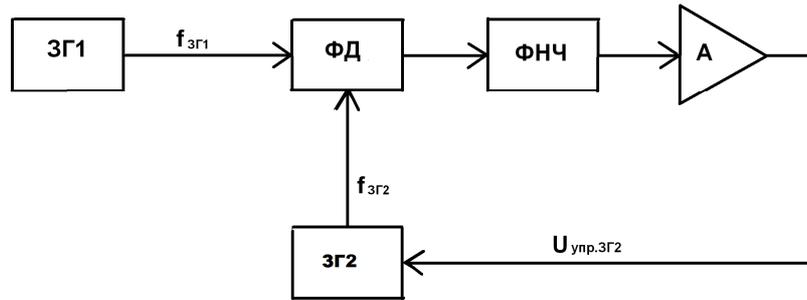


Рисунок 1.15. Схема фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

Фазовый детектор сравнивает выходную частоту $f_{зГ1}$ ЗГ1 и выходную частоту $f_{зГ2}$ ЗГ2 и генерирует выходной сигнал, являющийся мерой их фазового рассогласования (рисунок 1.16). После фильтрации и усиления этот сигнал воздействует на ЗГ2, приближая $f_{зГ2}$ к $f_{зГ1}$.

Режим захвата.

В той части цикла, в которой $f_{зГ2}$ приближается к $f_{зГ1}$, форма сигнала рассогласования меняется более медленно и ненулевое среднее постоянное напряжение вводит систему ФАПЧ в режим захвата. На рисунке 1.16 показано, как во время захвата изменяется управляющее напряжение на входе ЗГ2.

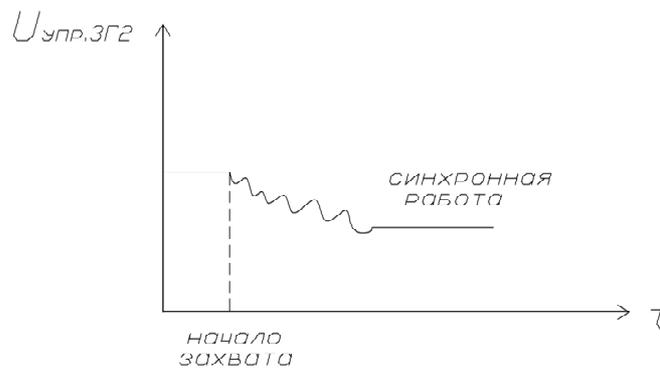


Рисунок 1.16

Но даже если $f_{зГ2}$ достигнет требуемого значения, это еще не означает, что система вошла в захват. Может отсутствовать синфазность. Именно это является причиной выброса кривой напряжения $U_{упр.ЗГ2}$ (см. рисунок 1.14).

Полоса слежения зависит от диапазона управляющих напряжений ЗГ2.

Рассмотрим подробнее некоторые компоненты ФАПЧ:

- Фазовый детектор (ФД) чувствителен к относительному положению фронтов сигнала ЗГ1 и сигнала на выходе ЗГ2.

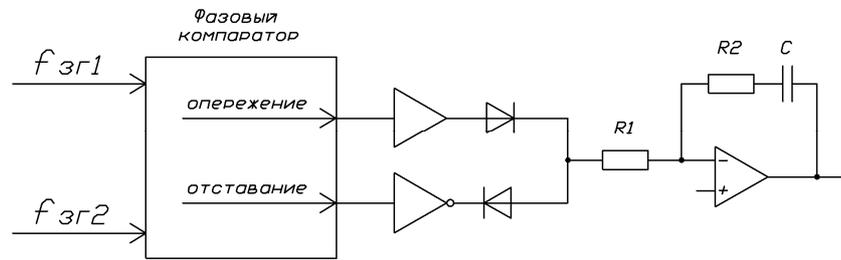


Рисунок 1.17. Фазовый детектор

ФД формирует импульсы отставания или опережения в зависимости от того, до или после возникновения фронта сигнала ЗГ1 появляется сигнал с выхода ЗГ2 (рисунок 1.18).

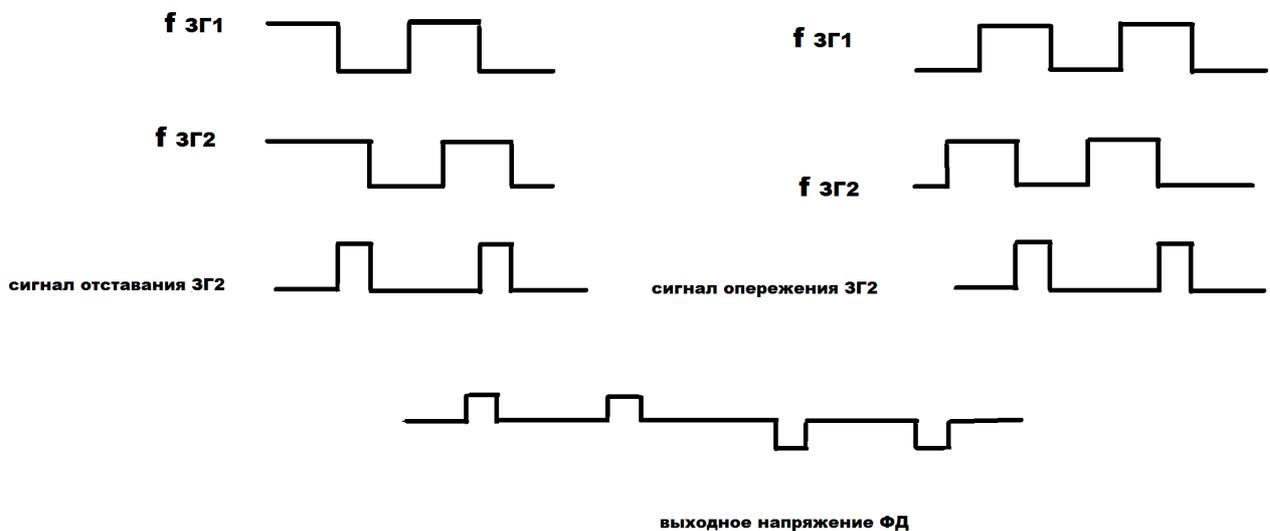


Рисунок 1.18 Формирование импульсов опережения (отставания) на выходе фазового детектора

Импульсами опережения (отставания) заряжается (разряжается) конденсатор до напряжения, необходимого для возврата ЗГ2 в синхронизм. Т.е. во время действия импульсов опережения (отставания) выходная схема ФД отводит (отдает) ток в цепь.

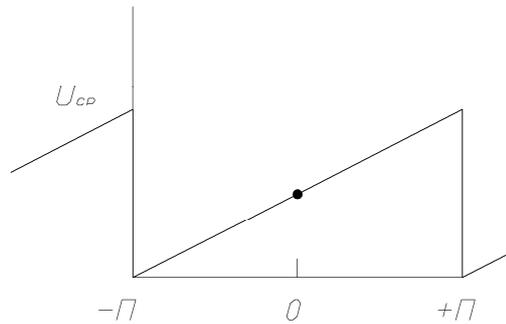


Рисунок 1.19. Зависимость уровня выходного напряжения детектора от сдвига фаз.

Если рассогласование отсутствует выход ФД ведет себя как разомкнутая схема, а конденсатор «запоминает» напряжение, при котором ЗГ2 поддерживает необходимую частоту [6].

- Фильтр низких частот (ФНЧ).

Как было сказано выше фазовый детектор преобразует фазу в напряжение, являющееся мерой фазового рассогласования ЗГ1 и ЗГ2. А ЗГ2 в свою очередь преобразует это напряжение в частоту:

$$\omega_{ЗГ2} = U_{\text{упЗГ2}} K_{ЗГ2} = d\varphi_{ЗГ2} / dt \quad (1.1)$$

где: $K_{ЗГ2}$ – коэффициент передачи ЗГ2.

$$\text{Следовательно: } \varphi_{ЗГ2} = \int U_{\text{упЗГ2}} K_{ЗГ2} dt \quad (1.2)$$

Таким образом ЗГ2 действует как интегратор и дает запаздывание по фазе на 90° . Для предотвращения неустойчивости в цепь обратной связи контура вводится ФНЧ, который помимо свойства сглаживания обеспечивает синхронизацию с нулевой разностью фаз между сигналом ЗГ1 и сигналом на выходе ЗГ2 (рисунок 1.20а). Для того чтобы создать запас по фазе в ФНЧ последовательно с конденсатором включается резистор. Объединение характеристик ЗГ2 и фильтра дает диаграмму для общего коэффициента передачи контура (рисунок 1.20в). Контур будет устойчив до тех пор, пока наклон характеристики будет составлять 6 дБ/октава в области единичной передачи контура. Частота единичной передачи f_2 должна быть достаточно низкой, чтобы сглаживать помехи и скачки сигнала ЗГ1

и обеспечивать малые флуктуации фазы выходного сигнала ЗГ2. f_1 обычно выбирается в 3-5 раз меньше f_2 , что обеспечивает достаточный запас по фазе [6].

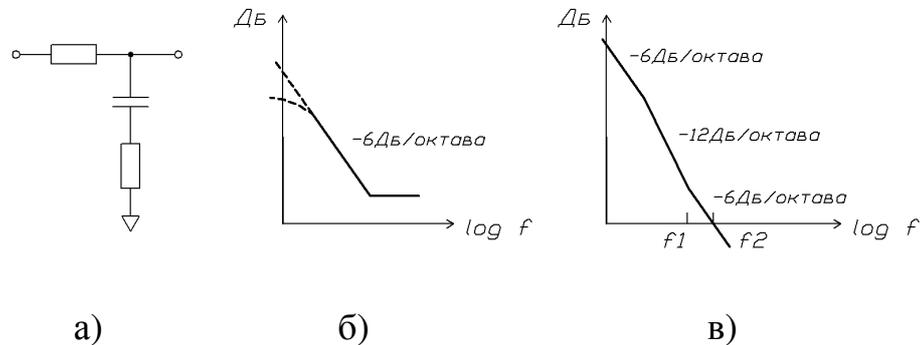


Рисунок 1.20. а – ФНЧ; б – ЛАХ ФНЧ; в – ЛАХ коэффициента передачи контура

Метод ФАПЧ получил широкое распространение на практике. Например известна система синхронизации первичных эталонных генераторов, содержащая ведущий первичный эталонный генератор, подсоединенный к нему ведомый первичный эталонный генератор, который состоит из « n » устройств измерения фазовых отклонений, « n » первичных эталонных источников, « n » устройств синхронизации с фазовой автоподстройкой частоты и вторичный задающий генератор, где « n » > 2 [71].

Прямая импульсная синхронизация

При прямой импульсной синхронизации в качестве ЗГ используется релаксационная автоколебательная система [78].

1.3. Структуры синхронизирующих связей для задающих генераторов

Существует несколько структур синхронизирующих связей, в которых отсутствуют конструктивно объединенные централизованные устройства (рисунки 1.21÷1.24) [78].



Рисунок 1.21. Структура синхронизирующих связей «линейка»
(1 – ведущий ЗГ; 2÷4 – ведомые ЗГ)

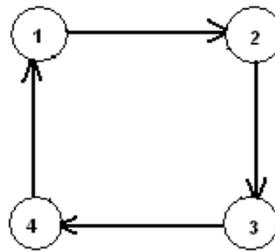


Рисунок 1.22. Структура синхронизирующих связей «кольцо»
(для синхронизации методом ФАПЧ: 1 – ведущий ЗГ; 2÷4 – ведомые ЗГ)

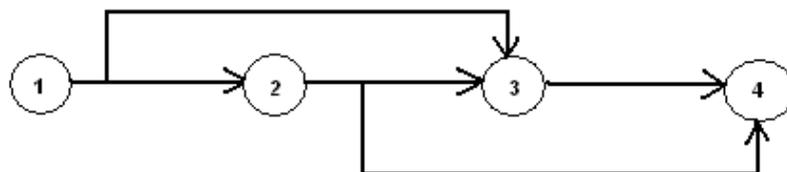


Рисунок 1.23. Структура синхронизирующих связей «линейка с обходами» (для прямой импульсной синхронизации: 1 – ведущий ЗГ; 2÷4 – ведомые ЗГ)

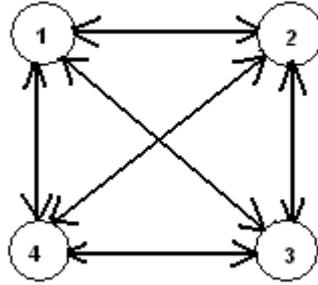


Рисунок 1.24. Структура синхронизирующих связей «кольцо с обходами»
(1 – ведущий ЗГ; 2÷4 – ведомые ЗГ)

Оптимальной структурой для синхронизации методом ФАПЧ является «кольцо» (рисунок 1.20). Частота кольца близка к среднему значению частоты генераторов, поэтому изменение собственной частоты одного ЗГ отражается на всей системе. В кольце с малым количеством ЗГ отклонение частоты может быть значительным и возникает необходимость определения неисправного генератора. Для этого используют соединение датчика частоты и датчика знака неисправности генератора [78].

Основным недостатком метода ФАПЧ является то, что он не обеспечивает синхронизацию по амплитуде, а также имеет низкое быстродействие и сложную реализацию.

Для прямой импульсной синхронизации на практике используют структуру синхронных связей «линейка с обходами» (рисунок 1.21). Ведущий генератор, имеющий заданную частоту, определяет работу ведомых ЗГ. Но так как в этой структуре нет связи «с выхода на вход», то при отклонении частоты ведущего ЗГ точность поддержания ведомых ЗГ не сказывается на работе системы. При любом отклонении частоты от заданной ведущий генератор отключается.

Структуры «кольцо» и «кольцо с обходами» при прямой импульсной синхронизации не используются. При таких структурах вся система работает на частоте генератора с наибольшей собственной частотой. Этот ЗГ выполняет роль ведущего. Если частота ведущего ЗГ падает, его функции переходят к другому ге-

нератору (частота этого генератора ниже частоты ведущего, но выше частоты других ЗГ кольца). Таким образом происходит уменьшение частоты всего кольца. Если же частота любого ЗГ кольца достигнет максимального значения, то кольцо начинает работать на этой частоте. Но поддерживать необходимую частоту кольца достаточно сложно.

Вышеописанные известные методы синхронизации задающих генераторов инверторов не содержат конструктивно объединенных централизованных устройств, но имеют один существенный недостаток, влияющий на надежность системы, а именно использование режима «ведущий-ведомый». Т.е. отсутствие тождественности всех модулей. Если ведущий генератор выходит из строя, то вся система становится не работоспособной.

В результате сравнительного анализа существующих методов обеспечения параллельной работы ЗГ транзисторных инверторов с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием, а также с управлением по току и релейным регулированием получены следующие результаты:

1. представлена структурная схема однофазного инвертора с управлением по напряжению;
2. представлена структурная схема однофазного инвертора с управлением по току;
3. показано, что основная проблема, возникающая при параллельной работе преобразователей, заключается в неравномерном распределении токов между каналами, которое вызвано технологическим разбросом параметров функциональных блоков и отсутствием синхронизации ЗГ;
4. определено, что одним из необходимых, но недостаточных условий параллельной работы преобразователей является синхронизация ЗГ по фазе, частоте и амплитуде;
5. проведен анализ известных методов синхронизации ЗГ: метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) и прямая импульсная синхронизация;

б. проведен анализ структурных связей для этих методов и выявлена их неэффективность для применения в многоканальных преобразователях.

Исходя из перечисленных результатов сделан вывод о необходимости разработки нового метода синхронизации ЗГ.

ГЛАВА 2

Новый метод обеспечения параллельной работы задающих генераторов

В главе рассмотрен метод, позволяющий исключить задачу синхронизации ЗГ. Предлагаемый метод заключается в использовании компенсирующих внутриблочных связей (рисунок 2.1), которые обеспечивают работу генераторов с общей (эквивалентной) для всех ЗГ амплитудой, частотой и фазой.

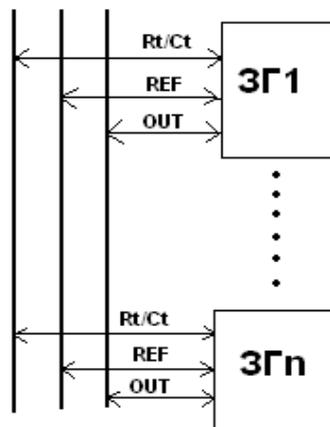


Рисунок 2.1. Структура связей для нового метода обеспечения параллельной работы ЗГ
 Rt/Ct – объединяющая связь по фазе,
 REF – объединяющая связь по частоте,
 OUT – объединяющая связь по амплитуде

Задающие генераторы могут выполняться по различным структурам, но не всякая структура ЗГ позволяет реализовать этот метод простыми средствами. В работе рассмотрены несколько видов ЗГ, наиболее всего отвечающих требованиям простоты аппаратурной реализации информационных связей, а именно:

- на основе мультивибратора;
- на основе полосового фильтра;

Для каждого ЗГ определено необходимое количество синхронизирующих связей и способы их технической реализации.

2.1 Параллельная работа задающих генераторов на основе мультивибратора

Рассмотрим задающий генератор на основе мультивибратора (МВ), выполненный по структуре, приведенной на рисунке 2.2.

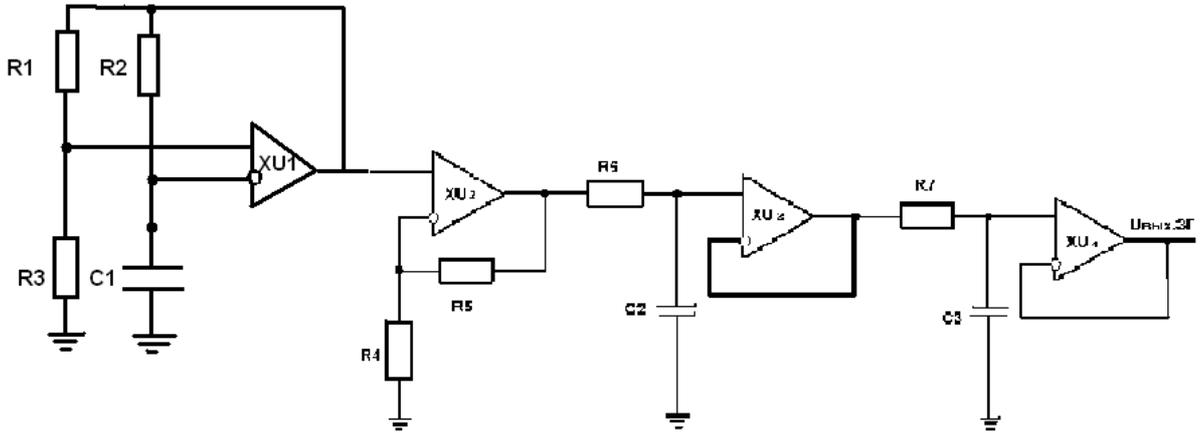


Рисунок 2.2. Структура ЗГ на основе мультивибратора

В качестве МВ используется генератор пилообразного напряжения (ГПН) (рисунок 2.3а), принцип работы которого подробно описан в [99]. Временные диаграммы процессов представлены на рисунках 2.3б и 2.3в.

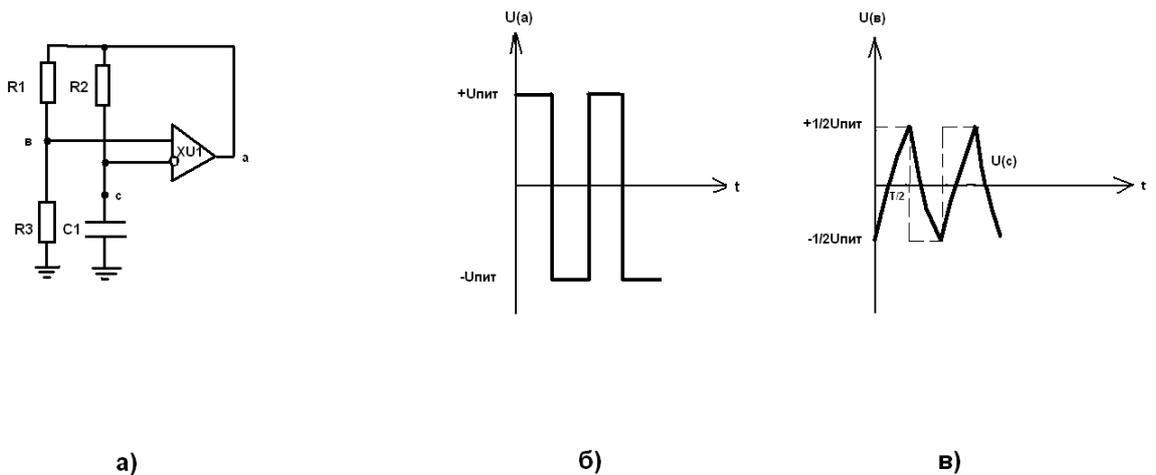


Рисунок 2.3. Генератор пилообразного напряжения (ГПН)
 а) релаксационный генератор
 б) выходное напряжение операционного усилителя XU1
 в) выходное напряжение ГПН

$$U(\epsilon) = I_{\epsilon} R_{\epsilon} = U_n R3 / (R1 + R3)$$

Схема фильтра низких частот (ФНЧ) представлена на рисунке 2.4. Для повышения уровня пилообразного сигнала, поступающего на вход фильтра с выхода ГПН, используется неинвертирующий усилитель с коэффициентом усиления k , выполненный на ОУ XU2 и резисторах R4 и R5, при этом $k = U_{\text{вых}} / U_{\text{вх}} = 1 + R5 / R4$.

Для улучшения выходных характеристик ФНЧ вводятся повторители (буферы) XU3 и XU4.

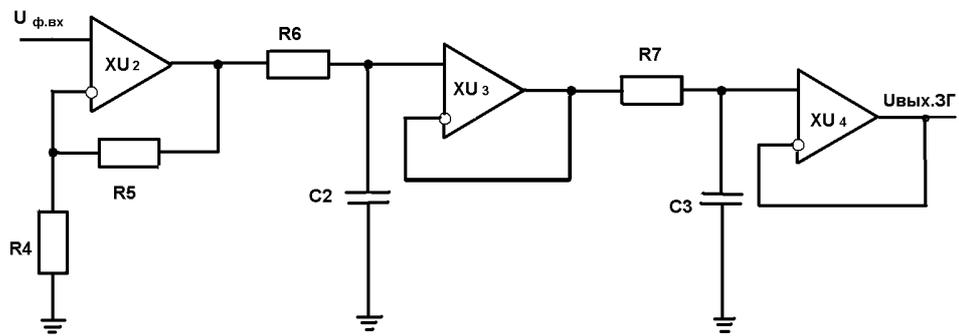


Рисунок 2.4 Фильтр низких частот (ФНЧ)

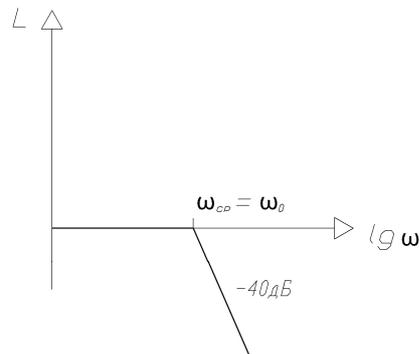


Рисунок 2.5. ЛАЧХ ФНЧ

Частота среза фильтра $\omega_{\text{ср}} = 2\pi / T_0 = 2\pi / RC$, следовательно:

$$RC = 2\pi / \omega_0$$

Теперь рассмотрим систему из двух ЗГ, имеющих между собой разброс параметров по частоте, фазе и амплитуде.

Введем разброс в резисторы R8, R9 и конденсатор C4 ГПН второго ЗГ. Разброс имеют также и параметры неинвертирующих усилителей фильтров генераторов (резисторы R11 и R12) (рисунок 2.6).

По результатам компьютерного моделирования можно сделать вывод, что напряжения на выходах ЗГ различаются по фазе, частоте и амплитуде (рисунок 2.7).

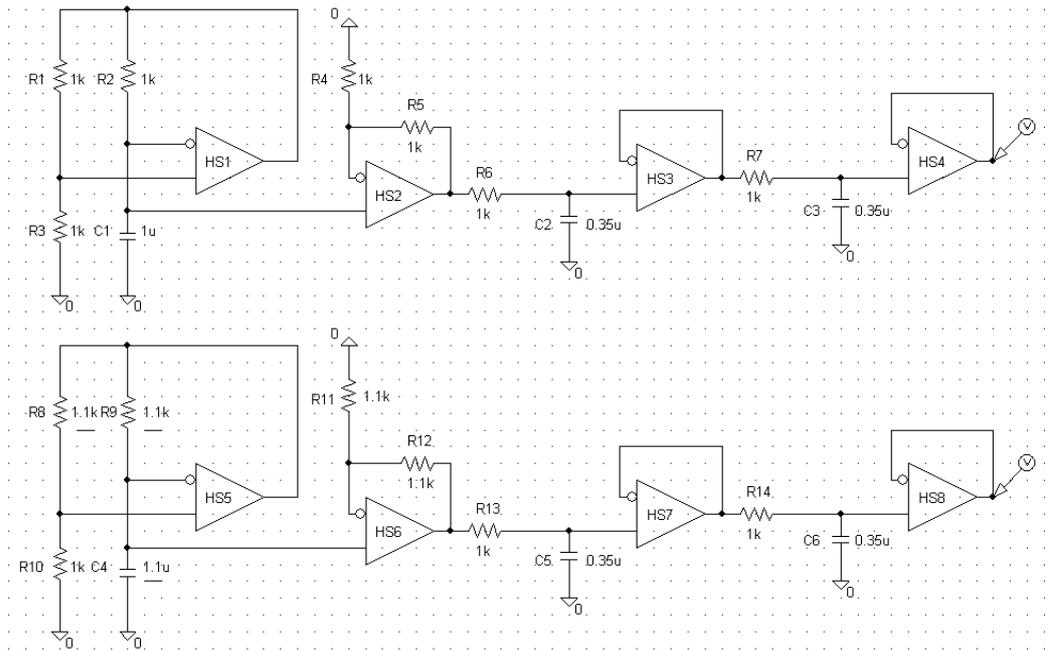


Рисунок 2.6. ЗГ с разбросом параметров ГПН и неинвертирующих усилителей ФНЧ

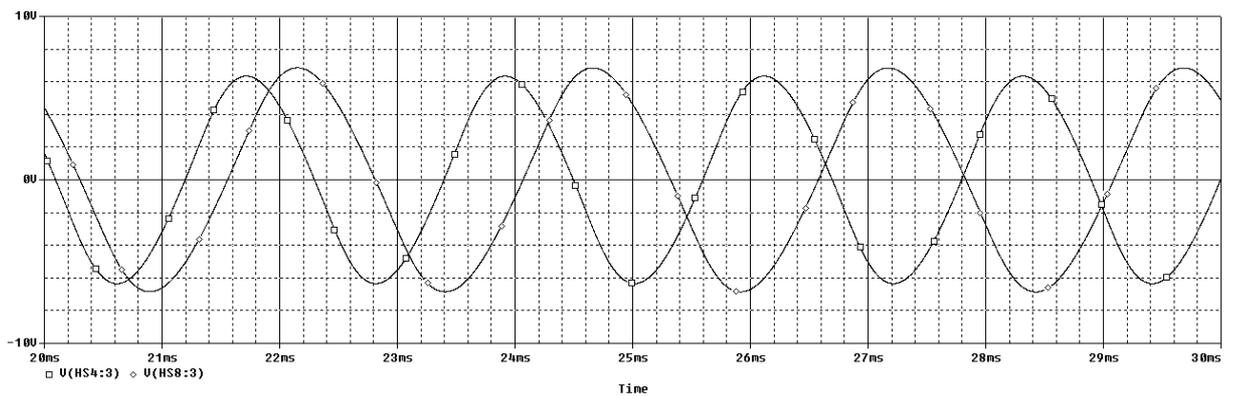


Рисунок 2.7. Напряжения на выходах ЗГ при разбросе параметров ГПН и неинвертирующих усилителей ФНЧ

Далее будет показано, что для обеспечения параллельной работы обоих ЗГ с эквивалентными частотой, фазой и амплитудой необходимо ввести три компенсирующие связи, как условно показано на рисунке 2.8.

Следует отметить, что при использовании в многомодульных инверторах объединяющих связей также необходимо вводить буферные каскады (БК) с токоограничивающим резистором на входе чтобы исключить негативное влияние одной цепи на другую и не нарушать работу ЗГ (рисунок 2.9).

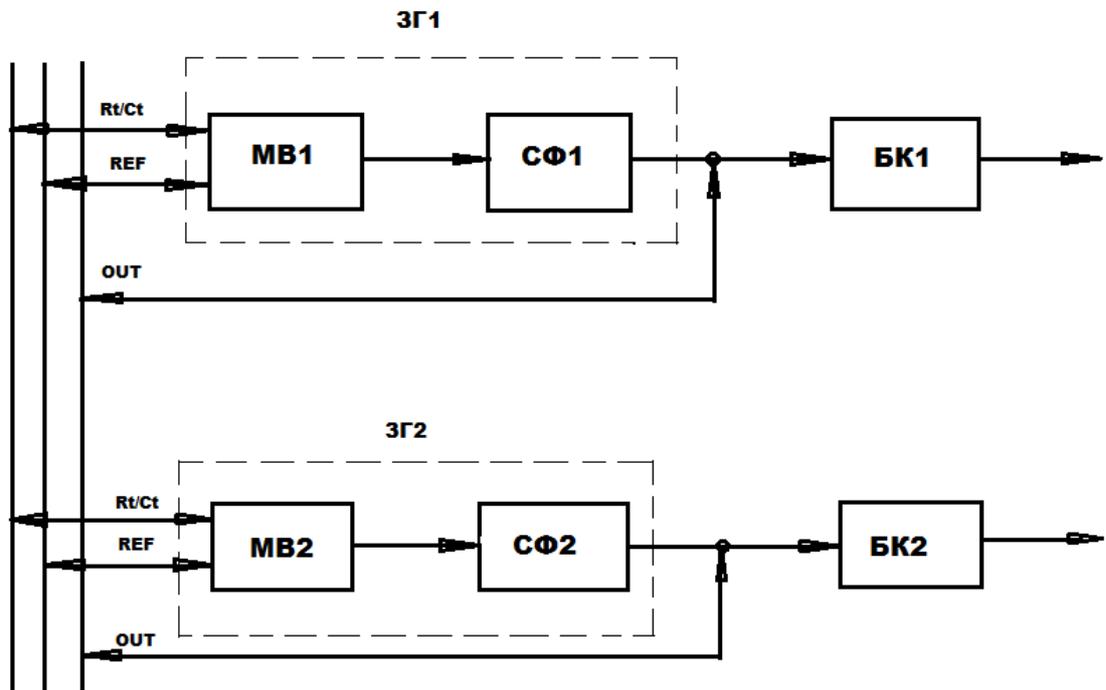


Рисунок 2.8. Функциональная схема двух параллельно работающих ЗГ на основе мультивибратора с объединяющими связями (МВ – мультивибратор, СФ – сглаживающий фильтр (ФНЧ), БК – буферный каскад)

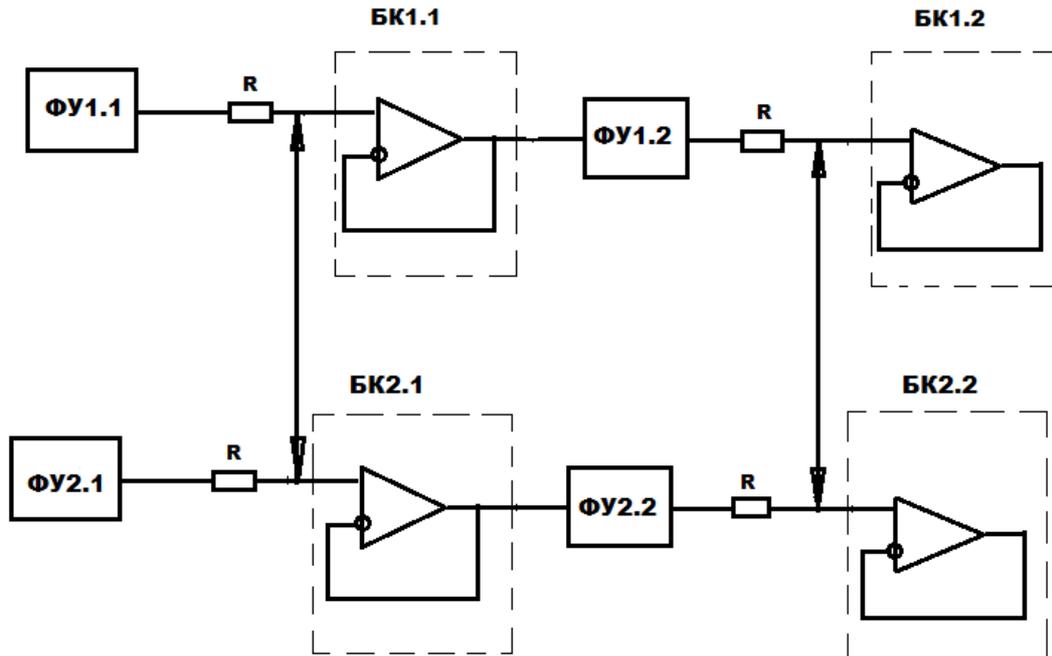


Рисунок 2.9. Способ введения объединяющих связей с помощью буферных каскадов в многомодульном инверторе (ФУ – функциональный узел инвертора, R – токоограничивающий резистор)

Введение компенсирующих связей для ЗГ на основе мультивибратора (МВ).

Определим с помощью компьютерного моделирования минимальное количество связей, необходимых для обеспечения параллельной работы ЗГ с общими частотой, фазой и амплитудой. Для этого связи между компонентами ЗГ будем вводить поэтапно и следить за тем, как каждая из них влияет на выходные напряжения генераторов. При этом учитывается, что ЗГ имеют разброс по всем трем параметрам.

Рассмотрим введение компенсирующей связи по частоте для ЗГ на основе МВ.

Частота выходного напряжения задающего генератора определяется частотой пилообразного напряжения на выходе МВ (рисунок 2.10):

$$f_{\text{ГПН1}} = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{2R_2C_1 \ln[(2R_3 + R_1)/R_1]} \quad (2.1)$$

$$f_{\text{ГПН}2} = \frac{1}{T2} = \frac{1}{2R9C4 \ln[(2R10 + R8)/R8]} \quad (2.2)$$

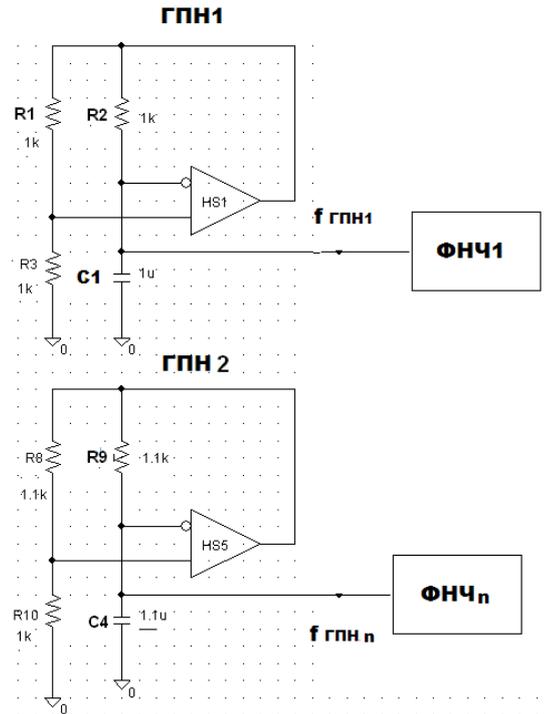


Рисунок 2.10. ЗГ с разбросом параметров ГПН по частоте и амплитуде

Резистор R2 и конденсатор C1 – время-задающая цепь первого мультивибратора, а резистор R9 и конденсатор C4 – второго. Напряжение заряда конденсаторов C1 и C4, а соответственно и амплитуда пилообразного напряжения обоих мультивибраторов, задаются резистивными делителями напряжения R1-R3 и R8-R10 соответственно.

Допустим, что амплитуды выходных напряжений МВ1 и МВ2 совпадают, т. е. выполняется условие: $R1 = R3$ и $R8 = R10$. Тогда формулы (2.8) и (2.9) примут вид:

$$f_{\text{ГПН}1} = \frac{1}{T1} = \frac{1}{2R2C1 \ln 3}$$

$$f_{\text{ГПН}2} = \frac{1}{T2} = \frac{1}{2R9C4 \ln 3}$$

Видно, что выходные частоты МВ, а также их разность Δf зависят только от разброса параметров время-задающих цепей:

$$\Delta f = f_{\text{ПН1}} - f_{\text{ПН2}} = \frac{1}{2R2C1 \ln 3} - \frac{1}{2R9C4 \ln 3} = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{R2C1} - \frac{1}{R9C4} \right) \quad (2.2)$$

где: $k = 2 \ln 3 = 2,2$.

Если резисторы R2 и R9, а также конденсаторы C1 и C4 имеют технологический разброс, тогда: $R9 = R2 + \Delta R$ и $C4 = C1 + \Delta C$. С учетом этого получим:

$$\Delta f = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{R2C1} - \frac{1}{(R2 + \Delta R)(C1 + \Delta C)} \right)$$

$$\Delta f = \frac{1}{k} \left(\frac{1}{R2C1} - \frac{1}{R2C1 + \Delta RC1 + R2\Delta C + \Delta R\Delta C} \right)$$

Окончательно имеем:

$$\Delta f = \frac{1}{kR2C1} \left(1 - \frac{1}{1 + \frac{\Delta R}{R2} + \frac{\Delta C}{C1} + \frac{\Delta R\Delta C}{R2C1}} \right) \quad (2.3)$$

При максимальном разбросе параметров $\Delta R_{\text{MAX}} = \pm 1\%$ и $\Delta C_{\text{MAX}} = \pm 20\%$ при $R2 = 1 \text{ кОм}$ и $C1 = 1 \text{ мкФ}$ получим разброс частот на выходе МВ составляющий 91 Гц.

Таким образом компенсирующая связь по частоте вводится между выходами МВ так, как показано на рисунке 2.11.

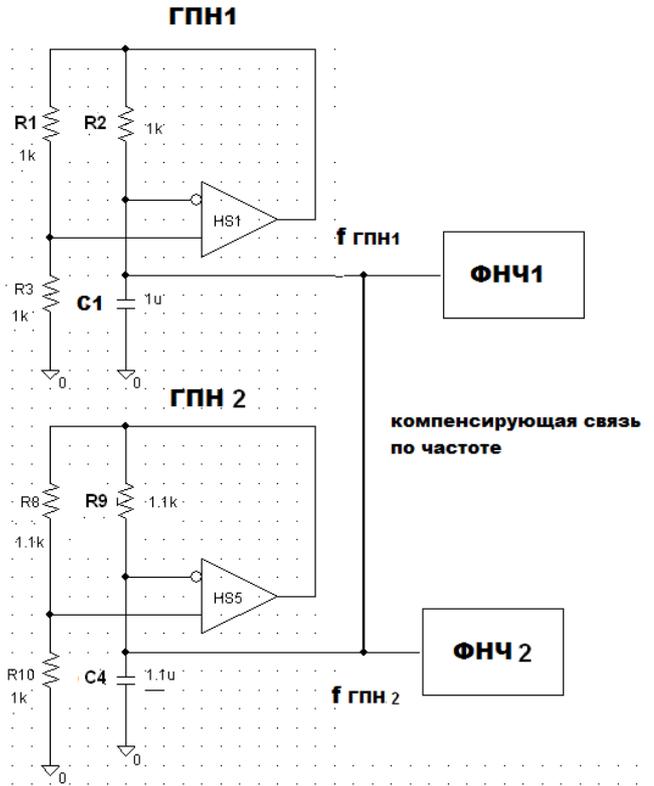


Рисунок 2.11. ЗГ на основе МВ с объединяющей связью по частоте

После введения связи получим эквивалентную схему время-задающей цепи двух параллельно работающих ЗГ :

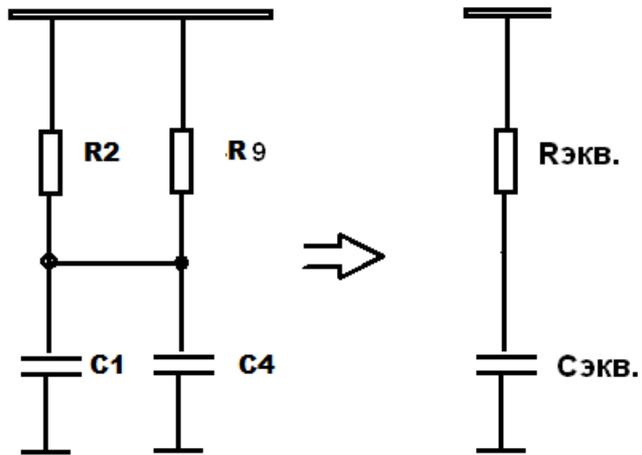


Рисунок 2.12. Эквивалентная время-задающая цепь

$$R_{\text{ЭКВ.}} = \frac{\prod_{i=1}^n R_i}{\sum_{i=1}^n R_i} \quad (2.4)$$

$$C_{\text{ЭКВ.}} = \sum_{i=1}^n C_i \quad (2.5)$$

Задающие генераторы при этом работают как одно устройство с общей эквивалентной частотой $f_{\text{ЭКВ.}}$:

$$f_{\text{ЭКВ.}} = \frac{1}{T_{\text{ЭКВ.}}} = \frac{1}{kR_{\text{ЭКВ.}}C_{\text{ЭКВ.}}} \quad (2.6)$$

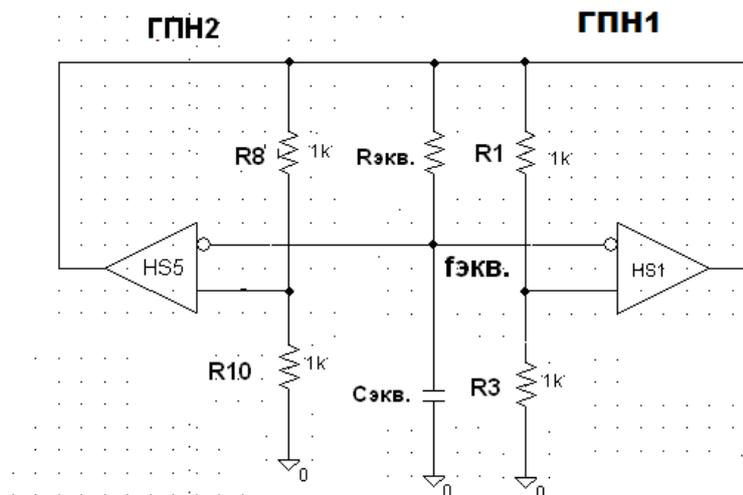


Рисунок 2.13. МВ задающих генераторов с общей время-задающей цепью

Проверим влияние разброса параметров МВ на эквивалентную частоту генераторов после введения объединяющей связи.

С учетом разброса параметров время-задающих цепей МВ $f_{\text{ЭКВ.}}$ будет определяться выражением:

$$f_{\text{ЭКВ.}} = \frac{1}{k \frac{R_2 R_9}{R_2 + R_9} (C_1 + C_4)} = \frac{1}{k \frac{R_2 (R_2 + \Delta R)}{2R_2 + \Delta R} (2C_1 + \Delta C)}$$

$$= \frac{1}{k \frac{R_2 + \Delta R}{2 + \frac{\Delta R}{R_2}} (2C_1 + \Delta C)} = \frac{2R_2 + \Delta R}{kR_2(R_2 + \Delta R)(2C_1 + \Delta C)}$$

Окончательно получим:

$$f_{\text{ЭКВ.}} = f_{\text{ГПН1}} \frac{1 + \frac{\Delta R}{2R_2}}{\left(1 + \frac{\Delta R}{R_2}\right) \left(1 + \frac{\Delta C}{2C_1}\right)} \quad (2.7)$$

Из графиков зависимости частоты ЗГ до и после введения объединяющей связи от разброса параметров время-задающих цепей МВ (рисунок 2.14) видно, что технологический разброс параметров МВ практически не влияет на эквивалентную частоту генераторов после введения связи.

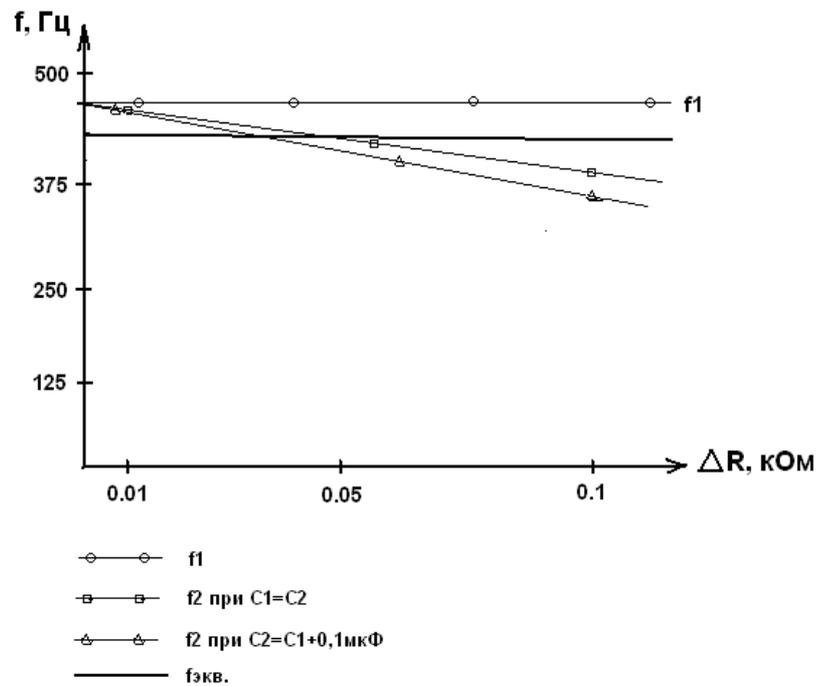


Рисунок 2.14. Зависимость частоты ЗГ от разброса параметров МВ

Но выходные напряжения ЗГ остаются различными по фазе и амплитуде (рисунок 2.15).

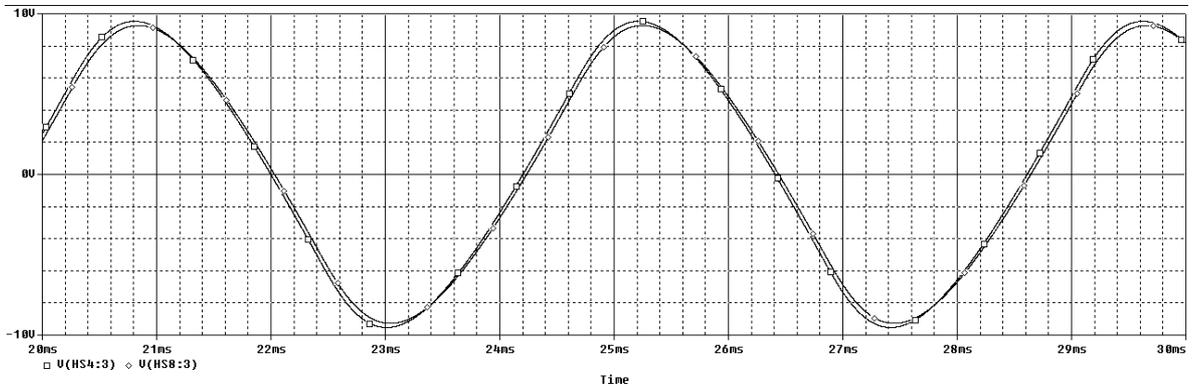


Рисунок 2.15. Напряжения на выходах ЗГ после введения объединяющей связи по частоте

Для устранения разброса выходных напряжений ЗГ по фазе необходимо в МВ наряду с объединяющей связью по частоте ввести дополнительно связь, компенсирующую разброс параметров делителей напряжения (рисунок 2.16). Это позволит в свою очередь компенсировать разброс выходного пилообразного напряжения мультивибраторов по амплитуде и тем самым исключить разность фаз напряжений на выходе ЗГ (рисунок 2.17).

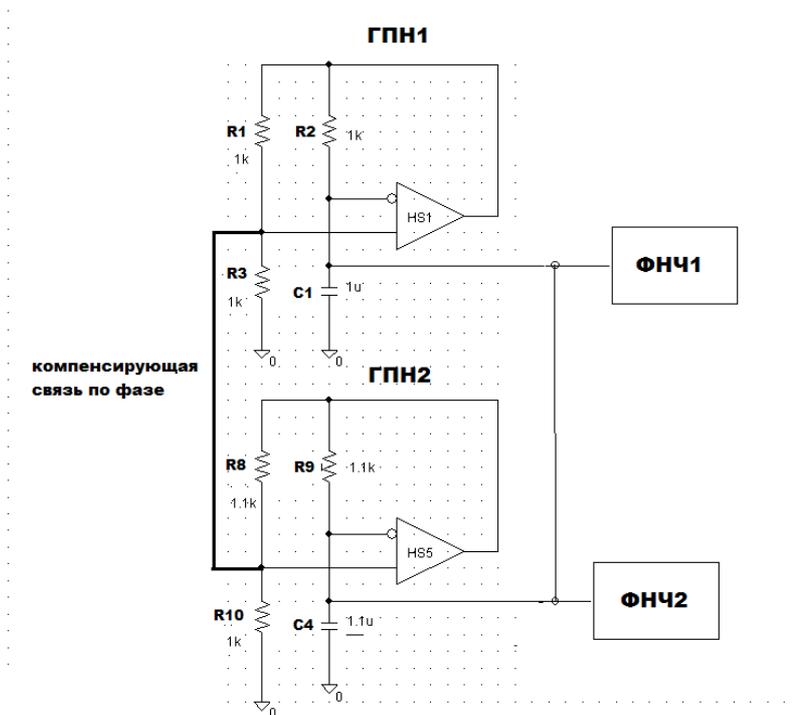


Рисунок 2.16. ЗГ на основе МВ с компенсирующей связью по фазе

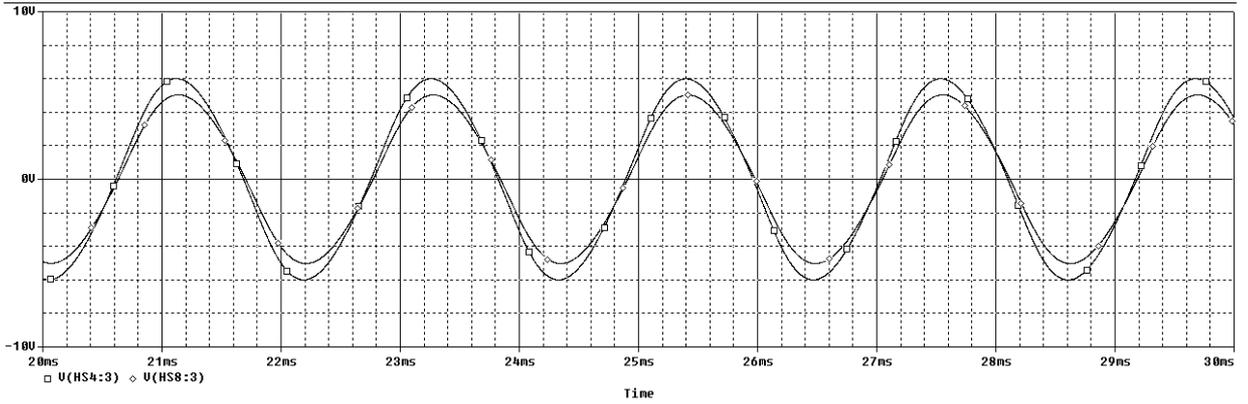


Рисунок 2.17. Напряжения на выходах ЗГ после введения компенсирующей связи по фазе (связь по амплитуде уже введена)

Из временных диаграмм, приведенных на рисунке 2.17 видно, что на выходах ЗГ сохраняется разброс напряжений по амплитуде. Это вызвано разбросом параметров ФНЧ генераторов. Компенсирующую связь по амплитуде выходных напряжений ЗГ необходимо вводить через буферные каскады с токоограничивающими резисторами R15 и R16 на входе для избежания возникновения биений выходного напряжения параллельно работающих генераторов (рисунок 2.18). Буферные каскады на рисунке не показаны.

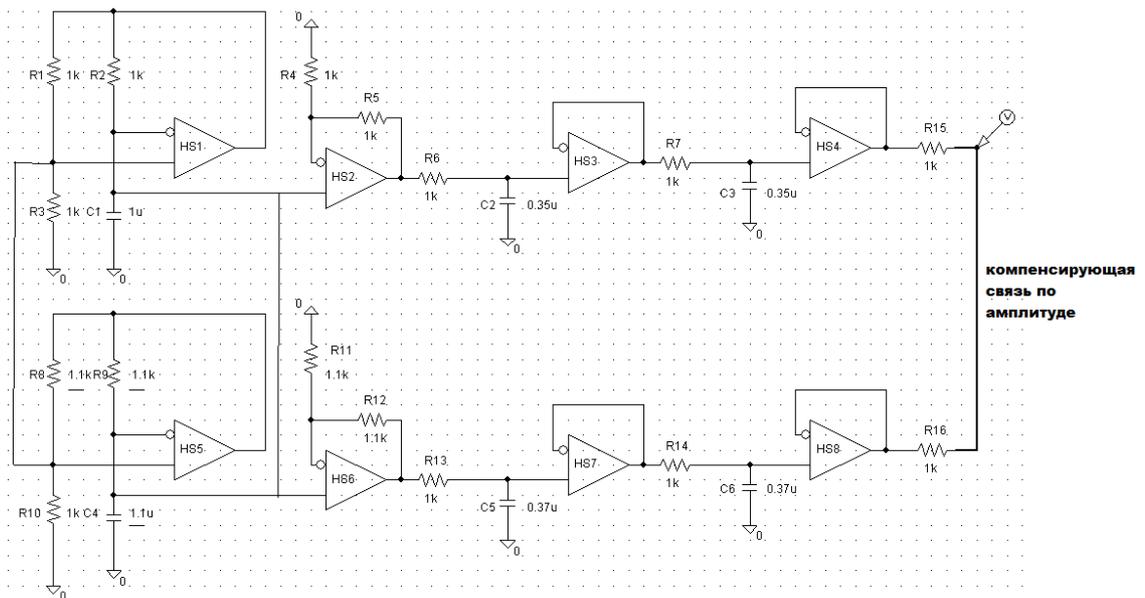


Рисунок 2.18. ЗГ на основе МВ с объединяющей связью по амплитуде

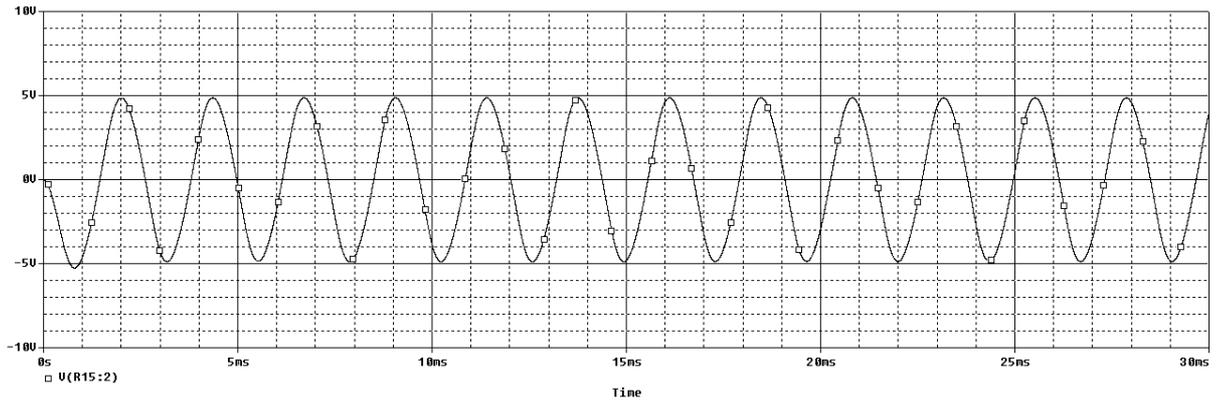


Рисунок 2.19. Напряжения на выходах ЗГ после введения трех компенсирующих связей

Биения представляют собой колебания с периодически меняющейся амплитудой. Они являются результатом наложения двух гармонических колебаний с несколько различными, но близкими частотами. При этом амплитуды колебаний равны [27, 30]:

$$\begin{aligned}\omega_1 &\approx \omega_2; \\ A_1 &= A_2 = A\end{aligned}$$

На рисунке 2.20 условно показан процесс наложения выходных напряжений ЗГ в точке «v» после введения связи 3. Повторители HS4 и HS8 (см. рис.2.14) имеют коэффициент усиления $k = \frac{U_{\text{вых.}}}{U_{\text{вх}}} = 1$, в них не происходит падение напряжения и поэтому их можно принять условно за источники напряжения E1 и E2. Напряжение источника E0 равно потенциалу φ точки «v» относительно «земли». Сопротивление R в данном случае равно бесконечности: $R = \infty$.

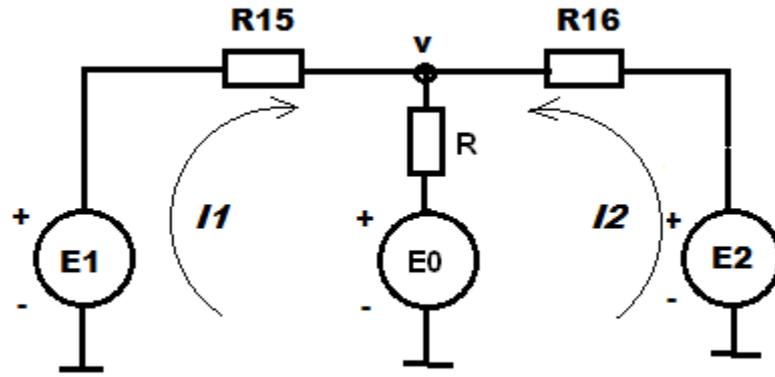


Рисунок 2.20. Процесс возникновения биений на выходе 3Г после введения компенсирующей связи по амплитуде.

По второму закону Кирхгофа имеем [12]:

$$\begin{cases} E1 - E0 = I1R15 \\ E2 - E0 = I2R16 \end{cases}$$

Учитывая, что $E0 = \varphi_v - 0$, получим:

$$\varphi_v = E1 - I1R15 = E2 - I2R16$$

Следовательно:

$$I1 = \frac{E1 - \varphi_v}{R15}; I2 = \frac{E2 - \varphi_v}{R16}$$

По первому закону Кирхгофа:

$$I1 = -I2 \Rightarrow$$

$$\frac{E1 - \varphi_v}{R15} = -\frac{E2 - \varphi_v}{R16}$$

Окончательно получим: $\varphi_v = \frac{E1 + E2}{2}$.

В общем случае: $\varphi_v = \frac{\sum_{i=1}^n Ei}{n}$.

Таким образом, в точке «v» имеет место наложение колебаний.

Разность фаз между двумя колебаниями изменяется так, что оба колебания оказываются в какой-то момент времени в фазе, через некоторое время – в противофазе, затем снова в фазе и т.д. Именно это и является причиной возникновения биений.

Если амплитуды колебаний равны ($A_1=A_2$), их сумма достигнет значения $2A$ при одинаковых фазах колебаний и упадет до нуля, когда колебания будут находиться в противофазе.

Результат наложения колебаний имеет вид [30]:

$$A \sin \omega_1 t + A \sin \omega_2 t = 2A \cos\left[\frac{\omega_1 - \omega_2}{2}t\right] \times \sin\left[\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}t\right] \quad (2.8)$$

Так как частоты ω_1 и ω_2 мало различаются, то можно сделать вывод, что величина $\omega_0 = \frac{\omega_1 - \omega_2}{2}$, называемая *частотой биений*, мала по сравнению с величиной $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$ (рисунок 2.21):

$$\omega_0 \ll \frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$$

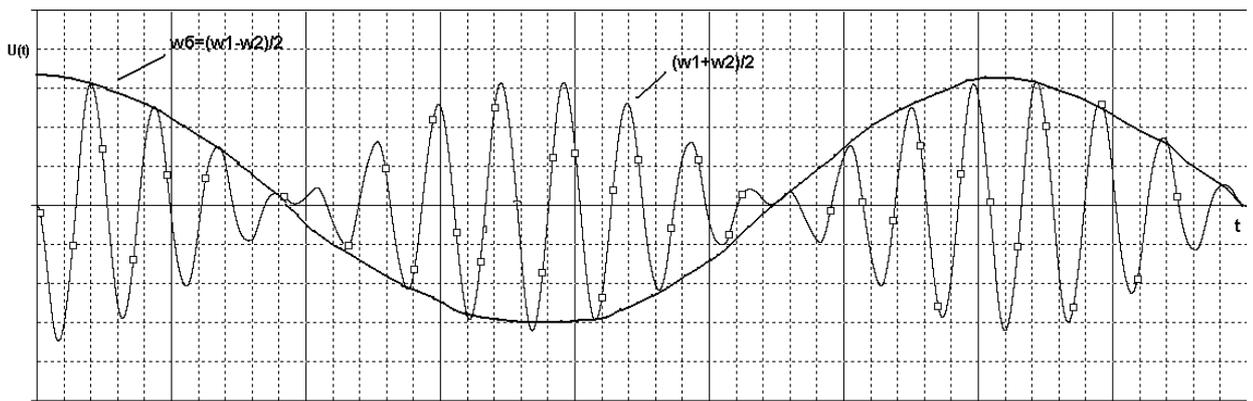


Рисунок 2..21. Биения

Таким образом биения выходных напряжений ЗГ представляют собой гармонические с частотой $\frac{\omega_1 + \omega_2}{2}$, амплитуда которого изменяется с частотой ω_0 .

Таким образом, для обеспечения параллельной работы ЗГ, выполненных на основе мультивибратора, необходимо и достаточно трех компенсирующих связей. Эти связи позволяют обеспечить работу генераторов с общими (эквивалентными) частотой, фазой и амплитудой.

2.2 Параллельная работа задающих генераторов на основе полосового фильтра

Рассмотрим синхронизацию задающих генераторов, на выходе которых синусоидальное напряжение формируется без использования фильтра низких частот. Речь идет о генераторах на основе полосовых фильтров (рисунок 2.22).

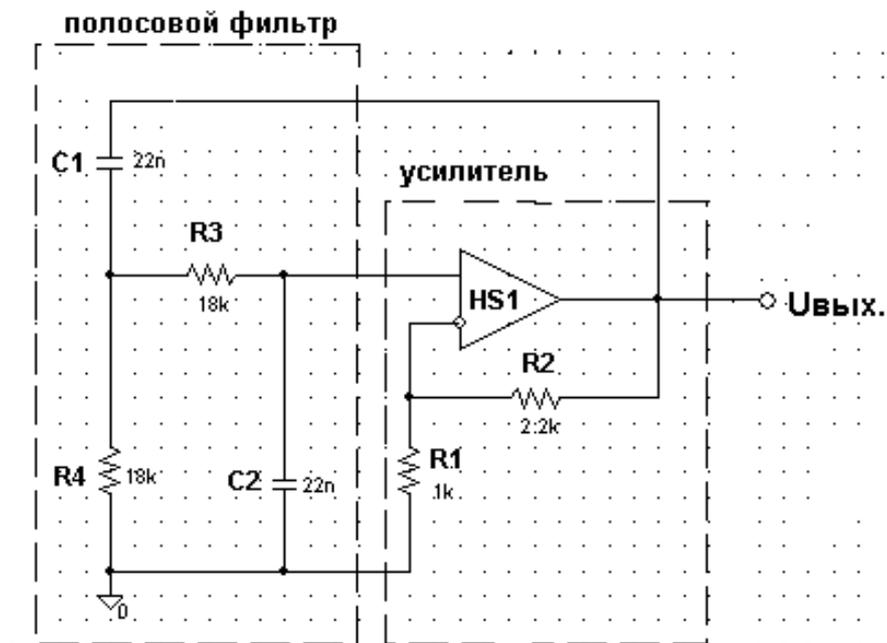


Рисунок 2.22. Генератор на основе полосового фильтра

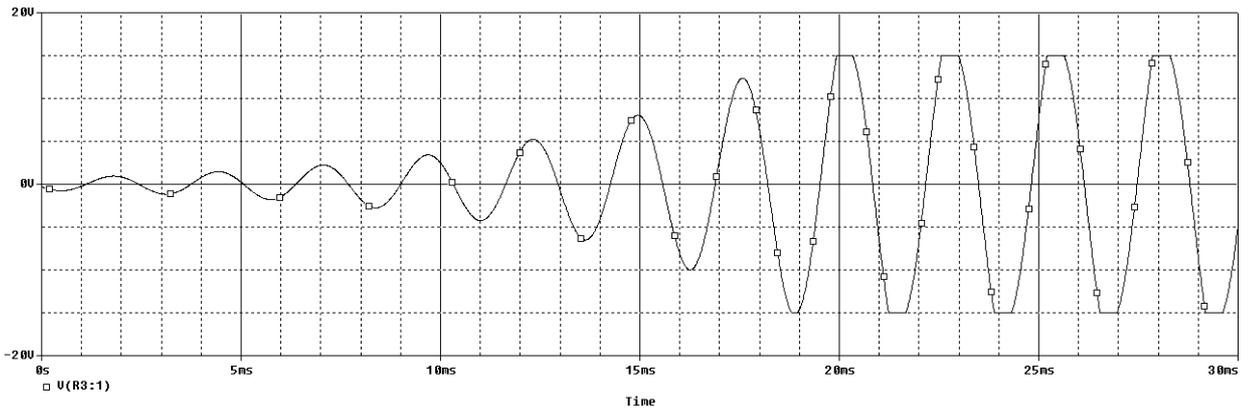


Рисунок 2.23. Выходное напряжение генератора на основе полосового фильтра

Генератор состоит из неинвертирующего усилителя на основе усилителя HS1 и резисторов R1 и R2, а также полосовой частотный фильтр (ПЧФ), представляющего собой положительную обратную связь, необходимую для возникновения автоколебаний (см. рисунок 2.22). ПЧФ – последовательное соединение фильтра верхних частот (C1-R3) и фильтра нижних частот (R4-C2) [60].

Коэффициент передачи замкнутой системы больше единицы:

$$W_{зам.}(S) > 1$$

В общем случае:

$$W_{зам.}(S) = W_{OC}(S)W_{OY}(S) \quad (2.9)$$

где: $W_{OC}(S)$ – коэффициент передачи положительной обратной связи;

$W_{OY}(S)$ – коэффициент передачи усилителя.

Коэффициент передачи полосового фильтра:

$$W_{OC}(S) = \frac{1}{T^2 S^2 + 3TS + 1} \quad [60]$$

где $T = RC$ – постоянная времени генератора.

На частоте генерации $\omega = \frac{1}{T} = \frac{1}{RC}$ имеем:

$$|W_{OC}(j\omega)| = \frac{1}{3} \quad (2.10)$$

Таким образом на этапе самовозбуждения генератора для нарастания амплитуды колебаний необходимо выполнение условия:

$$W_{ov}(S) > 3 \quad (2.11)$$

где $W_{ov}(S) = \frac{R2}{R1} + 1$.

В рассматриваемой схеме $R2 = 2,2\text{кОм}$, а $R1 = 1\text{кОм}$, следовательно:

$$W_{ov}(S) = \frac{2,2}{1} + 1 = 3,2 \quad (2.12)$$

Нарастание амплитуды колебаний будет происходить до тех пор, пока выходное напряжение усилителя не станет равным питающему напряжению. При этом ОУ переходит в нелинейный режим, связанный с насыщением ОУ, и усиление прекращается [14].

В установившемся режиме

$$W_{зам.}(S) = 1 \quad (2.13)$$

Недостатком схемы является искажение выходного сигнала, вызванное нелинейностью характеристики усилителя в установившемся режиме (см. рисунок 2.23).

Для регулирования выходного напряжения ОУ с одновременным выполнением условия (2.13) в схему (рисунок 2.20) в цепь положительной обратной связи вводится прецизионный ограничитель (рисунки 2.24–2.25).

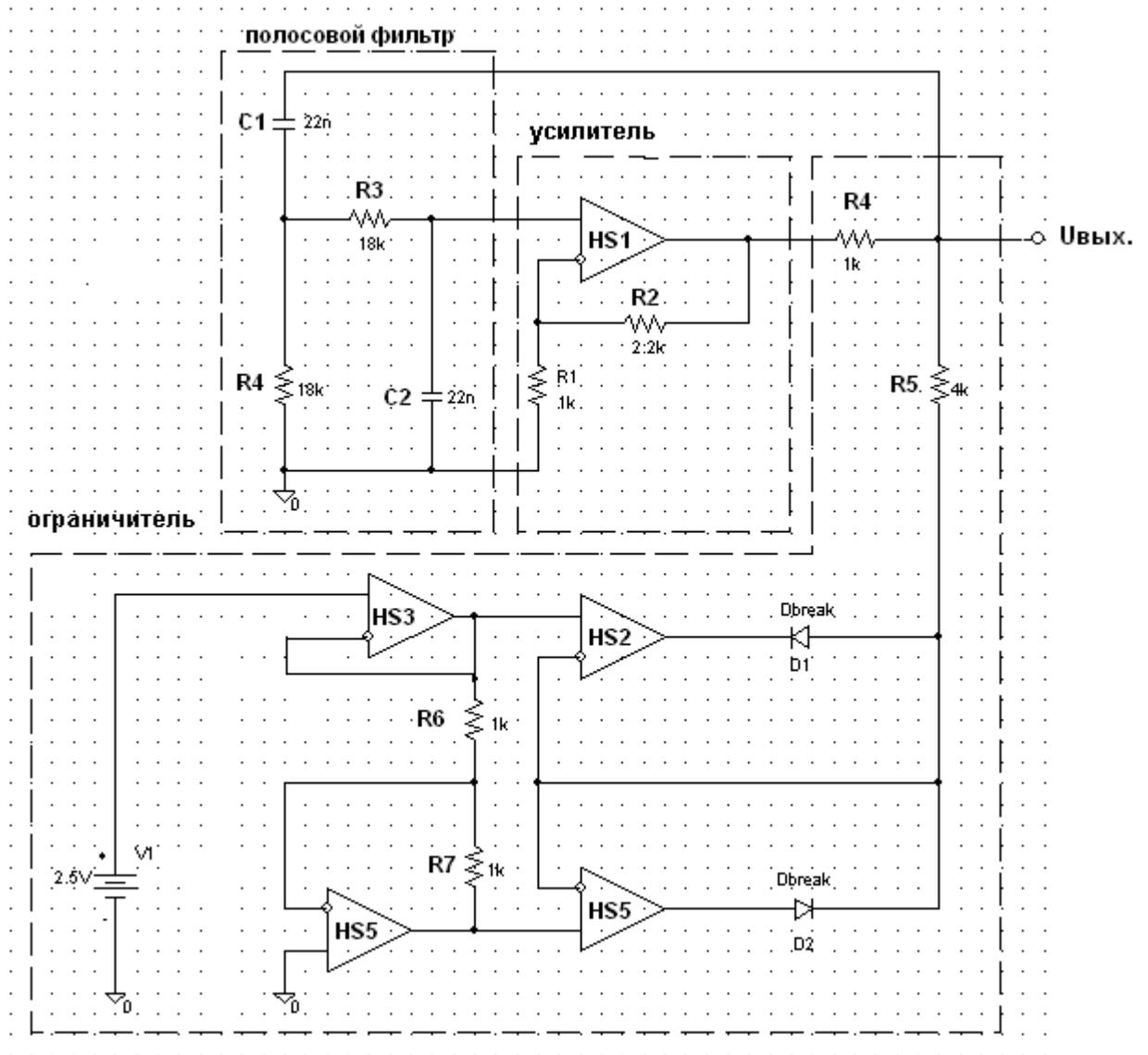


Рисунок 2.24. Генератор на основе моста полосового фильтра с ограничителем

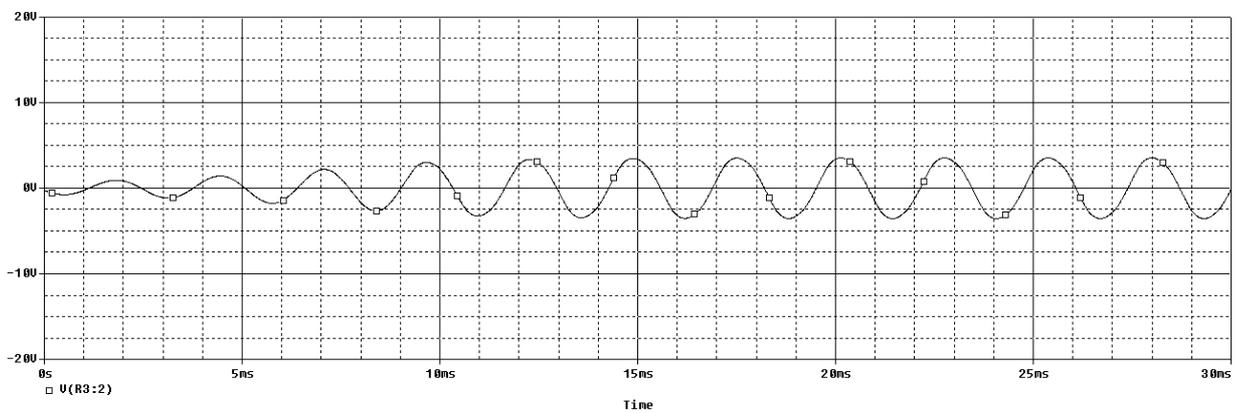


Рисунок 2.25. Напряжение на выходе генератора после введения ограничителя

На рисунке 2.26 представлена система задающих генераторов, выполненных на основе полосового фильтра, для однофазных инверторов.

Технологические разбросы введены во время задающие цепи и ограничитель второго ЗГ (конденсаторы С3, С4 и источник напряжения V2). Напряжения на выходах генераторов при этом различаются по всем трем параметрам (рисунок 2.26).

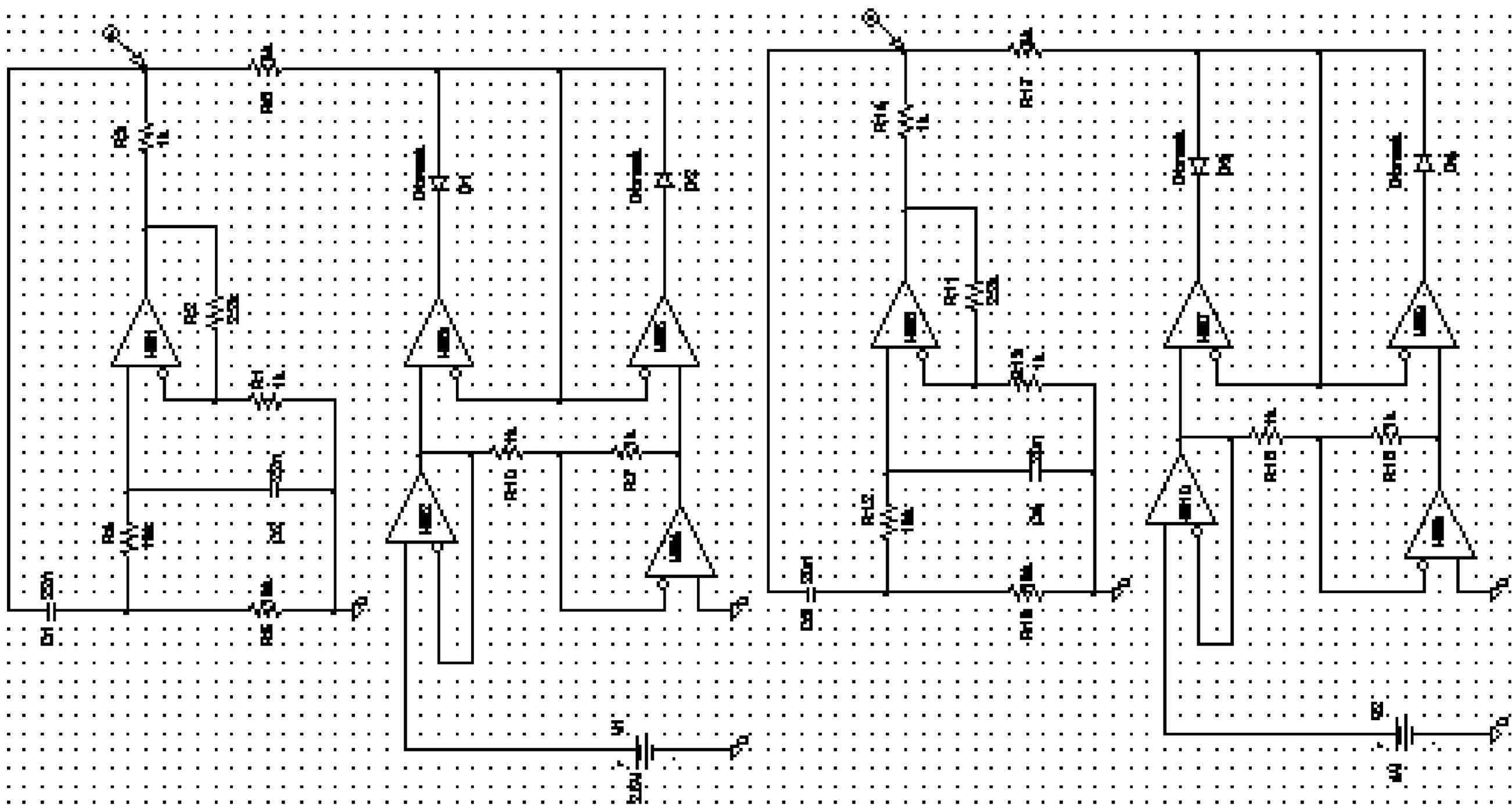


Рисунок 2.26. Однофазные ЗГ на основе полосового фильтра с разбросом параметров времязадающих цепей и ограничителей

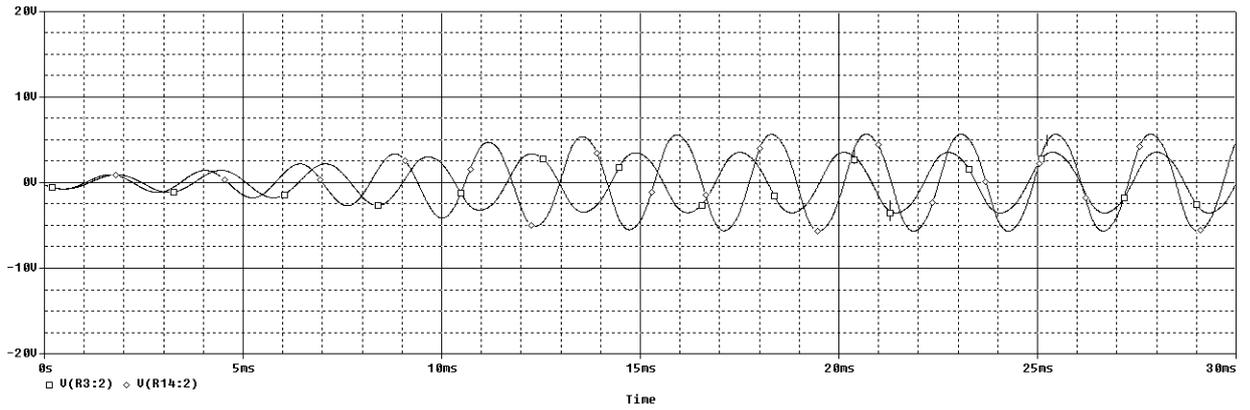


Рисунок 2.27. Выходные напряжения ЗГ на основе полосового фильтра при разбросе параметров времязадающих цепей

Для ЗГ на основе полосового фильтра необходимы компенсирующие связи для обеспечения параллельной работы с эквивалентными частотой, фазой и амплитудой. Для анализа способа введения связей выбрана упрощенная модель полосового фильтра – мостовая схема Вина [38, 60]. На рисунке 2.28 представлена система двух параллельно работающих ЗГ на основе моста Вина. Частоты выходных напряжений генераторов определяются формулами:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \quad (2.14)$$

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Разность частот при разбросе параметров ЗГ определяется выражением:

$$\Delta f = f_1 - f_2 = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{R_1 C_1} - \frac{1}{(R_1 + \Delta R)(C_1 + \Delta C)} \right)$$

где: ΔR и ΔC – технологический разброс параметров время-задающих цепей генераторов.

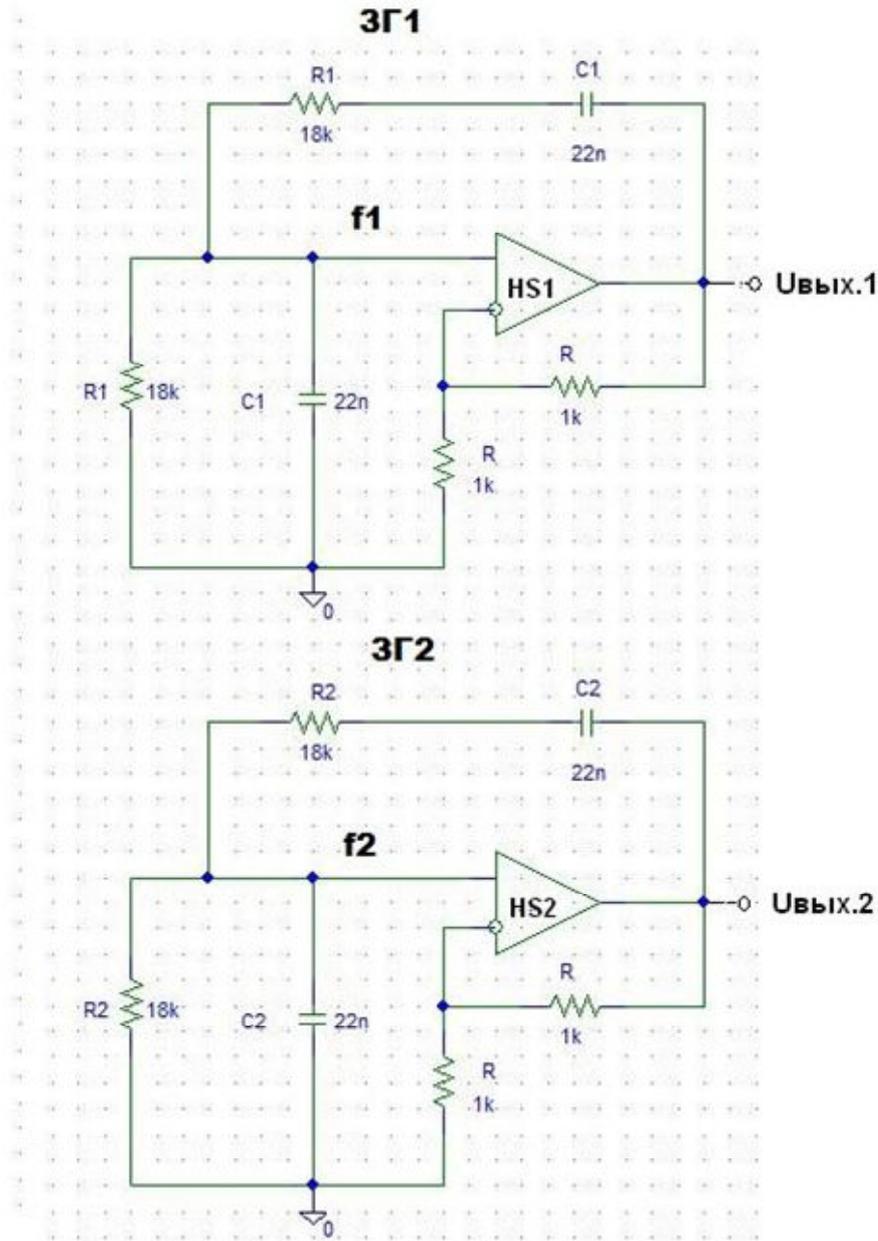


Рисунок 2.28. Параллельно работающие ЗГ на основе моста Вина

При максимальном разбросе параметров $\Delta R_{MAX} = \pm 1\%$ и $\Delta C_{MAX} = \pm 20\%$ при $R1 = 18k\Omega$ и $C1 = 22nF$ получим разброс частот на выходе генераторов составит 70,3Гц.

Компенсирующую связь по частоте необходимо вводить между время-задающими цепями генераторов так, как показано на рисунке 2.29.

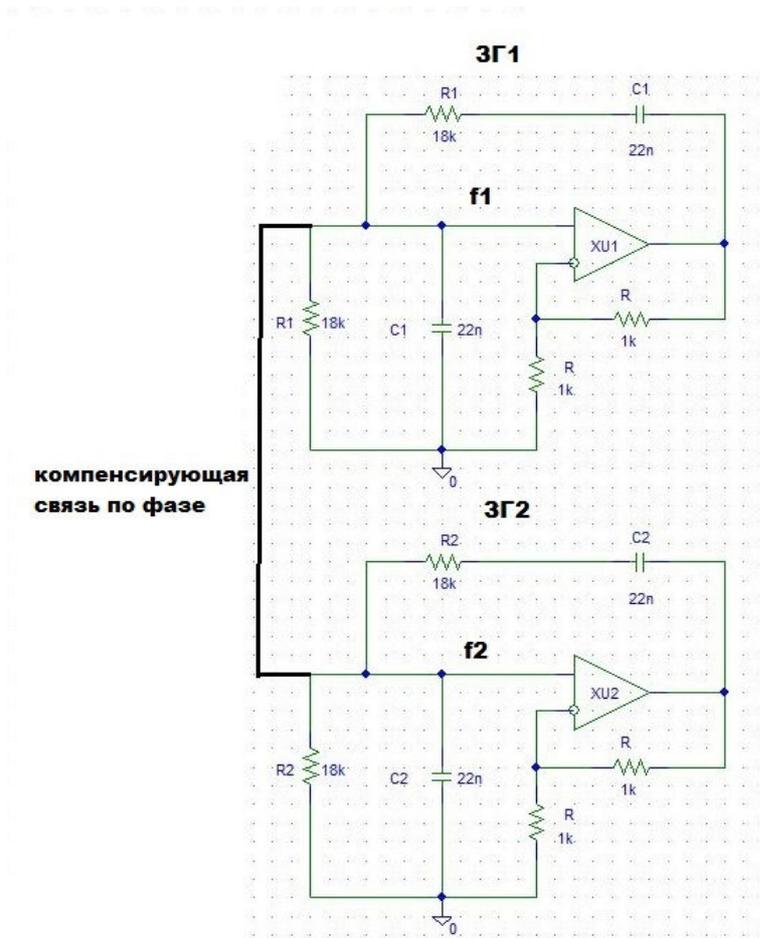


Рисунок 2.29. ЗГ на основе моста Вина с компенсирующей связью по частоте

После введения связи получаем эквивалентную схему время-задающей цепи двух параллельно работающих ЗГ :

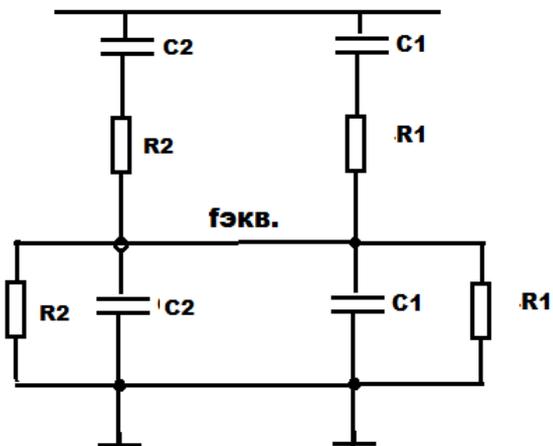


Рисунок 2.30. Эквивалентная время-задающая цепь

Из графиков зависимости частоты ЗГ до и после введения объединяющей связи от разброса параметров время-задающих видно, что технологический разброс параметров моста Вина практически не влияет на эквивалентную частоту генераторов после введения связи (рисунок 2.30).

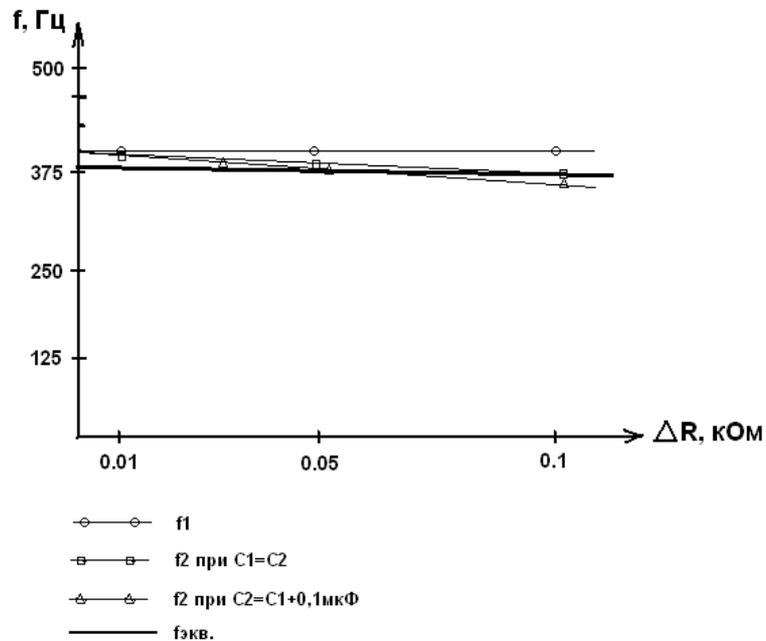


Рисунок 2.31. Зависимость частоты ЗГ от разброса параметров моста Вина

Но при этом выходные напряжения ЗГ различаются по фазе и амплитуде (рисунок 2.32).

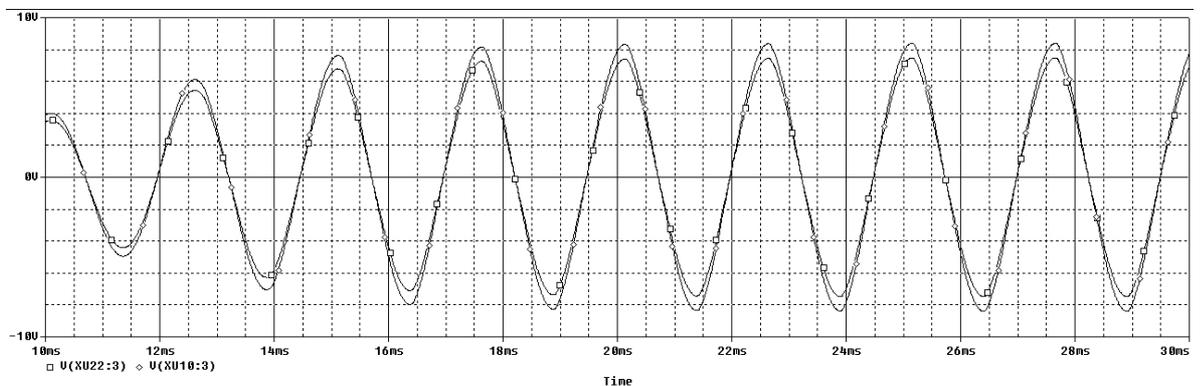


Рисунок 2.32. Напряжения на выходах ЗГ после введения компенсирующей связи по частоте

Далее рассмотрено введение компенсирующих связей по фазе и амплитуде (рисунки 2.33–2.36).

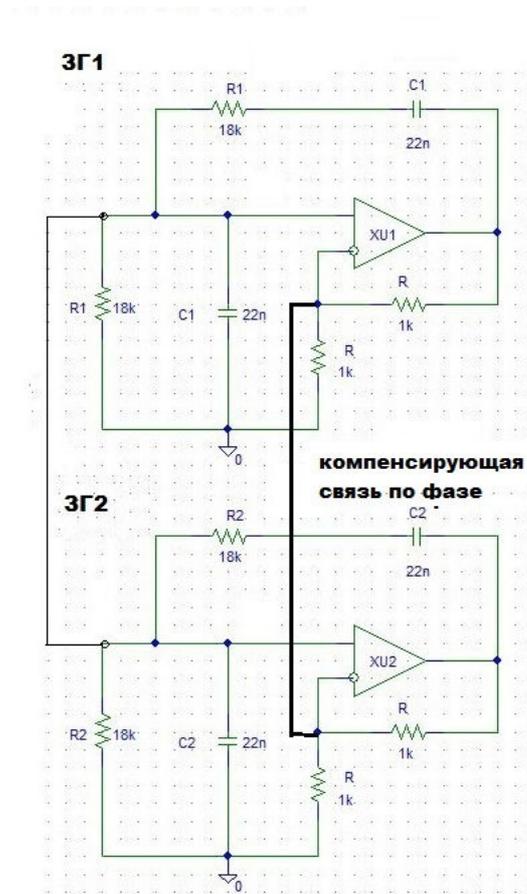


Рисунок 2.33. ЗГ на основе моста Вина с компенсирующей связью по фазе

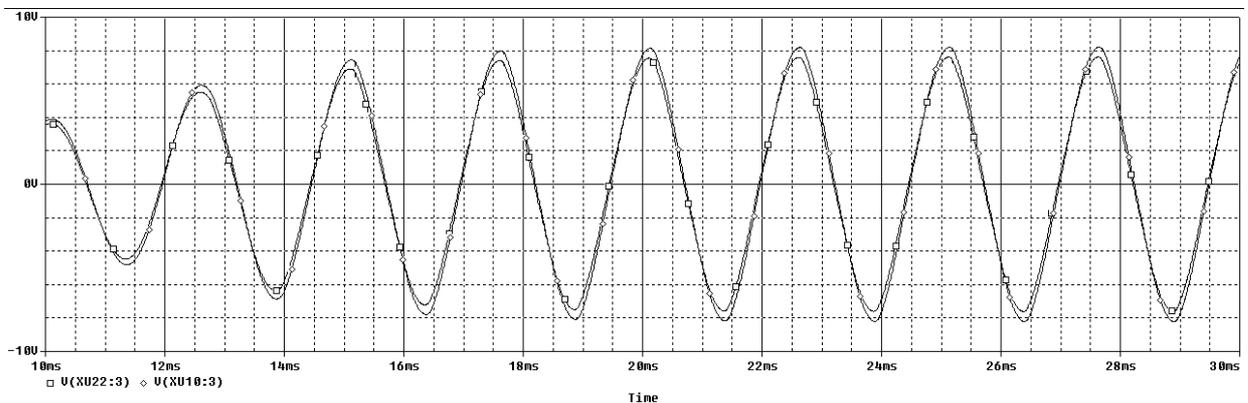


Рисунок 2.34. Напряжения на выходах ЗГ после введения компенсирующей связи по фазе

Компенсирующая связь по амплитуде вводится через буферные каскады с токоограничивающим резистором на входе для избежания возникновения биений выходного напряжения параллельно работающих генераторов.

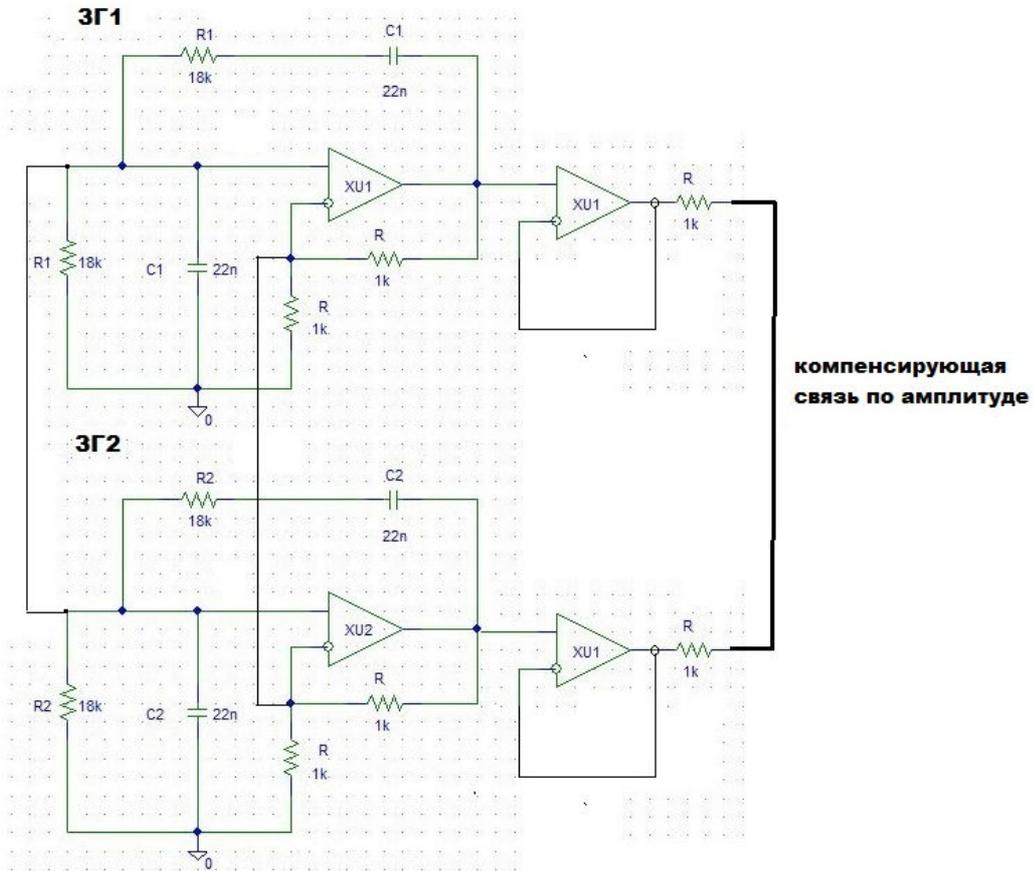


Рисунок 2.35. ЗГ на основе моста Вина с компенсирующей связью по амплитуде

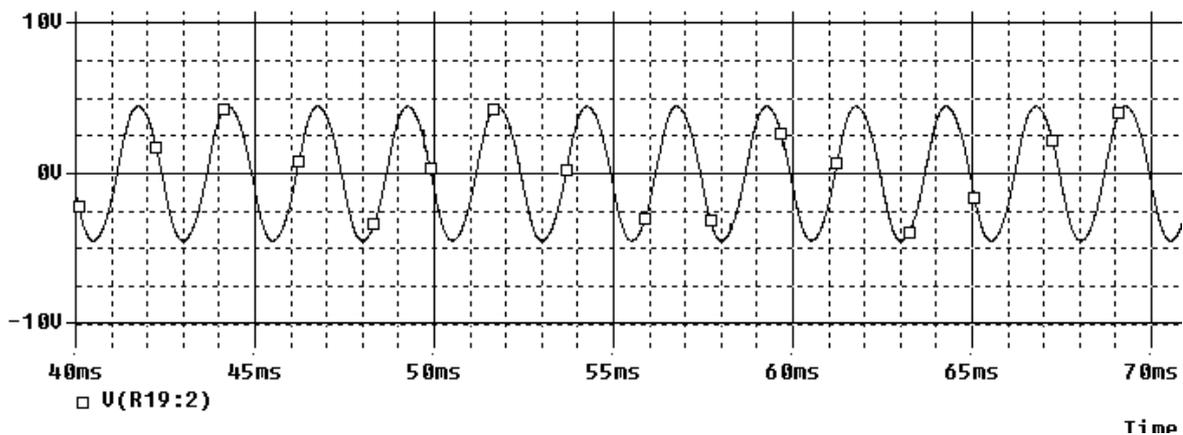


Рисунок 2.36. Напряжения на выходах ЗГ после введения компенсирующей связи по амплитуде

Таким образом, для обеспечения параллельной работы ЗГ, выполненных на основе полосовых фильтров и, в частности, моста Вина, необходимо и достаточно

трех компенсирующих связей. Эти связи позволяют обеспечить работу генераторов с общими (эквивалентными) частотой, фазой и амплитудой.

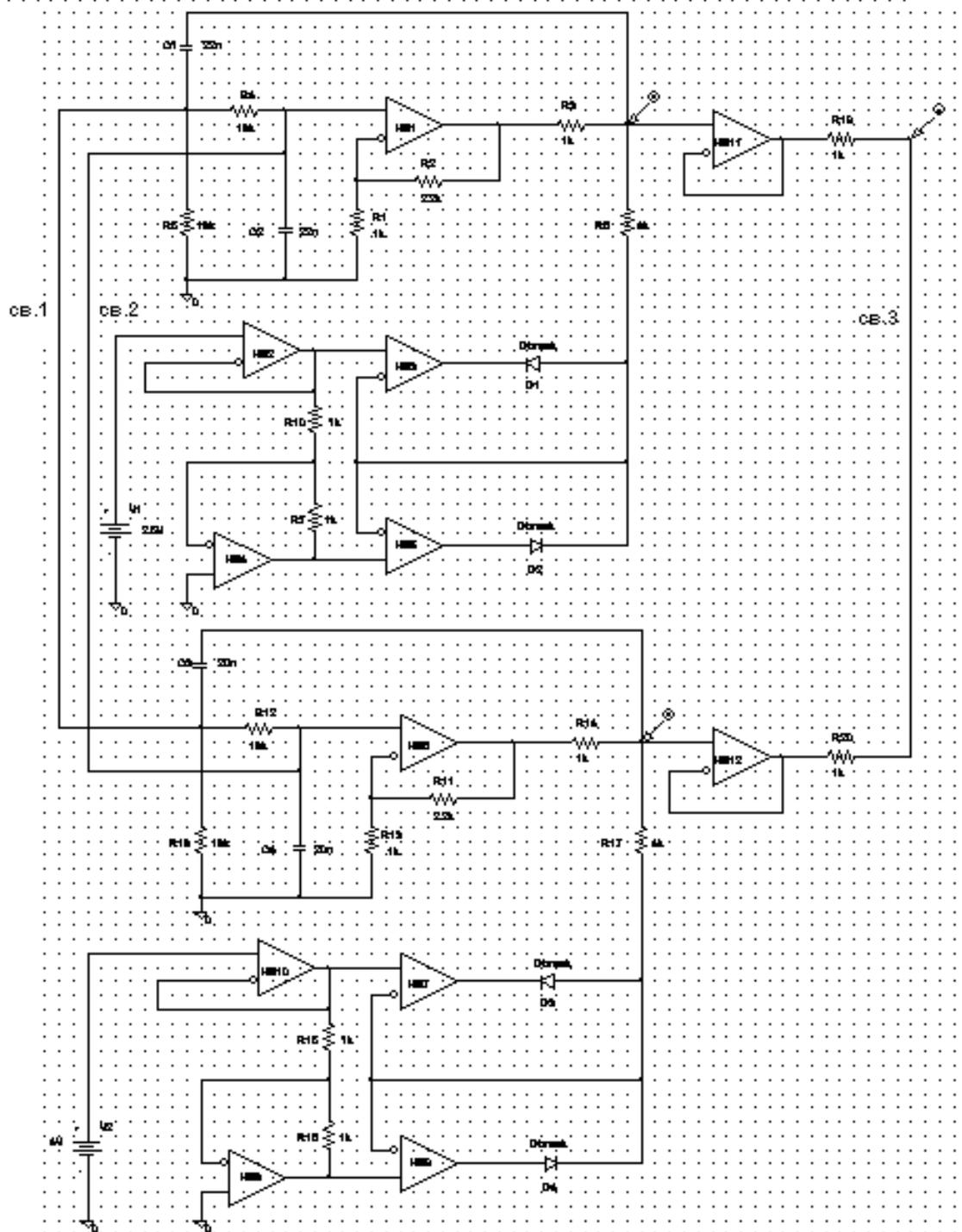


Рисунок 2.37. Параллельно работающие ЗГ на основе полосового фильтра с синхронизирующими связями

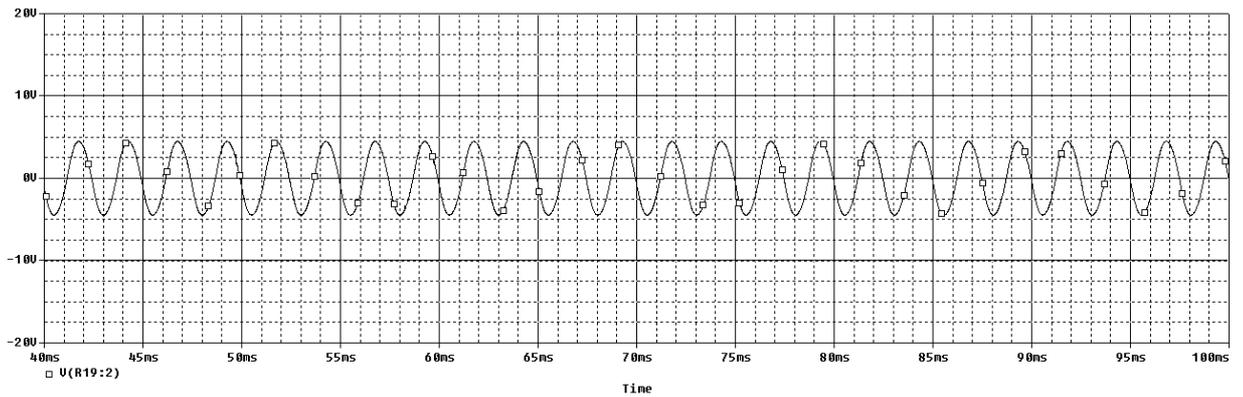


Рисунок 2.38. Выходные напряжения 3Г на основе полосового фильтра после введения трех синхронизирующих связей

В главе получены следующие теоретические и практические результаты:

1. Разработан новый метод, позволяющий компенсировать разброс выходных напряжений задающих генераторов по амплитуде, частоте и фазе. Рассмотрены два вида генераторов: на основе мультивибратора и на основе полосового фильтра. При этом задающие генераторы работают автономно с общей амплитудой, частотой и фазой.

2. Разработаны структурные и схемотехнические решения объединения задающих генераторов инверторов в единый эквивалентный задающий генератор. Проведено компьютерное моделирование, подтверждающее эффективность предложенного метода.

3. Показано, что для генераторов обоих типов при параллельной работе однофазных инверторов необходимо введение трех компенсирующих связей: по частоте, по фазе и по амплитуде. Связи вводятся через буферные каскады для устранения взаимного влияния цепей.

4. Установлено, что для 3Г на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов необходимы пять объединяющих связей.

5. Представлена структура и схемотехническое решение прецизионного ограничителя.

ГЛАВА 3**Метод обеспечения параллельного включения однофазных инверторов
в режиме управления по напряжению****3.1 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в номинальном режиме**

В первой главе отмечено, что организация параллельной работы инверторов состоит в обеспечении равномерного токораспределения между модулями. Это означает, что выходные токи преобразователей должны быть синхронизированы по фазе, частоте и амплитуде. Причем синхронизация должна сохраняться как в номинальном режиме работы, так и в аварийном и переходном.

Рассмотрим обеспечение равномерного токораспределения между каналами в многомодульном инверторе с управлением по напряжению при компенсирующих связях между задающими генераторами (ЗГ). Для этого необходимо провести анализ работы функциональных узлов инвертора для определения их влияния на неравномерность токораспределения между параллельно работающими преобразователями.

На рисунке 3.1 представлена структурная схема параллельно включенных однофазных инверторов в режиме управления по напряжению и ШИМ-регулированием с возможными разбросами параметров в устройстве управления (УУ).

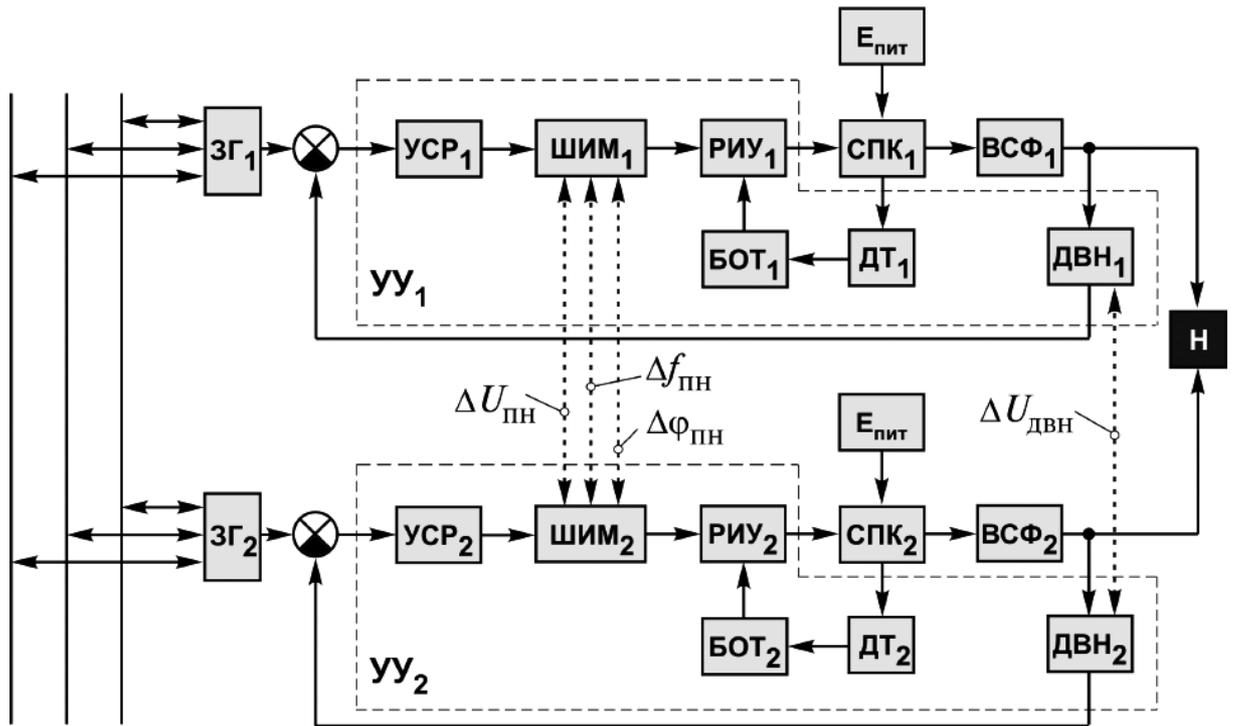


Рисунок 3.1. Структурная схема параллельно включенных инверторов с компенсирующими связями между ЗГ.

Также в работе была разработана компьютерная модель параллельно включенных инверторов, учитывающая схмотехническое решение задающих генераторов (рисунок 3.2).

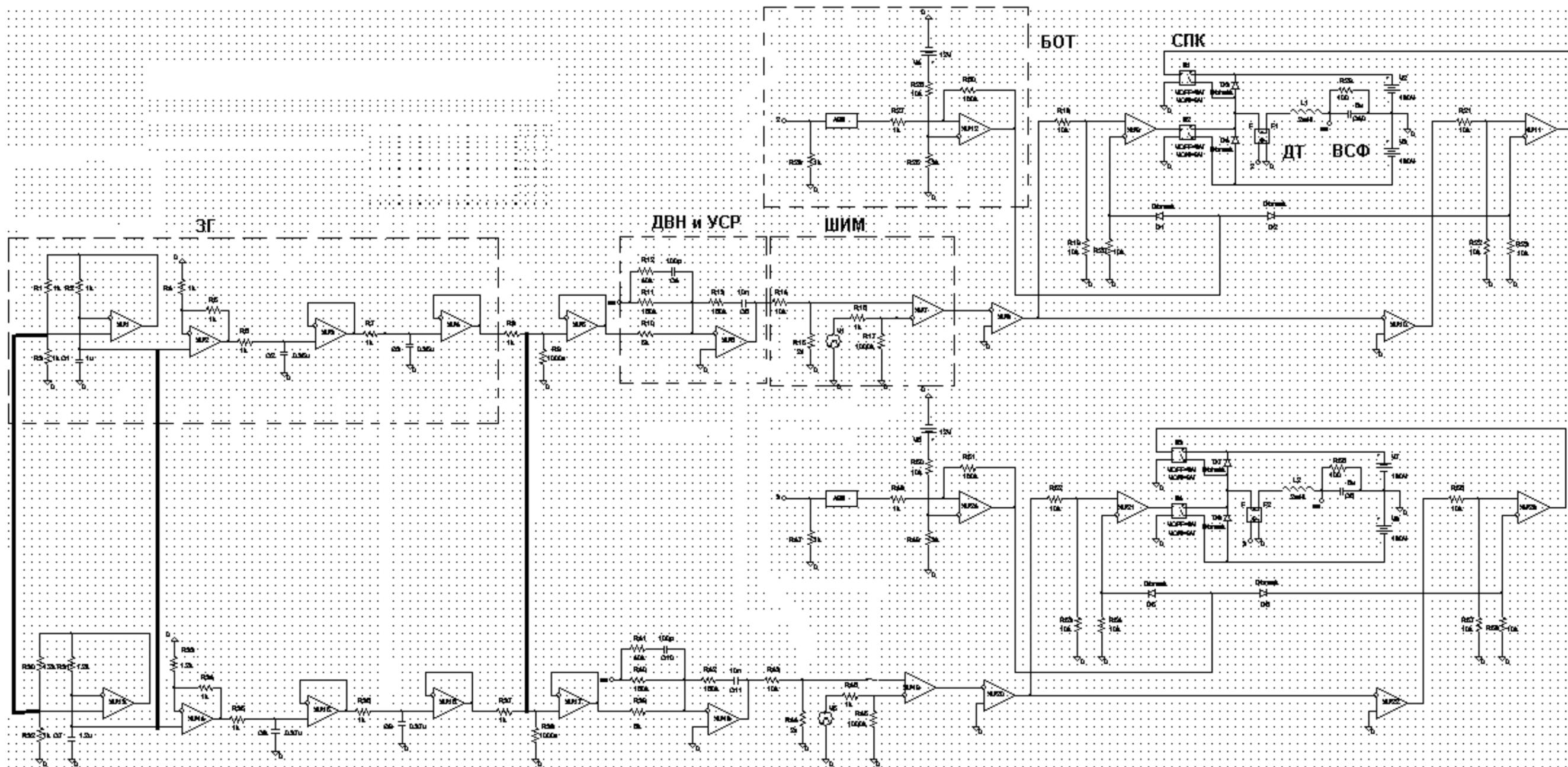


Рисунок 3.2 Схема модели параллельно включенных инверторов в режиме управления по напряжению

При наличии между ЗГ компенсирующих связей и отсутствии разброса параметров компонентов устройства управления токи на выходе инверторов совпадают по фазе, частоте и амплитуде и разность между ними отсутствует (рисунки 3.3–3.5).

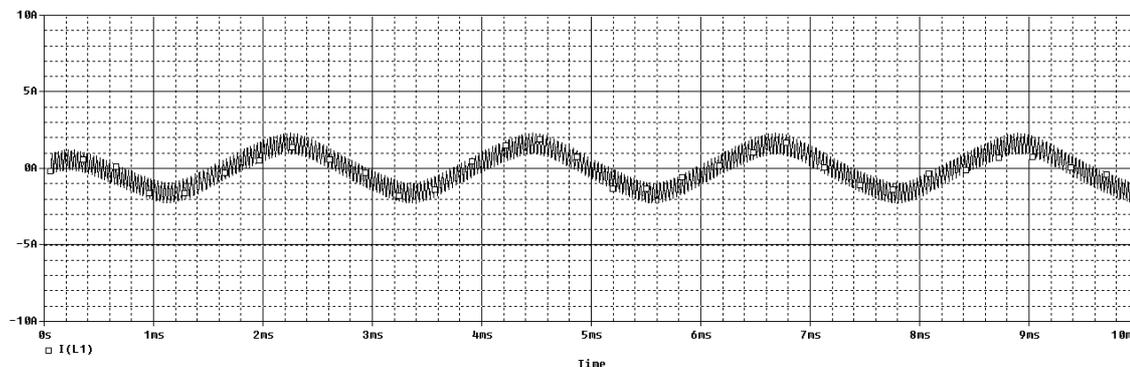


Рисунок 3.3 Выходной ток I1 первого инвертора при отсутствии разбросов параметров и при наличии компенсирующих связей между ЗГ

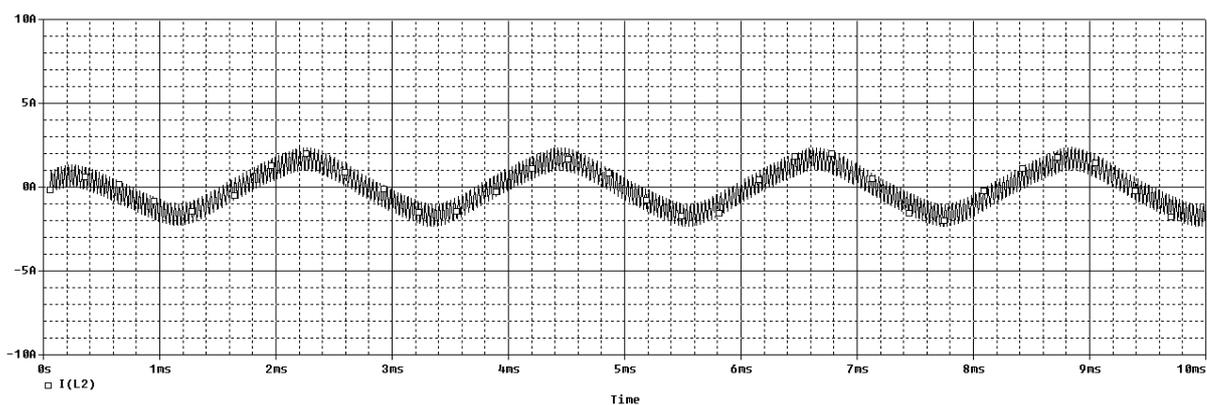


Рисунок 3.4 Выходной ток I2 второго инвертора при отсутствии разбросов параметров и при наличии компенсирующих связей между ЗГ

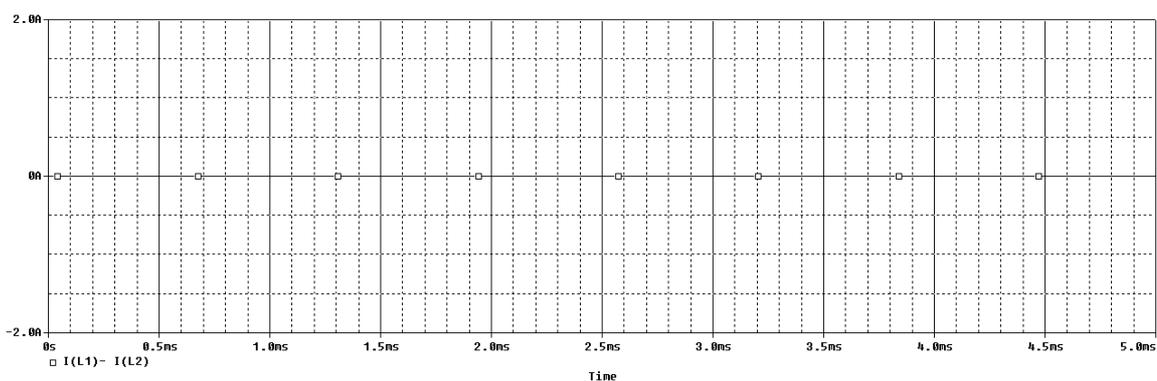


Рисунок 3.5 Разность выходных токов инверторов при отсутствии разбросов параметров и наличии компенсирующих связей между ЗГ

Значительнее всего на неравномерность выходных токов инверторов с управлением по напряжению влияют технологические разбросы датчиков выходного напряжения (ДВН) и широтно-импульсных модуляторов (ШИМ).

При разбросе параметров ДВН разность выходных токов инверторов составляет около 100% (рисунки 3.6–3.8). Формулы для определения несимметричности токов на выходе преобразователей представлены в первой главе. Дополнительная связь, введенная между ДВН и компенсирующая разброс параметров датчиков, позволяет устранить разброс выходных токов (рисунки 3.9–3.12)

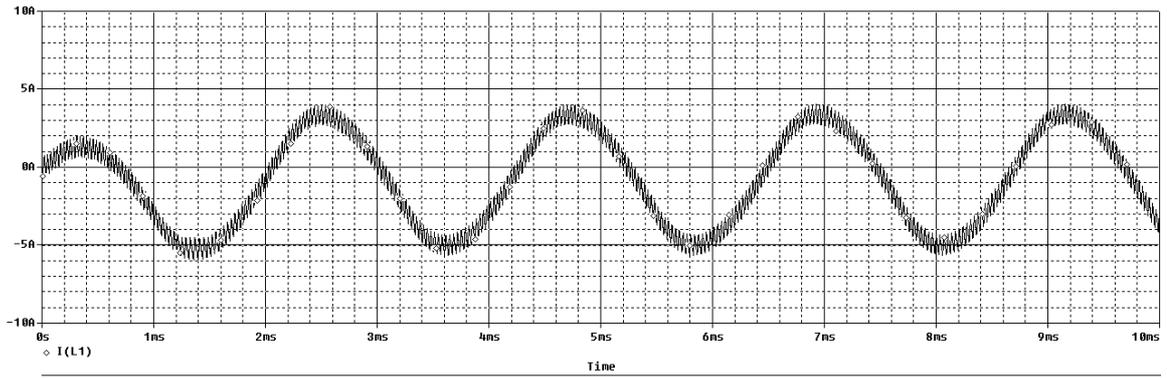


Рисунок 3.6 Выходной ток I1 первого инвертора при разбросе параметров ДВН

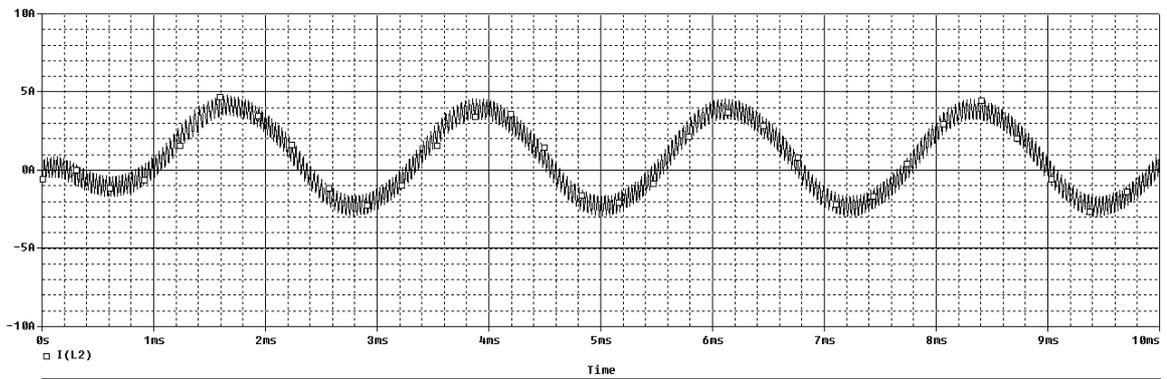


Рисунок 3.7 Выходной ток I2 второго инвертора при разбросе параметров ДВН

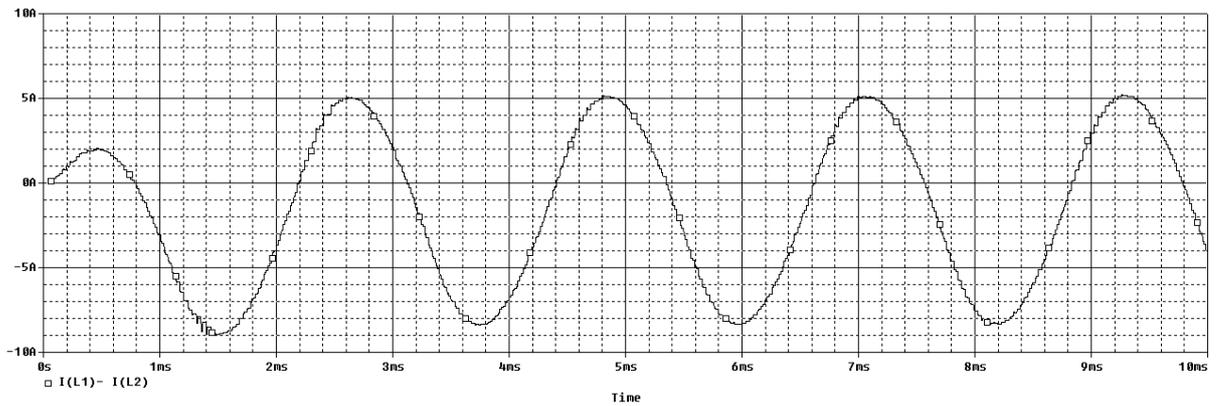


Рисунок 3.8 Разность выходных токов инверторов при разбросе параметров ДВН

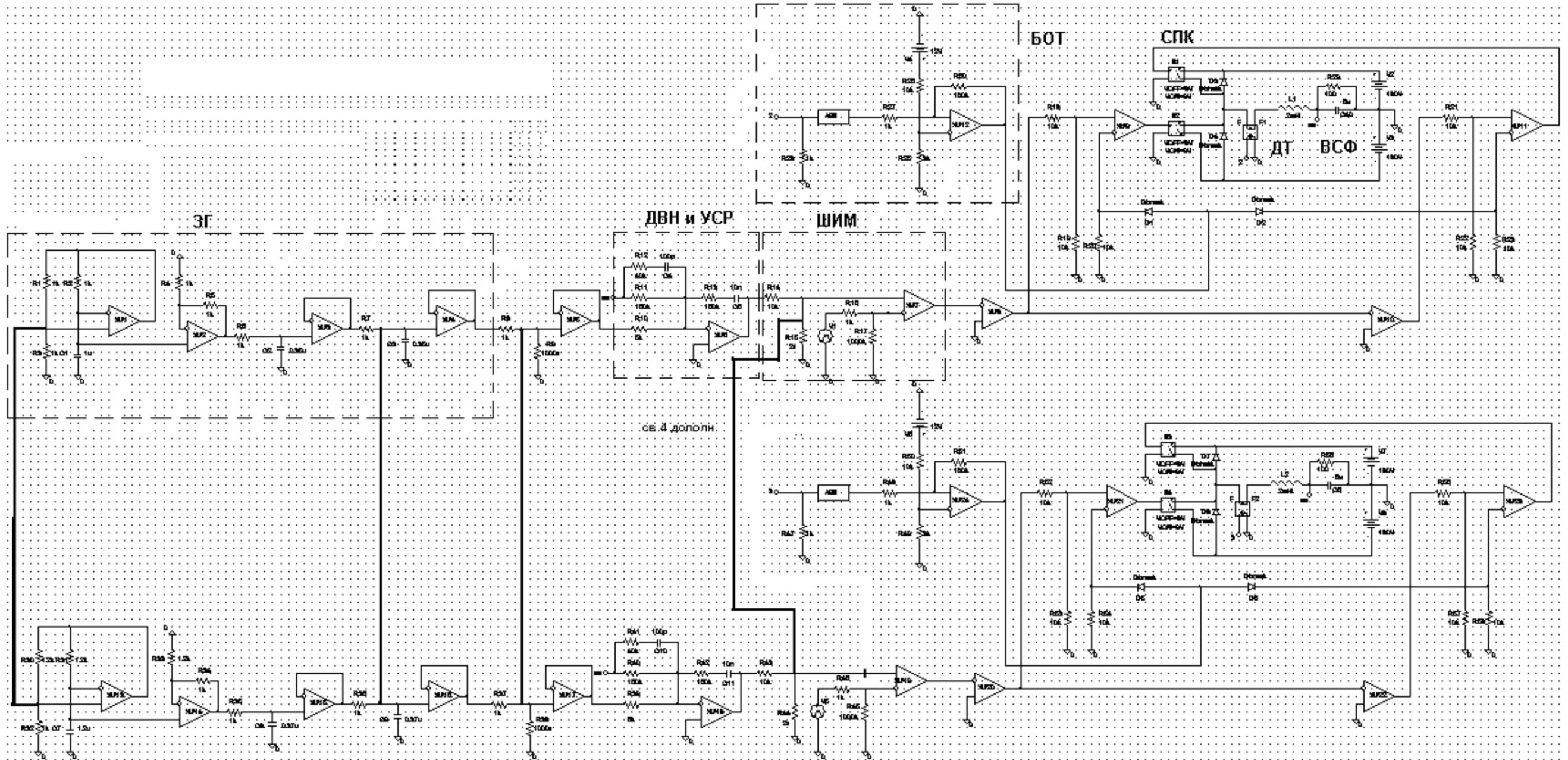


Рисунок 3.9. Схема модели параллельно работающих инверторов в режиме управления по напряжению с дополнительной связью, компенсирующей разброс ДВН

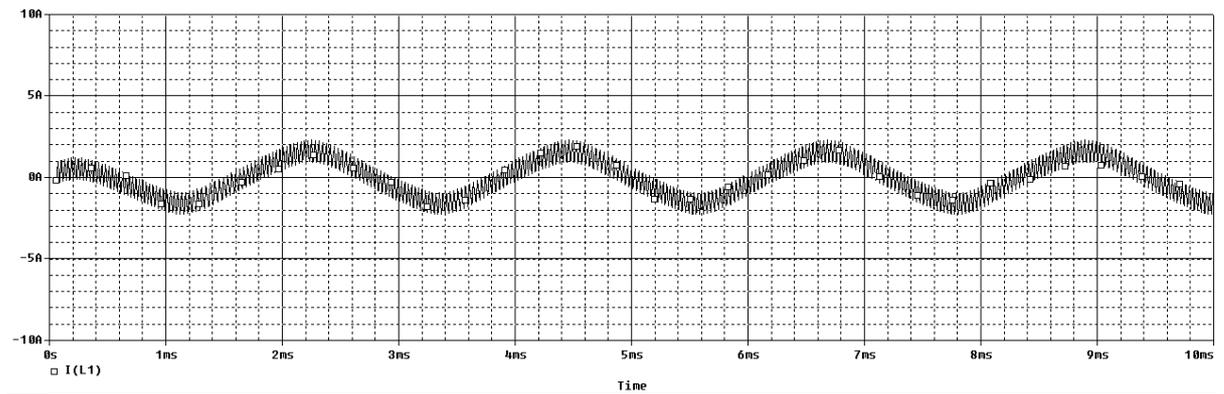


Рисунок 3.10 Выходной ток I1 первого инвертора при введении связи, компенсирующей разброс ДВН

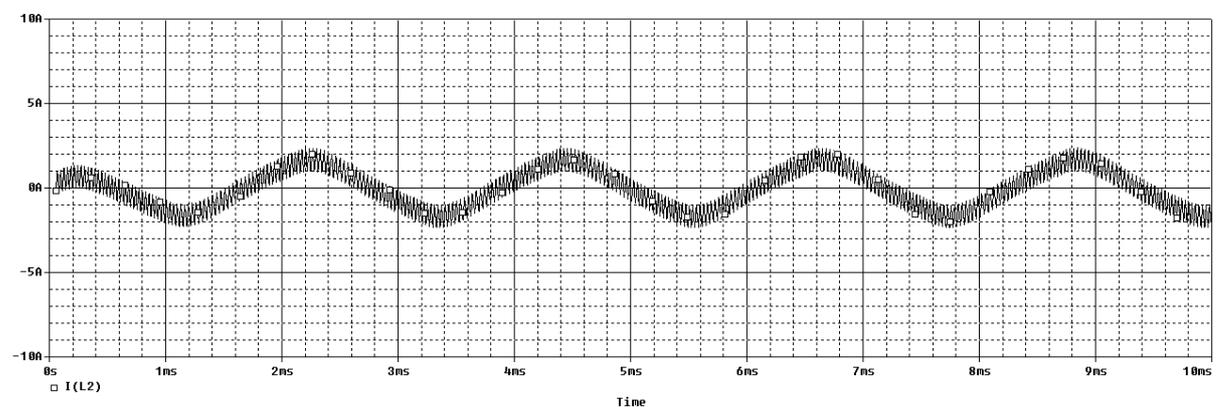


Рисунок 3.11 Выходной ток I2 второго инвертора при введении связи, компенсирующей разброс ДВН

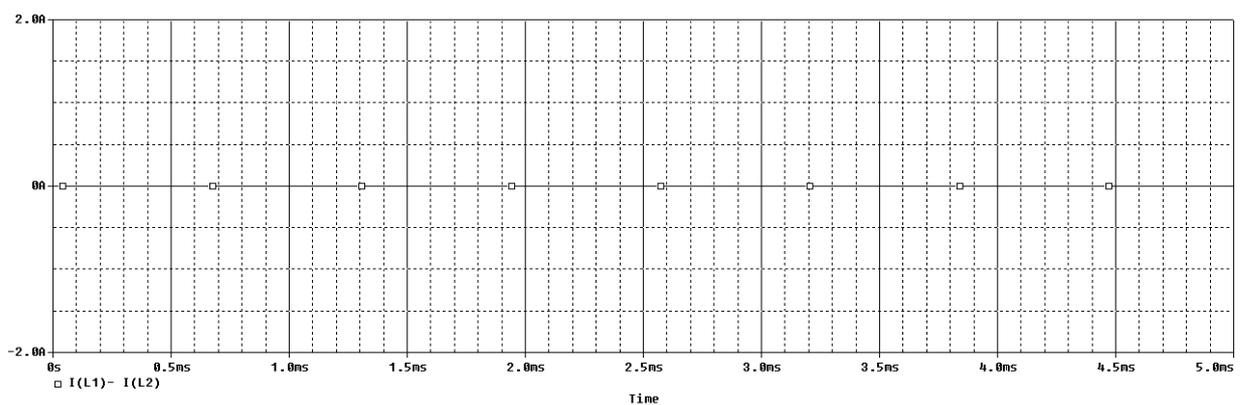


Рисунок 3.12 Разность выходных токов при введении связи, компенсирующей разброс ДВН

Для определения необходимого числа объединяющих связей, необходимых для компенсации разбросов в ШИМ, нужно учитывать то, что генераторы пилообразного напряжения (ГПН) ШИМ могут различаться по амплитуде, частоте и

фазе. Поэтому связи между ШИМ вводятся поочередно. Разброс параметров ДВН при этом отсутствует.

Выявлено, что при разбросе амплитуд ШИМ в 5% разность выходных токов достигает 100% (рисунок 3.13). Поэтому введение связи, компенсирующей разброс по амплитуде ШИМ, обязательно (рисунки 3.13–3.19).

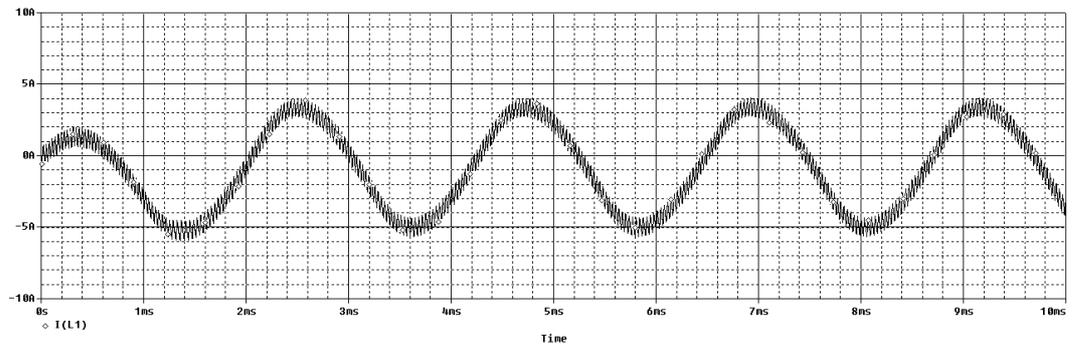


Рисунок 3.13 Выходной ток I1 первого инвертора при разбросе параметров ШИМ по амплитуде

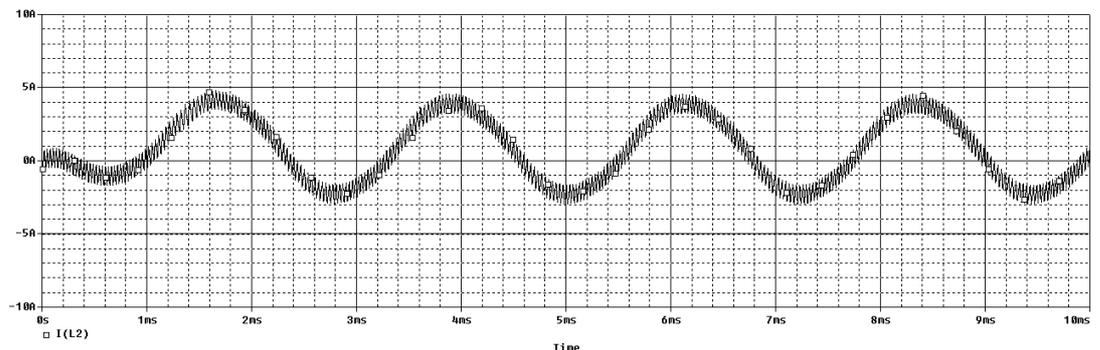


Рисунок 3.14 Выходной ток I2 второго инвертора при разбросе параметров ШИМ по амплитуде

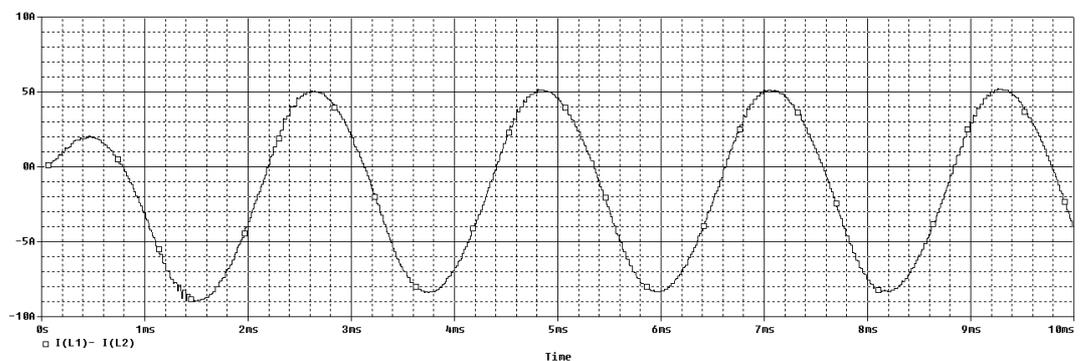


Рисунок 3.15 Разность выходных токов при разбросе параметров ШИМ по амплитуде

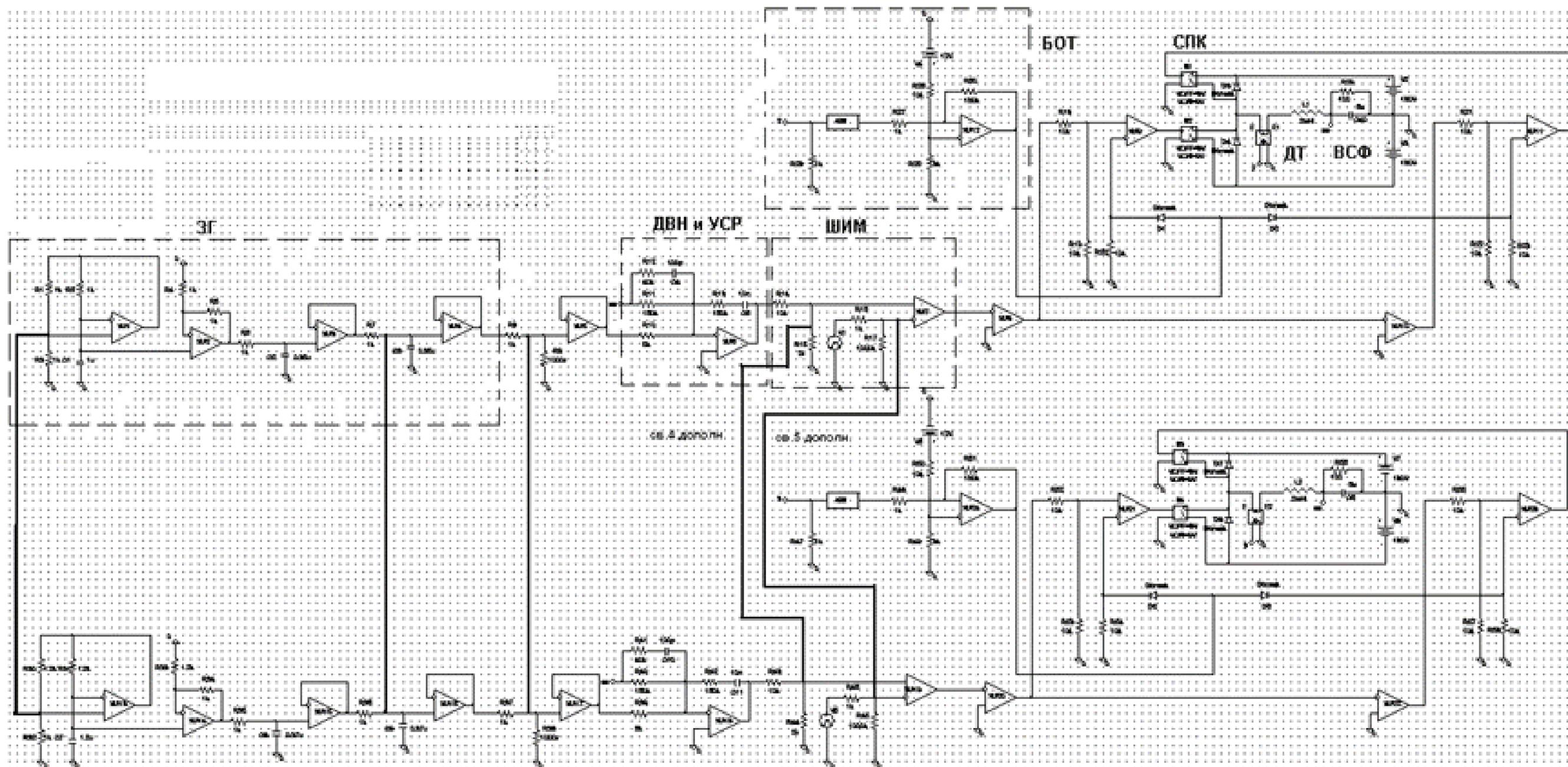


Рисунок 3.16. Схема модели параллельно работающих инверторов в режиме управления по напряжению с дополнительной связью, компенсирующей разброс амплитуд ШИМ

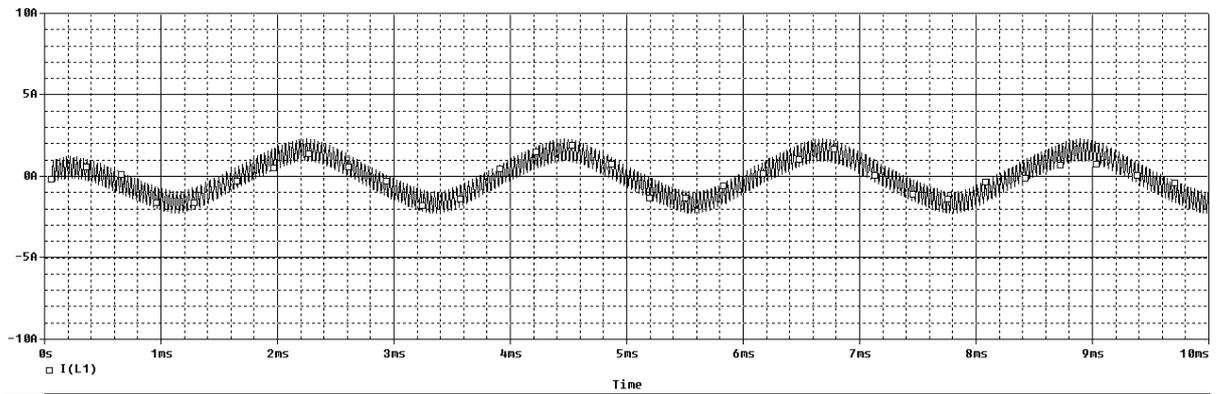


Рисунок 3.17 Выходной ток I1 первого инвертора при введении связи, компенсирующей разброс амплитуд ШИМ

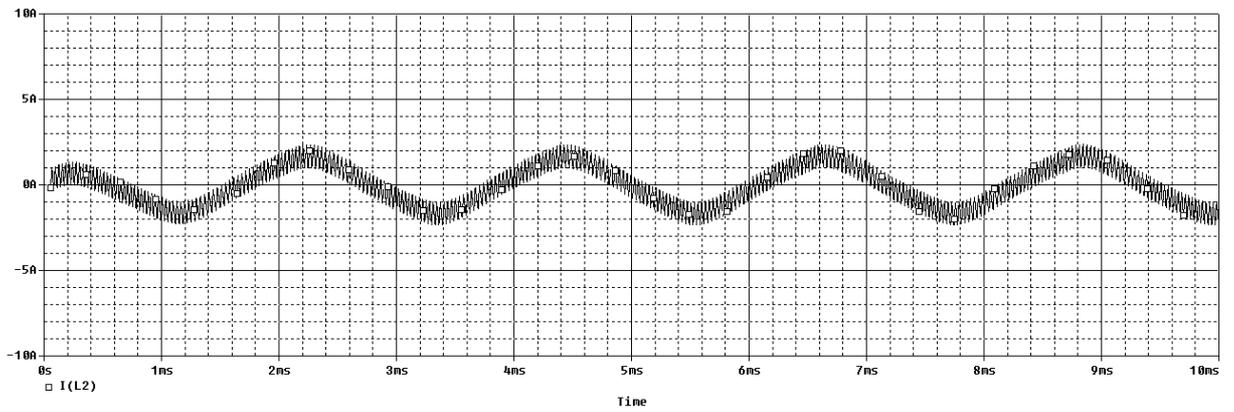


Рисунок 3.18 Выходной ток I2 второго инвертора при введении связи, компенсирующей разброс амплитуд ШИМ

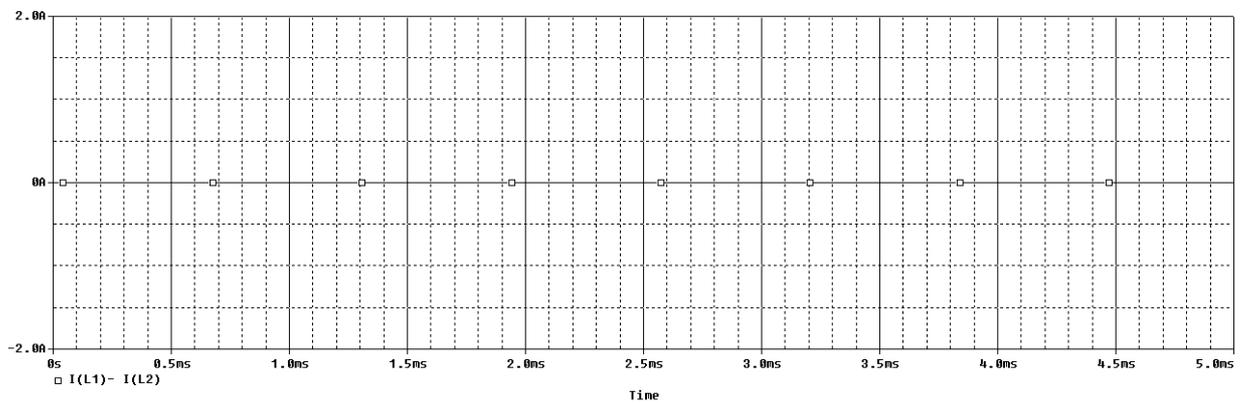


Рисунок 3.19 Разность выходных токов при введении связи, компенсирующей разброс амплитуд ШИМ

На рисунке 3.20 представлены графики зависимости разброса выходных токов инверторов с управлением по напряжению от разброса ГПН ШИМ по частоте и фазе. Разброс ШИМ по амплитуде отсутствует. Разбросы параметров вводились поочередно. Из графиков (рисунок 3.20) видно, что разброс параметров ШИМ по частоте и фазе мало влияет на разброс выходных токов. При разбросе частоты ШИМ на 10% разброс выходных токов составляет 2%, а разброс фазы от 0 до 180° приводит к разбросу выходных токов всего на 3% (рисунки 3.21–3.22), при условии, что частота ШИМ на порядок и больше выше частоты выходного тока инвертора.

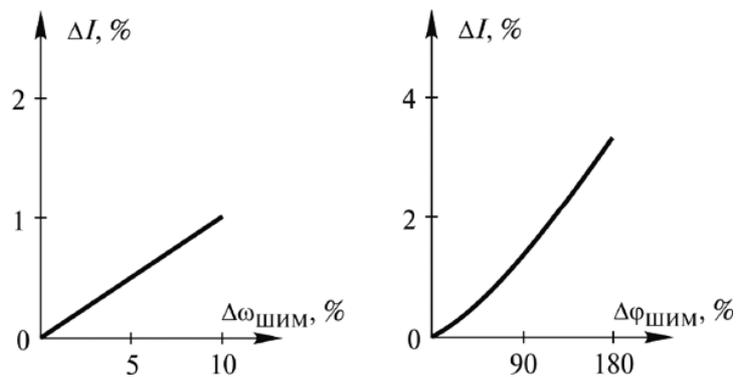


Рисунок 3.20. Зависимость разброса выходных токов инверторов с управлением по напряжению от разброса параметров ШИМ по частоте и фазе
 а) влияние разброса частоты ШИМ на разброс выходных токов, разброс фаз отсутствует.
 б) влияние разброса фазы ШИМ на разброс выходных токов, разброс частот отсутствует.

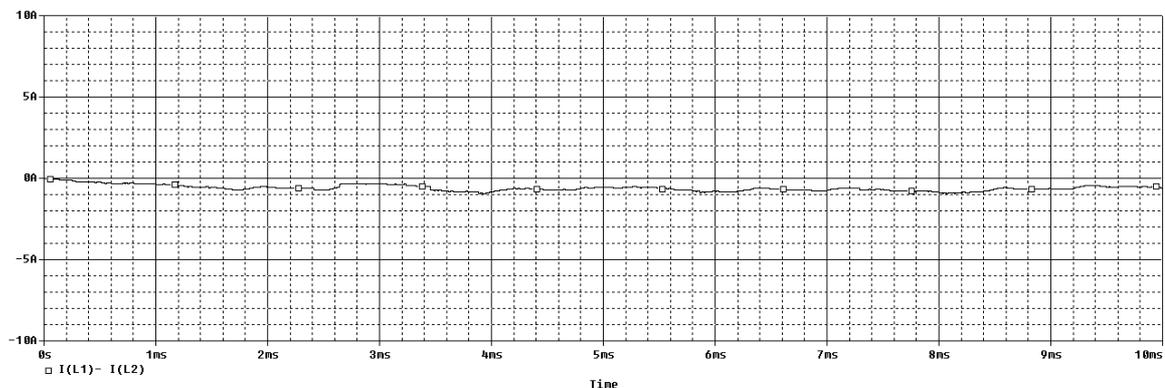


Рисунок 3.21 Разность выходных токов инверторов при разбросе ШИМ по частоте

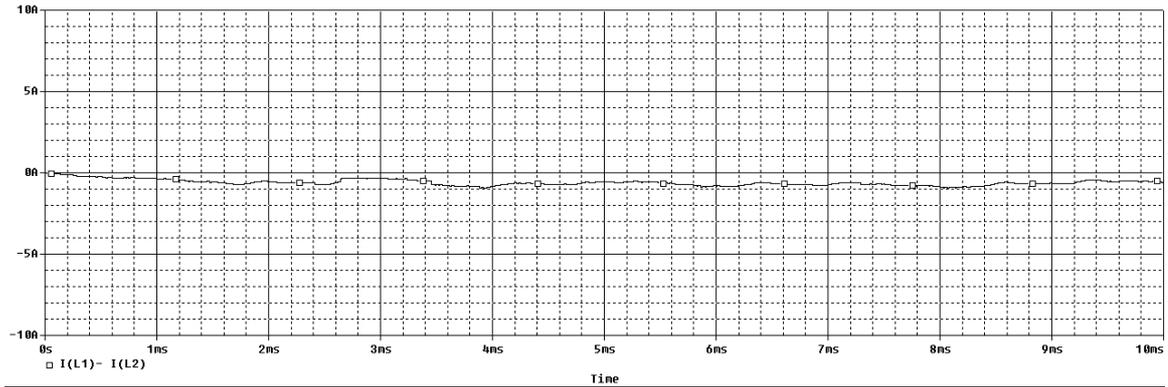


Рисунок 3.22 Разность выходных токов инверторов при разбросе ШИМ по фазе

Несмотря на то, что для равномерного токораспределения наиболее важно введение дополнительной связи, компенсирующей разброс амплитуд ШИМ, необходимо также введение связей по частоте и фазе. Это вызвано тем, что связь по амплитуде вносит искажения в форму пилообразного напряжения на выходе ШИМ.

Таким образом в УУ инверторов необходимо вводить четыре связи – для компенсации разбросов ДВН и ШИМ по амплитуде, частоте и фазе (рисунок 3.23).

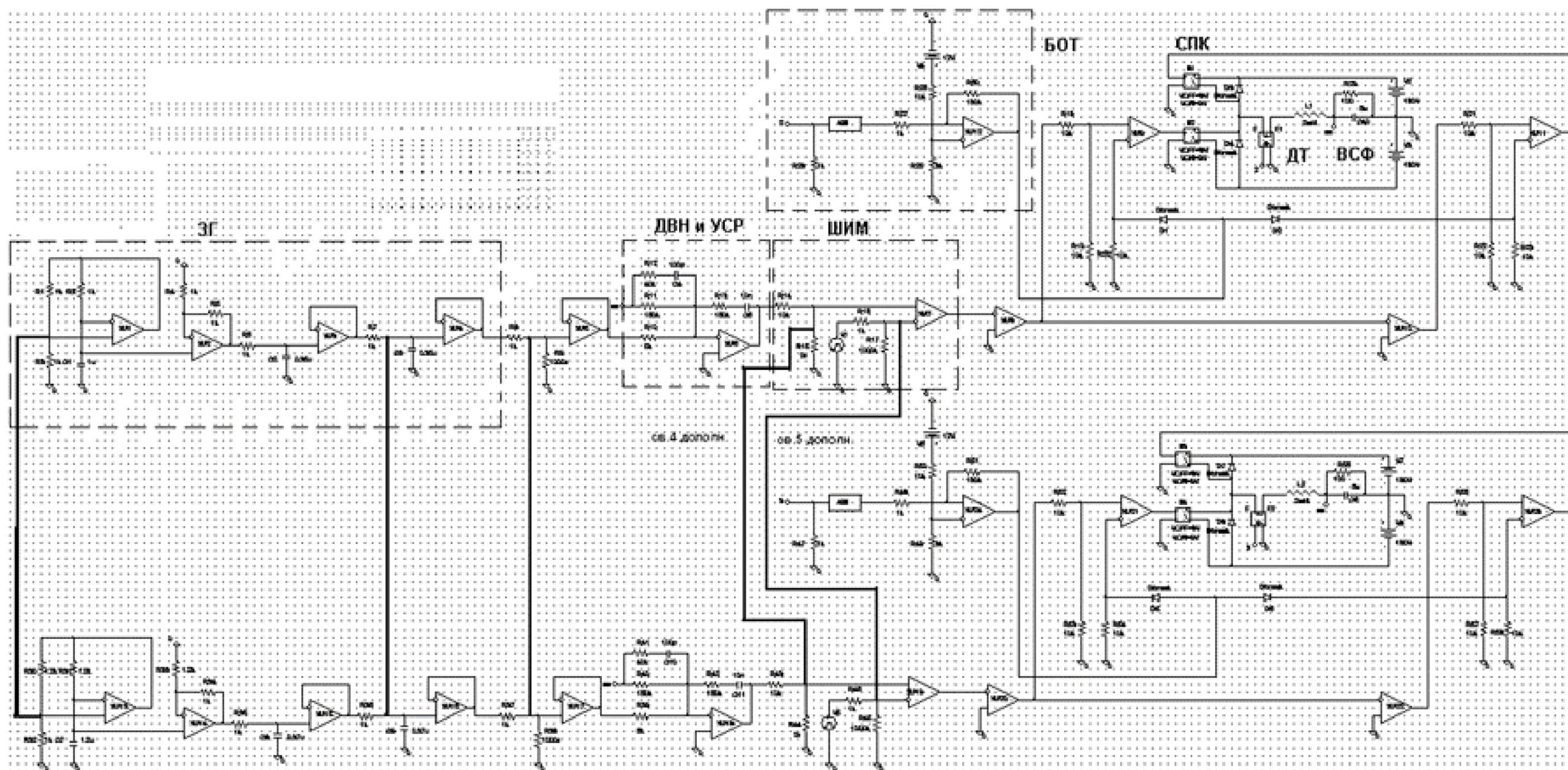


Рисунок 3.23. Схема модели параллельно работающих инверторов в режиме управления по напряжению с объединяющими связями

3.2 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в аварийном режиме

Для имитации аварийного режима параллельно работающих инверторов в режиме управления по напряжению, а именно, короткого замыкания нагрузки, зададим сопротивление R_{29} первого инвертора равным 1 Ом (см. рисунок 3.23, нагрузка представлена параллельным соединением резисторов R_{29} и R_{55}).

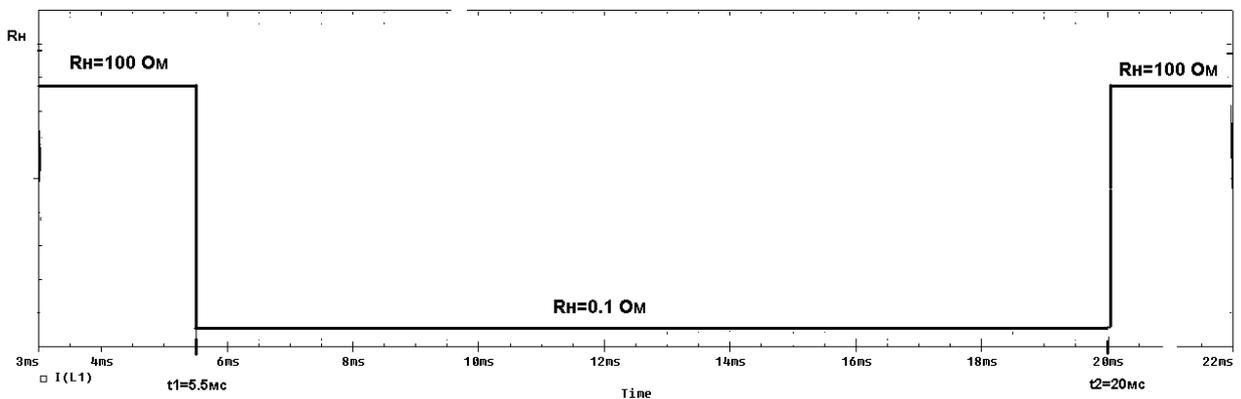


Рисунок 3.24. Временная диаграмма изменения нагрузки параллельно работающих инверторов при коротком замыкании

По результатам моделирования можно сделать вывод, что семь компенсирующих связей обеспечивают синхронизацию выходных токов по фазе, частоте и амплитуде и соответственно, равномерное распределение токов в нагрузке (рисунки 3.25–3.27).

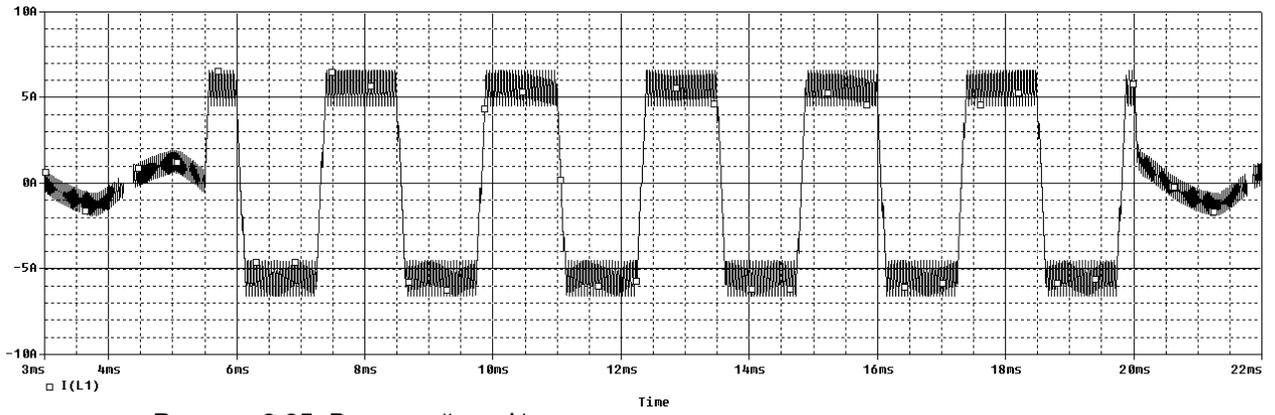


Рисунок 3.25. Выходной ток I1 первого инвертора при коротком замыкании нагрузки

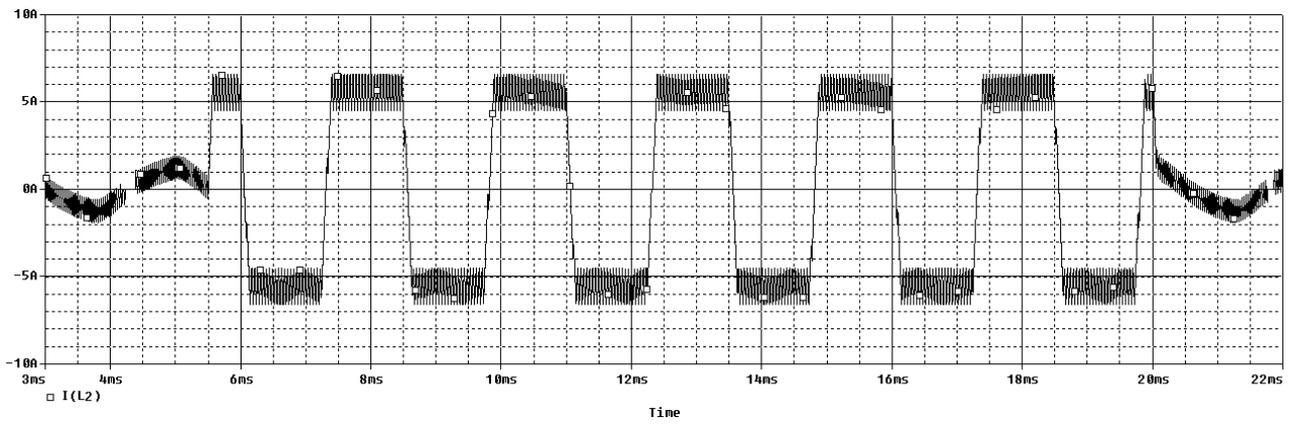


Рисунок 3.26. Выходной ток I2 второго инвертора при коротком замыкании нагрузки

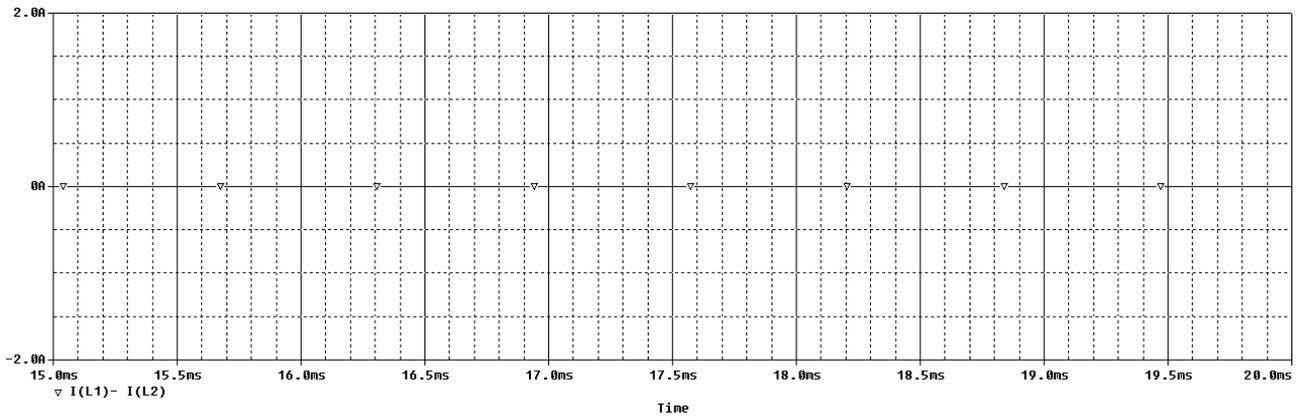


Рисунок 3.27. Разность выходных токов инверторов в режиме короткого замыкания

3.3 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по напряжению в переходном режиме

Переходный процесс в электрических цепях предшествует установившемуся режиму работы и сопровождается неперiodическим изменением токов и напряжений. Переход от одного режима работы цепи к другому может быть вызван изменением напряжения питания или параметров нагрузки [15].

Рассмотрим два вида переходного режима работы параллельно включенных инверторов с управлением по напряжению, а именно сброс-наброс нагрузки, а также понижения и повышения напряжения питания.

1. Сброс-наброс нагрузки.

Для имитации сброса-наброса нагрузки последовательно с резистором R29 первого инвертора вводятся ключи U1 и U2 (рисунок 3.28).

Ключ U1 замыкается в момент времени $t_1 = 5,5$ мсек, и происходит сброс нагрузки. В момент времени $t_2 = 20$ мсек размыкается ключ U2 и происходит наброс нагрузки.

Благодаря семи информационным связям на интервале времени от t_1 до t_2 синхронизация токов нагрузки сохраняется (рисунки 3.29–3.32).

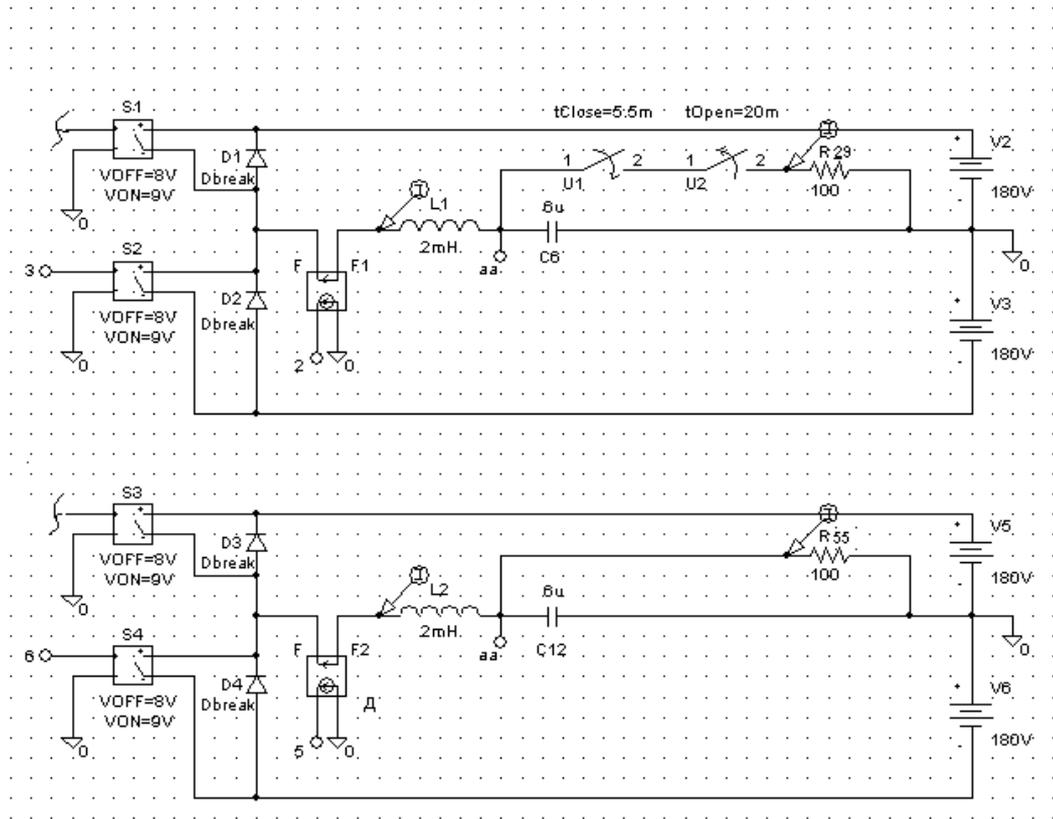


Рисунок 3.28 Режим сброса-наброса нагрузки в параллельно работающих инверторах

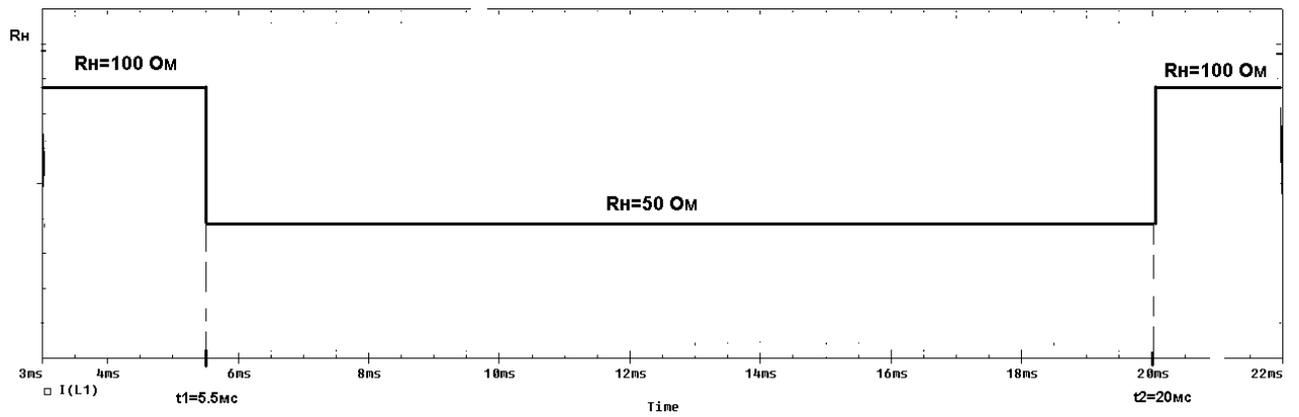


Рисунок 3.29. Временная диаграмма сброса-наброса нагрузки

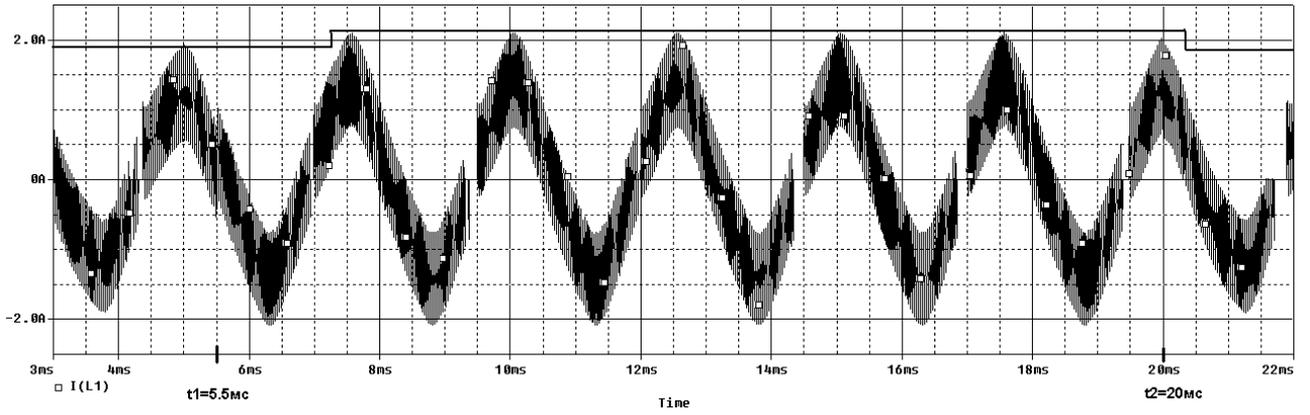


Рисунок 3.30 Выходной ток I1 первого инвертора при сбросе-набросе нагрузки

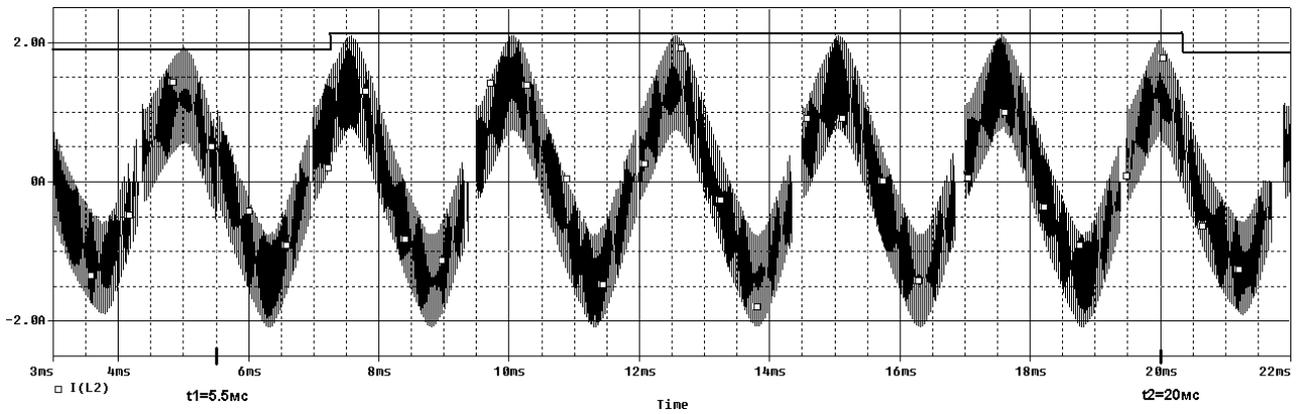


Рисунок 3.31 Выходной ток I2 второго инвертора при сбросе-набросе нагрузки

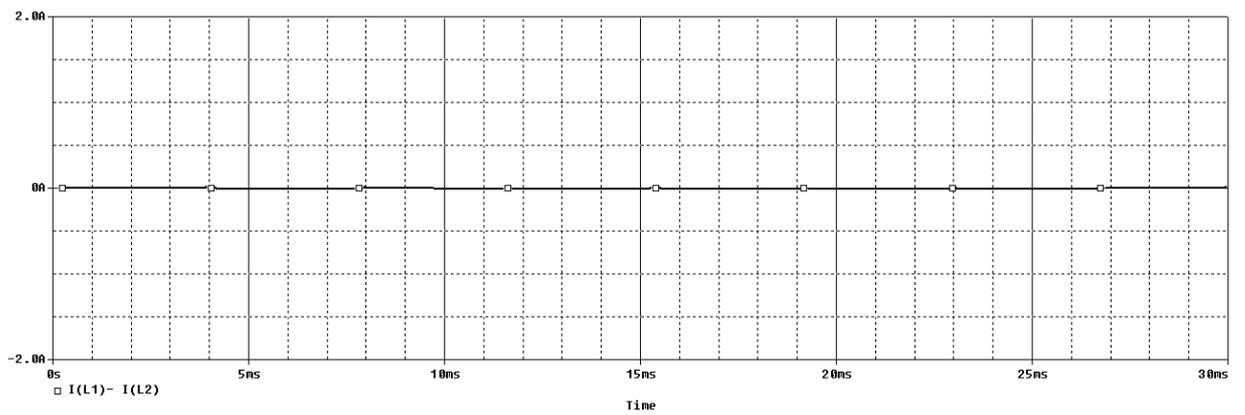


Рисунок 3.32 Разность выходных токов в режиме сброса-наброса нагрузки

2. Понижение-повышение напряжения питания.

На рисунке 3.33 показана схема имитации понижения-повышения питающего напряжения $E_{\text{пит.}}$. Последовательно с источником питания вводится умножитель M , который умножает величину положительного потенциала $E_{\text{пит.}}$ на величину напряжения источника импульсного напряжения $V1$ (верхний и нижний уровни $V1$, а также время нарастания и спада задается в параметрах импульсного источника).

Допустим верхний уровень напряжения $V1$ в какой-то момент времени равен 1,5 В. Тогда положительный потенциал источника питания ($E_{\text{пит.}} = \pm 380$ В) будет составлять соответственно +570 В (рисунок 3.20). Происходит наброс $E_{\text{пит.}}$.

Через интервал времени $t = 1$ мсек напряжение $V1$ падает до уровня 0,5В. Положительный потенциал $E_{\text{пит.}}$ становится равным 190В. Происходит снижение питающего напряжения (см. рисунок 3.34).

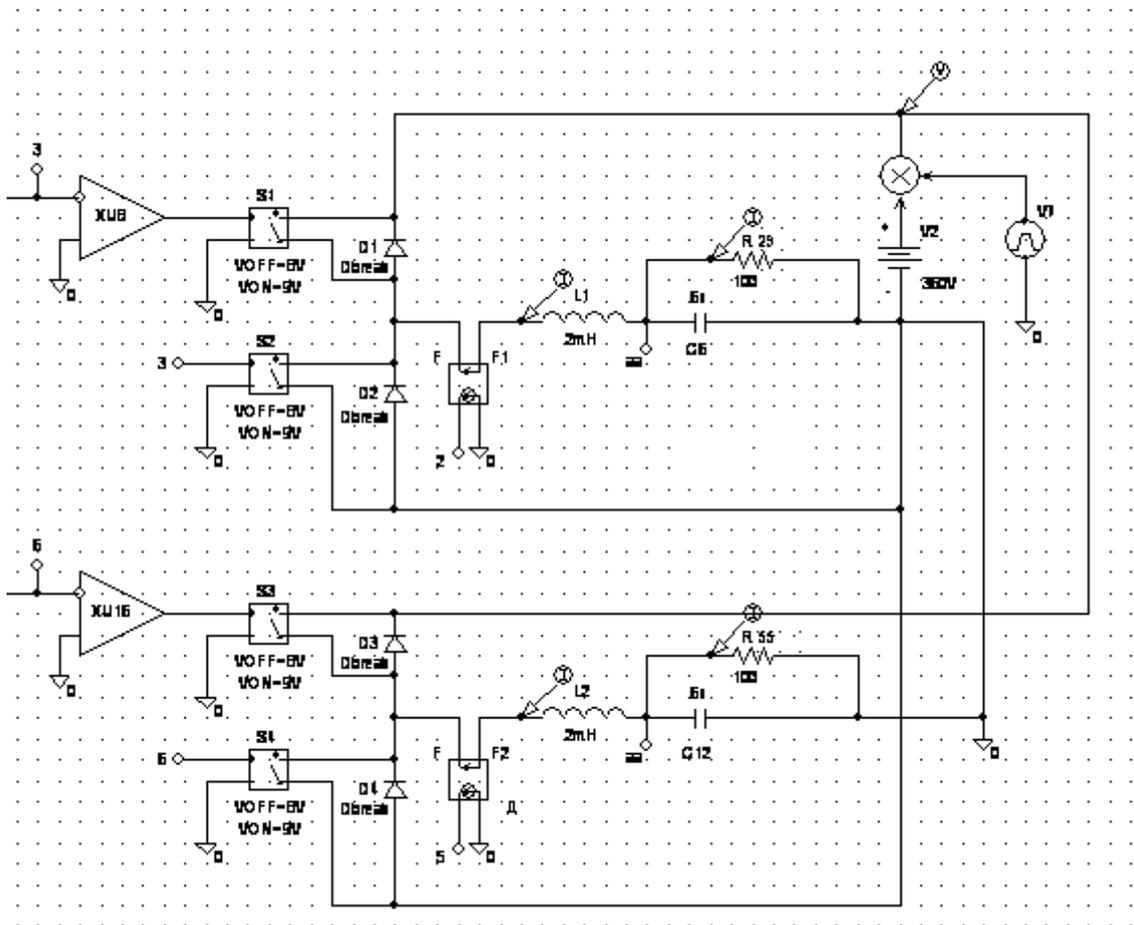


Рисунок 3.33 Режим понижения-повышения $E_{\text{пит.}}$ в параллельно работающих инверторах

Семь введенных связей обеспечивают равномерное токораспределение в нагрузке (рисунки 3.34–3.37).

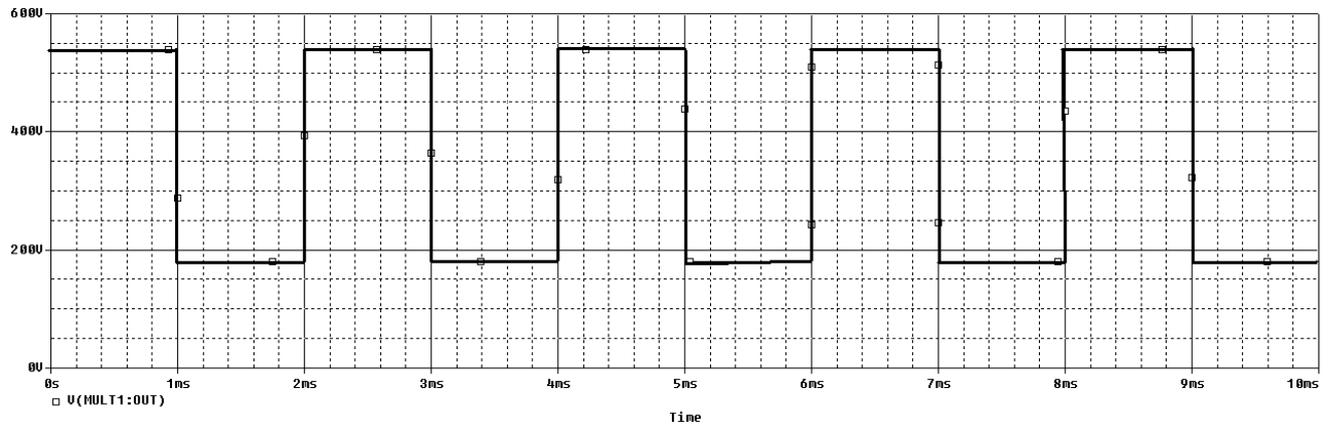


Рисунок 3.34 Временная диаграмма понижения-повышения Епит.

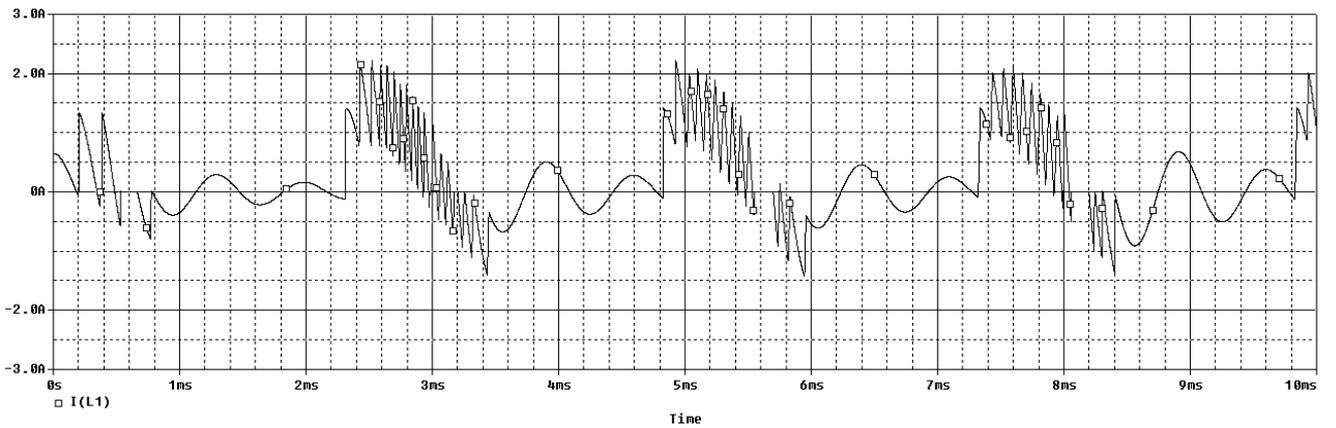


Рисунок 3.35 Выходной ток I1 первого инвертора при понижении-повышении Епит

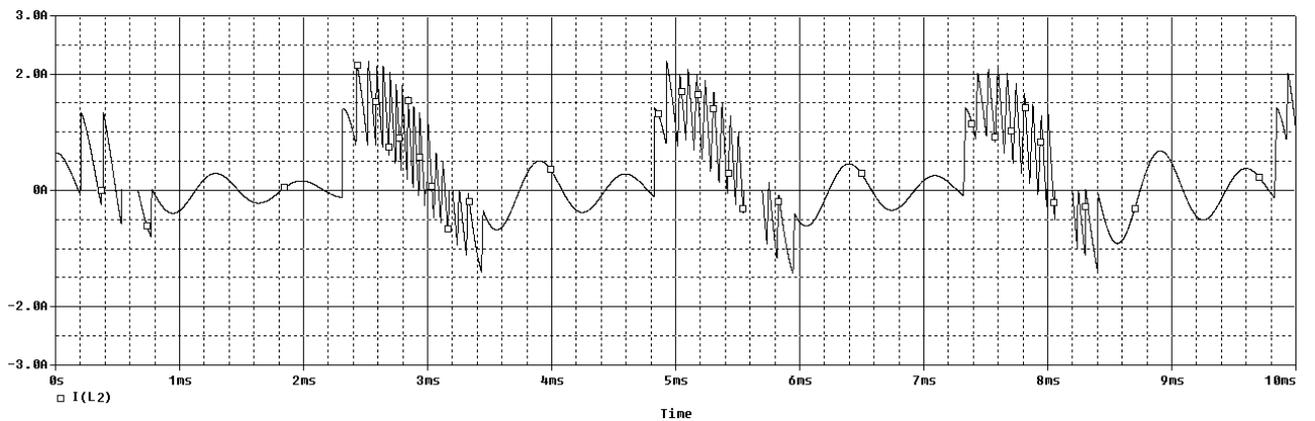


Рисунок 3.36 Выходной ток I2 второго инвертора при понижении-повышении Епит

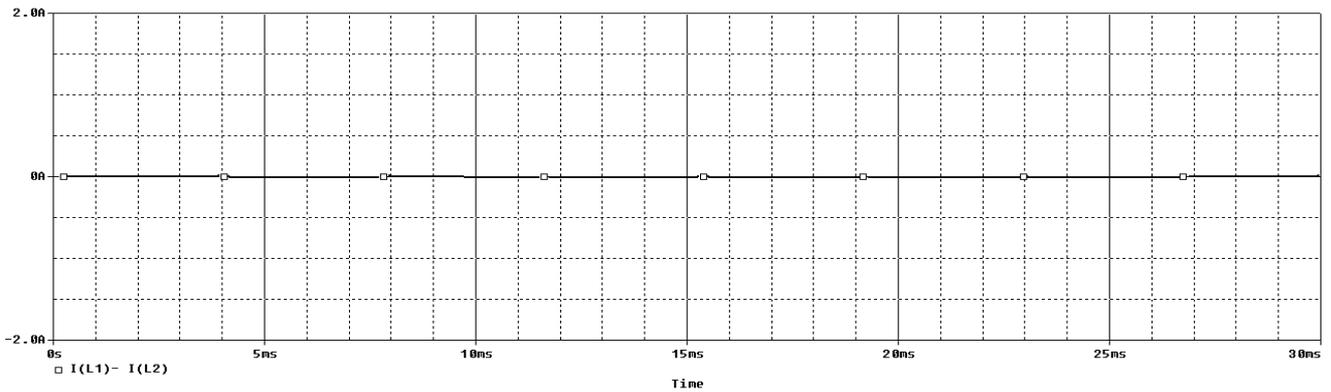


Рисунок 3.37 Разность выходных токов в режиме понижения-повышения Епит.

Выводы:

1. Разработан метод равномерного токораспределения между параллельно работающими однофазными инверторами с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием при наличии технологического разброса параметров. Разработаны структурные и схемотехнические решения по реализации предложенного метода.

2. Выявлено, что для обеспечения равномерного распределения токов между инверторами при технологическом разбросе параметров в устройстве управления (УУ) формирования эквивалентной время-задающей цепи ЗГ недостаточно

3. Установлена необходимость введения через буферные каскады дополнительных связей между УУ, компенсирующих разброс параметров ДВН инверторов, а также разброс амплитуды, частоты и фазы ШИМ.

4. На основании компьютерного моделирования доказано, что предложенный метод эффективен как в номинальном, так и в аварийном и переходном режимах. Разность выходных токов инверторов практически отсутствует.

Метод обеспечения параллельного включения однофазных инверторов в режиме управления по току

4.1 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по току в номинальном режиме

Рассмотрим номинальный режим работы параллельно включенных однофазных инверторов с управлением по току и релейным регулированием. Структурная схема и принцип работы такого инвертора описаны в первой главе. На рисунке представлена структурная схема параллельно включенных однофазных инверторов в режиме управления по току и релейным регулированием с возможными разбросами параметров устройства управления (УУ).

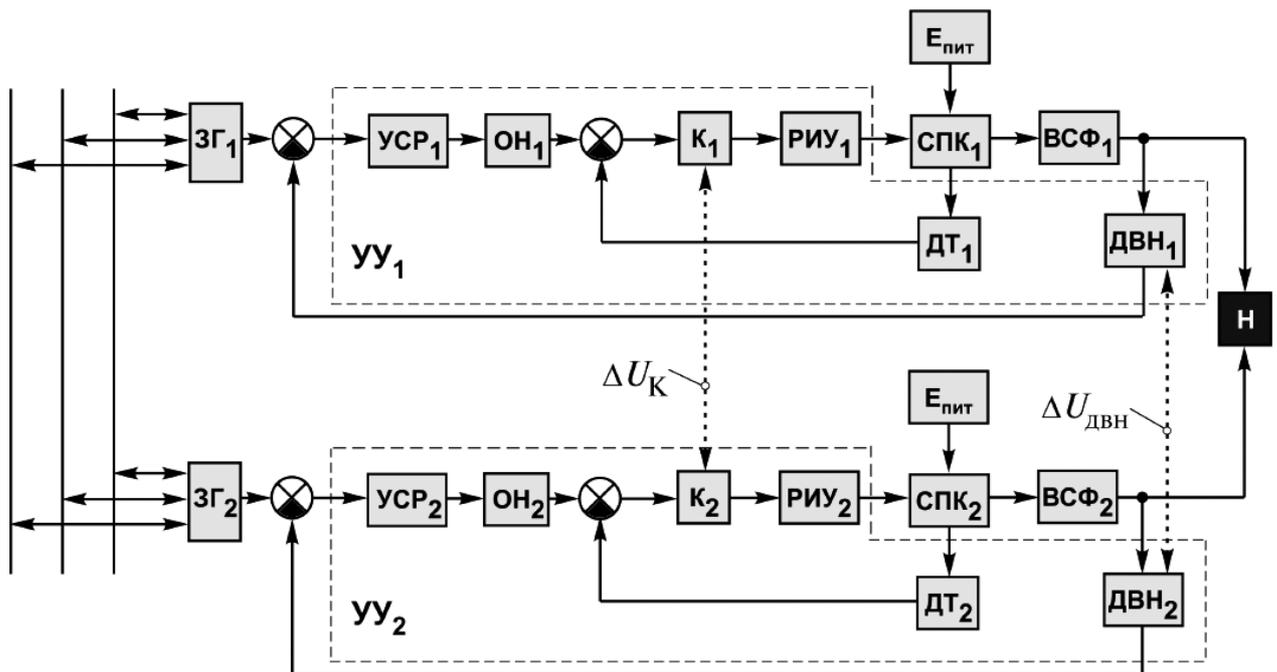


Рисунок 4.1. Структурная схема параллельно включенных инверторов с объединенными ЗГ. Возможные разбросы в компонентах УУ

Разработана модель параллельно включенных инверторов с компенсирующими связями между задающими генераторами (рисунок 4.2).

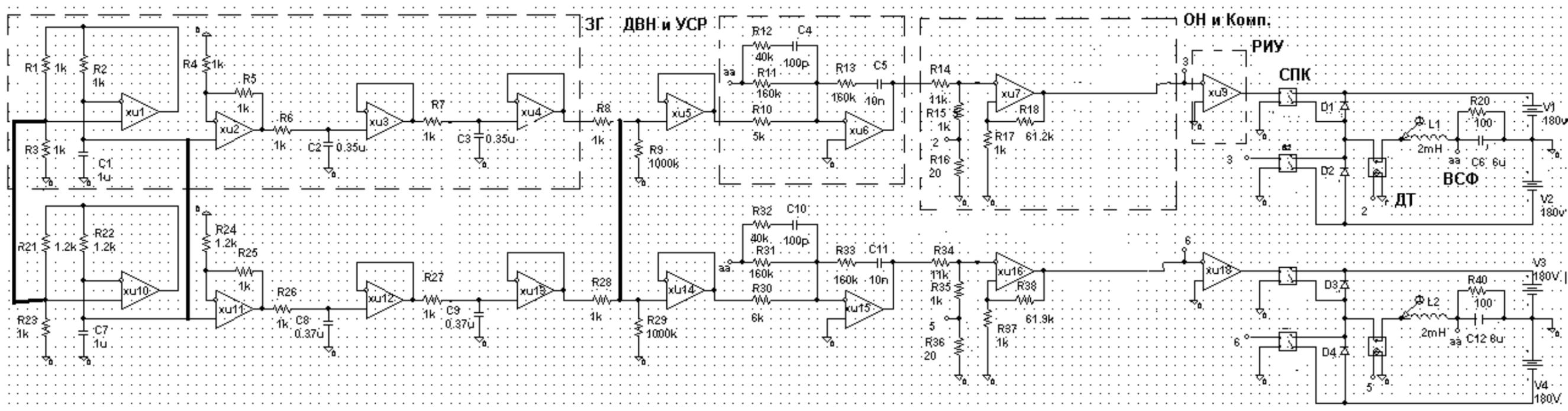


Рисунок 4.2 Схема модели параллельно работающих инверторов в режиме управления по току

Если между 3Г инверторов введены компенсирующие связи и компоненты преобразователей не имеют разброса параметров, то токи в индуктивностях I_{L1} и I_{L2} , а соответственно и в нагрузке, совпадают по фазе, частоте и амплитуде, и разность между выходными токами модулей равна нулю (рисунки 4.3–4.5). Нагрузка представлена параллельным соединением резисторов R20 и R40.

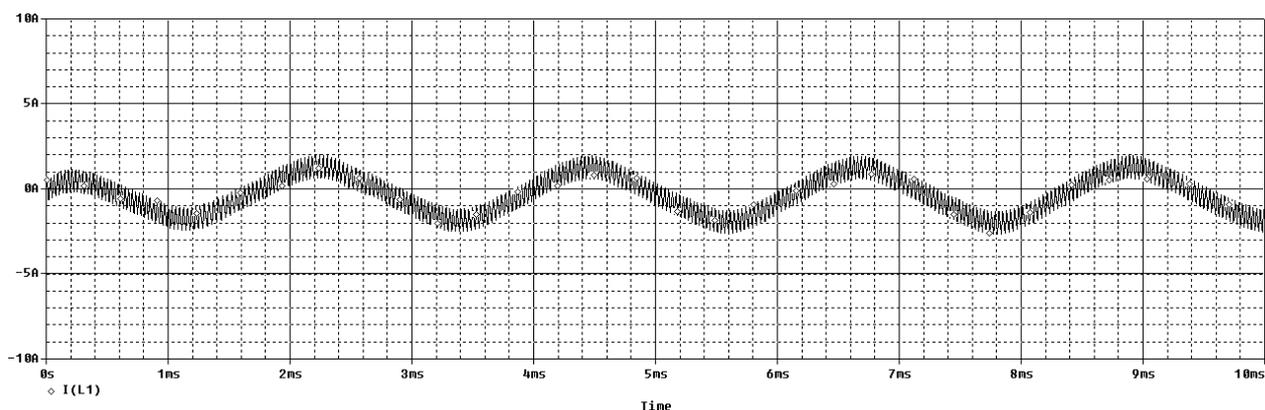


Рисунок 4.3 Выходной ток I1 первого инвертора при отсутствии разбросов параметров

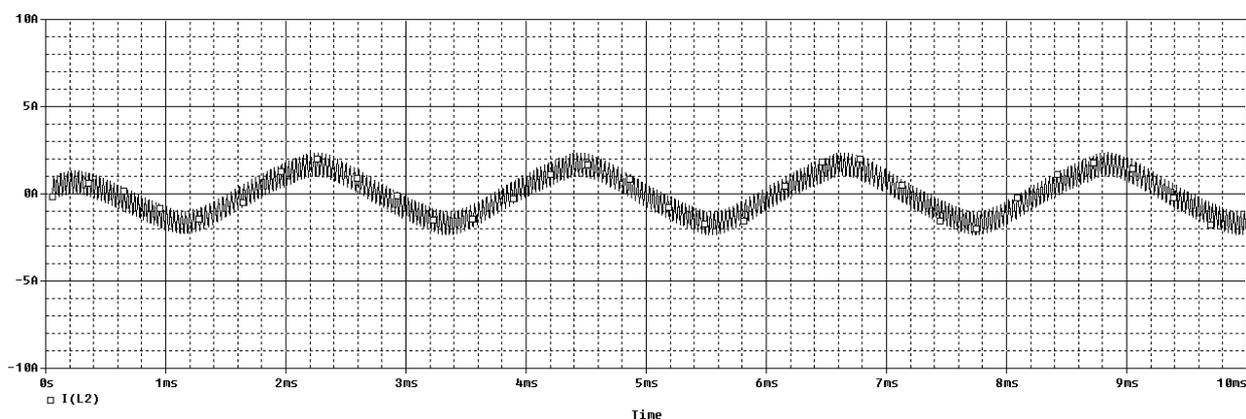


Рисунок 4.4 Выходной ток I2 второго инвертора при отсутствии разбросов параметров

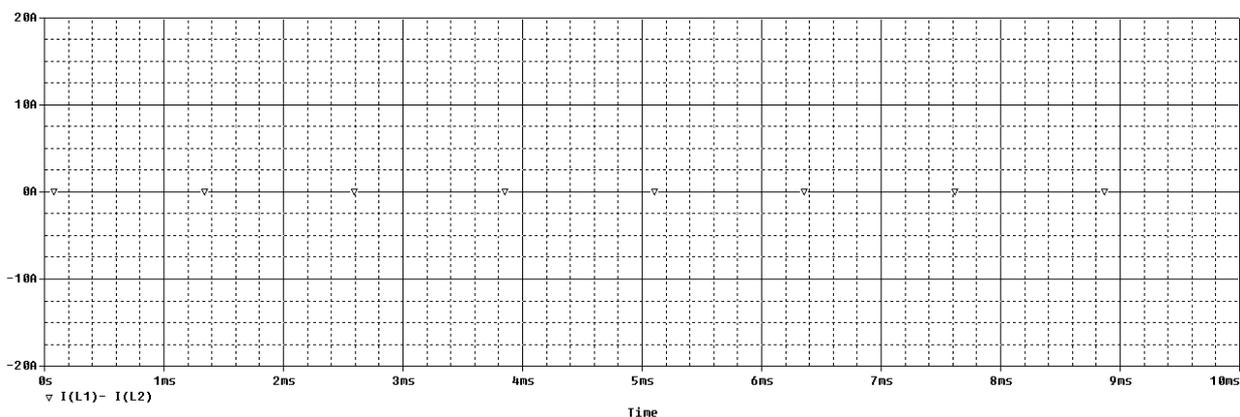


Рисунок 4.5 Разность выходных токов инверторов при отсутствии разбросов параметров

В таких инверторах на неравномерность выходных токов влияют технологические разбросы датчиков выходного напряжения (ДВН) и компаратора (К)

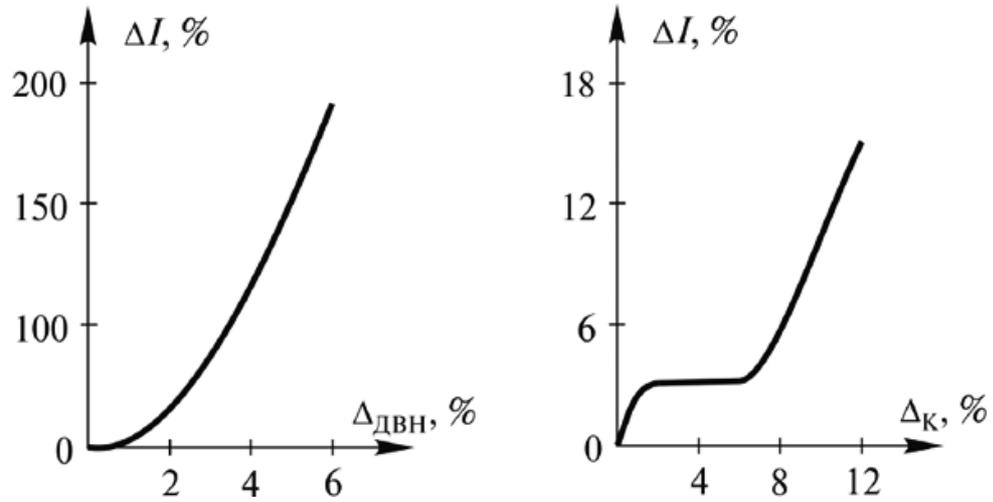


Рисунок 4.6 Зависимость разброса выходных токов от разброса параметров УУ

Формулы для определения несимметричности токов на выходе преобразователей представлены в первой главе. Объединяющая связь, введенная между ДВН и компенсирующая разброс параметров датчиков, позволяет устранить разброс выходных токов (рисунки 4.10–4.13).

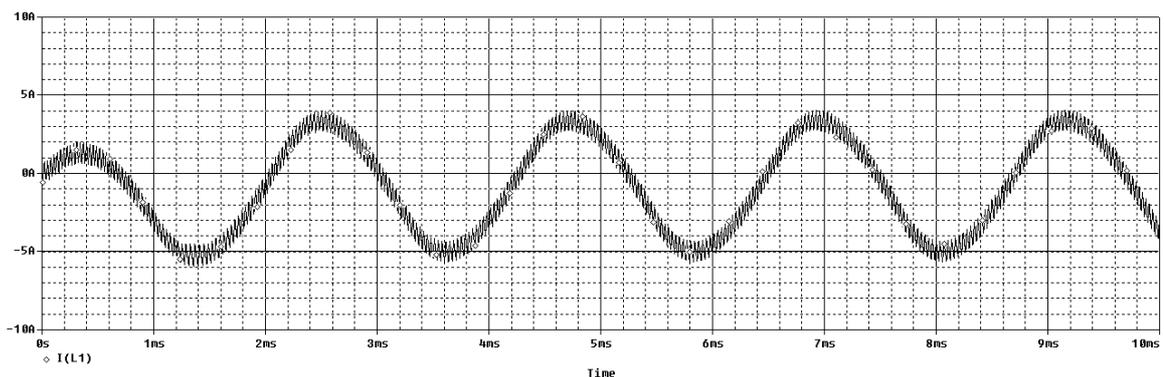


Рисунок 4.7 Выходной ток I1 первого инвертора при разбросе параметров ДВН

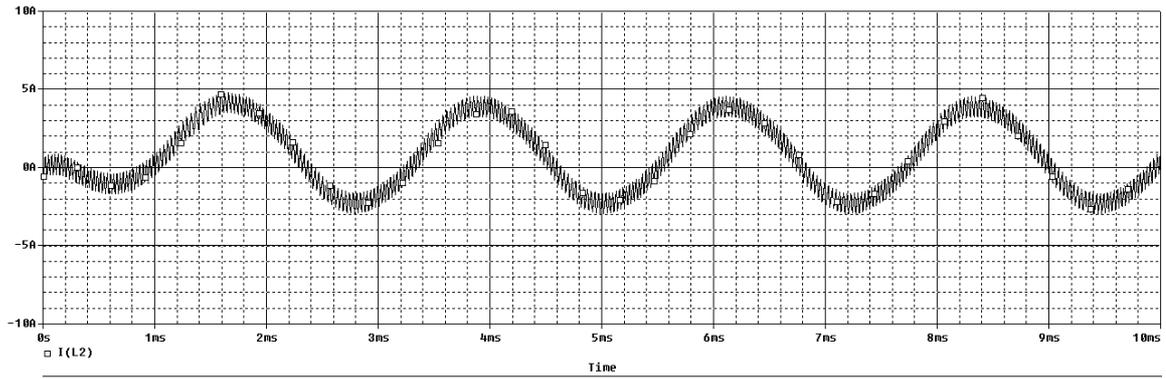


Рисунок 4.8 Выходной ток I_2 второго инвертора при разбросе параметров ДВН

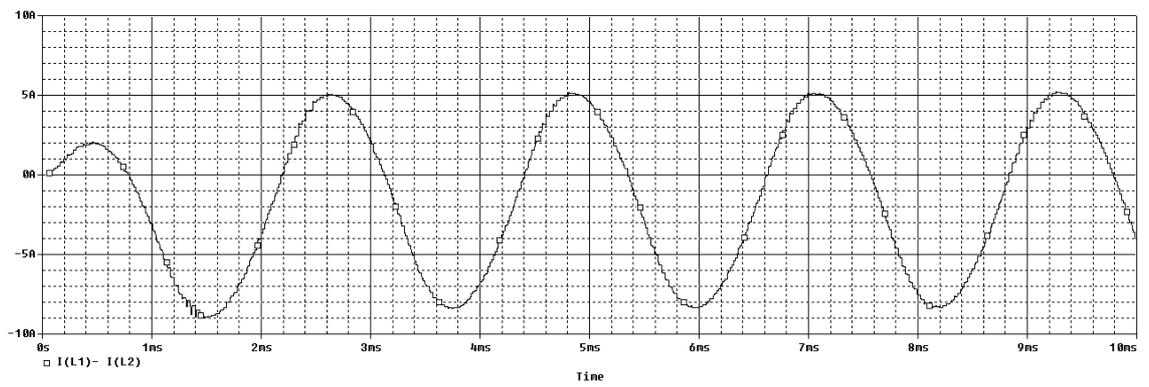


Рисунок 4.9 Разность выходных токов инверторов при разбросе параметров ДВН

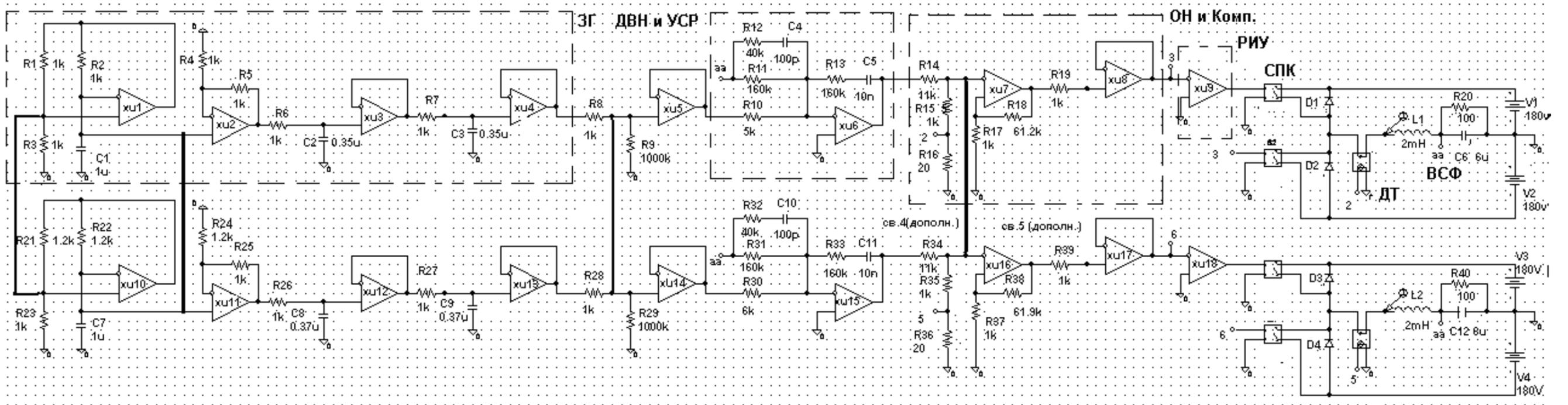


Рисунок 4.10 Схема модели параллельно работающих инверторов в режиме управления по току с компенсирующей связью по ДВН

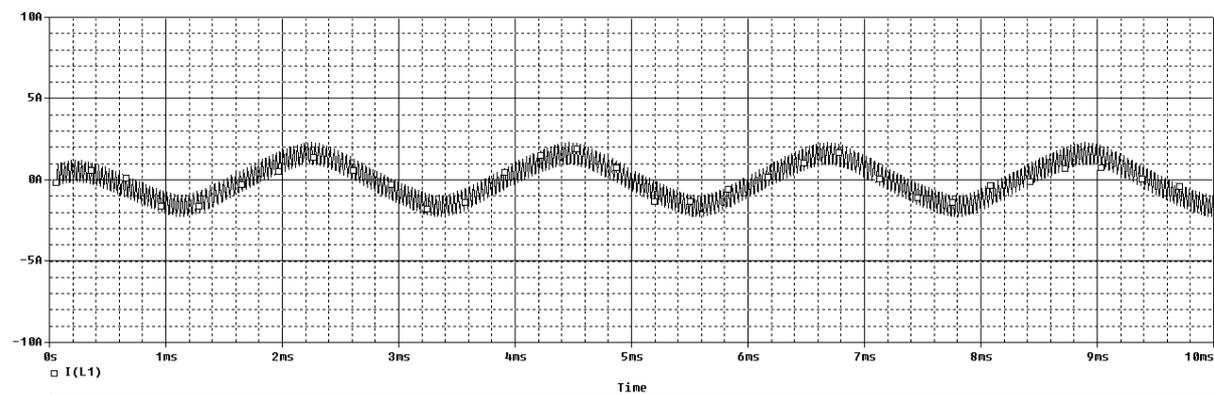


Рисунок 4.11 Выходной ток I1 первого инвертора при введении компенсирующей связи по ДВН

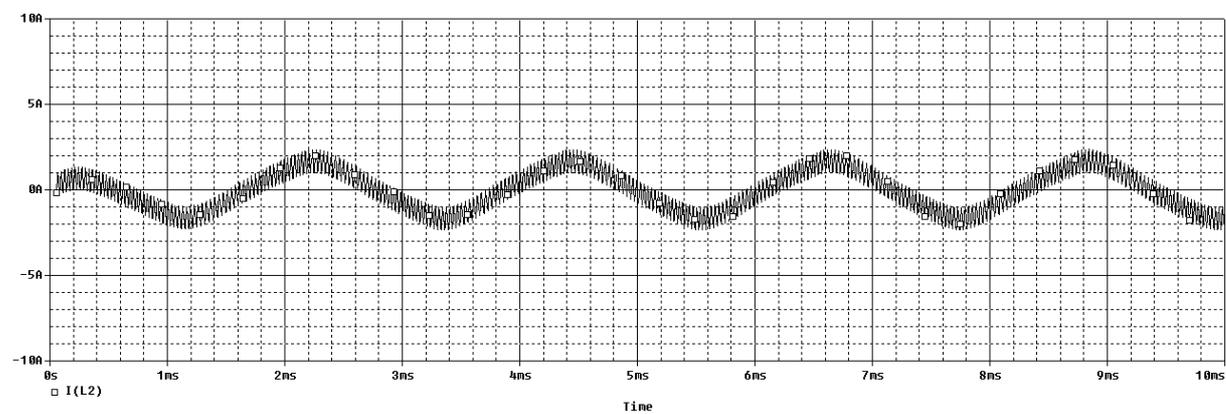


Рисунок 4.12 Выходной ток I2 второго инвертора при введении компенсирующей связи по ДВН

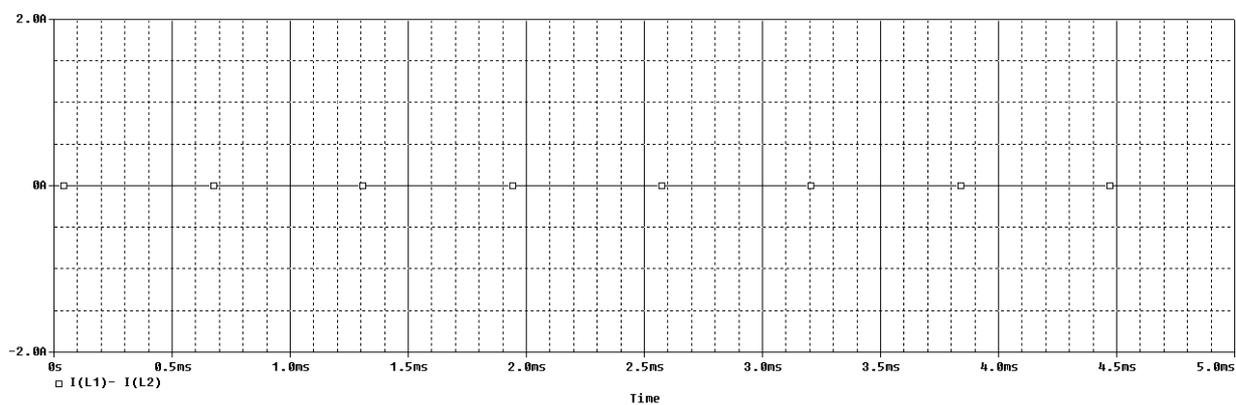


Рисунок 4.13 Разность выходных токов при введении компенсирующей связи по ДВН

При отсутствии технологического разброса параметров в ДВН и наличии разброса параметров компараторов инверторов несимметричность выходных токов сохраняется и возникает необходимость введения связи, компенсирующей разброс компараторов (рисунки 4.14–4.20).

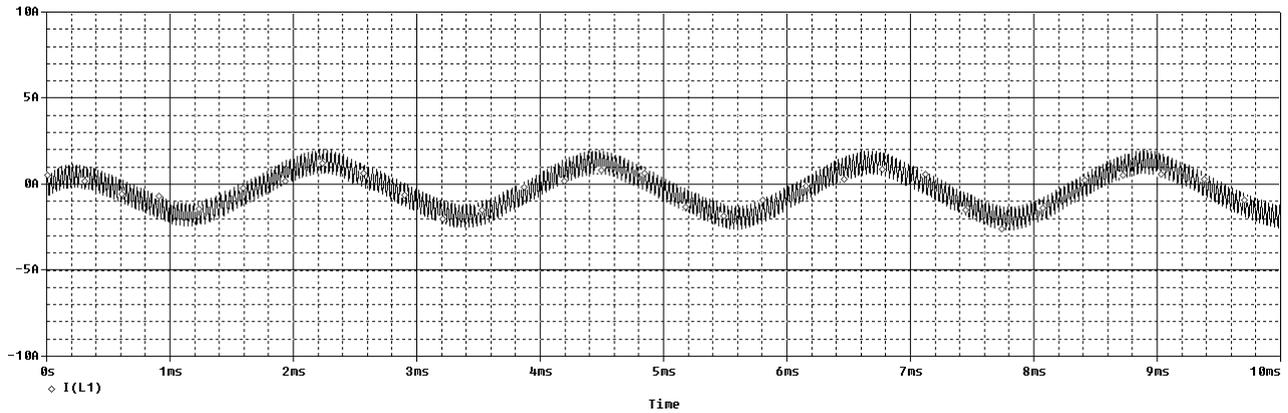


Рисунок 4.14 Выходной ток I1 первого инвертора при разбросе параметров компараторов

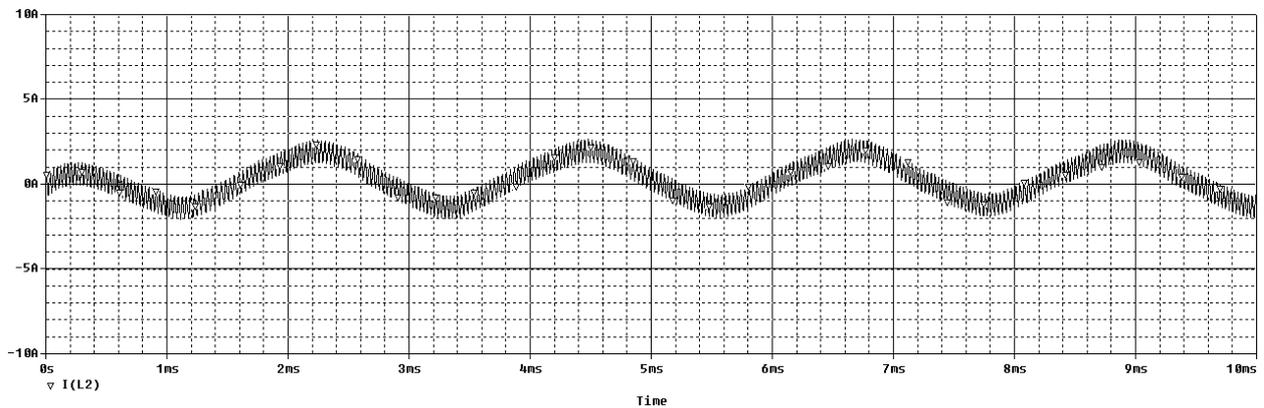


Рисунок 4.15 Выходной ток I2 второго инвертора при разбросе параметров Компараторов

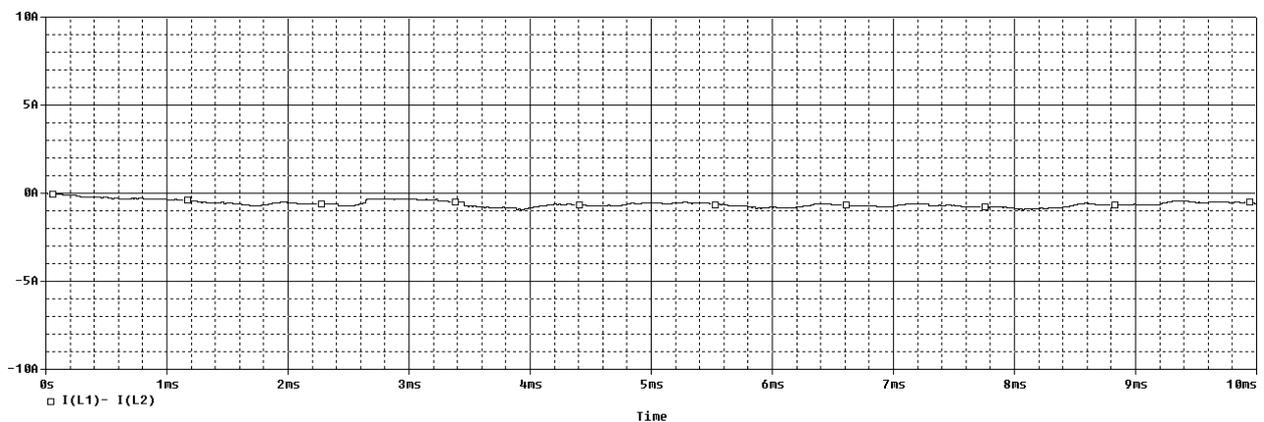


Рисунок 4.16 Разность выходных токов инверторов при разбросе параметров компараторов

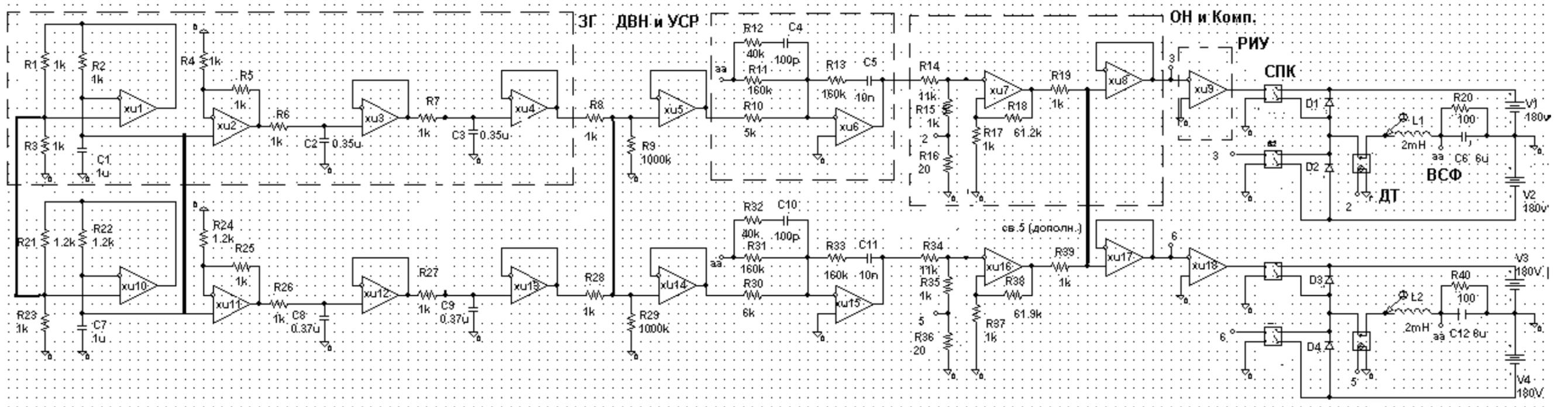


Рисунок 4.17. Параллельно работающие инверторы в режиме управления по току с объединяющей связью по реле

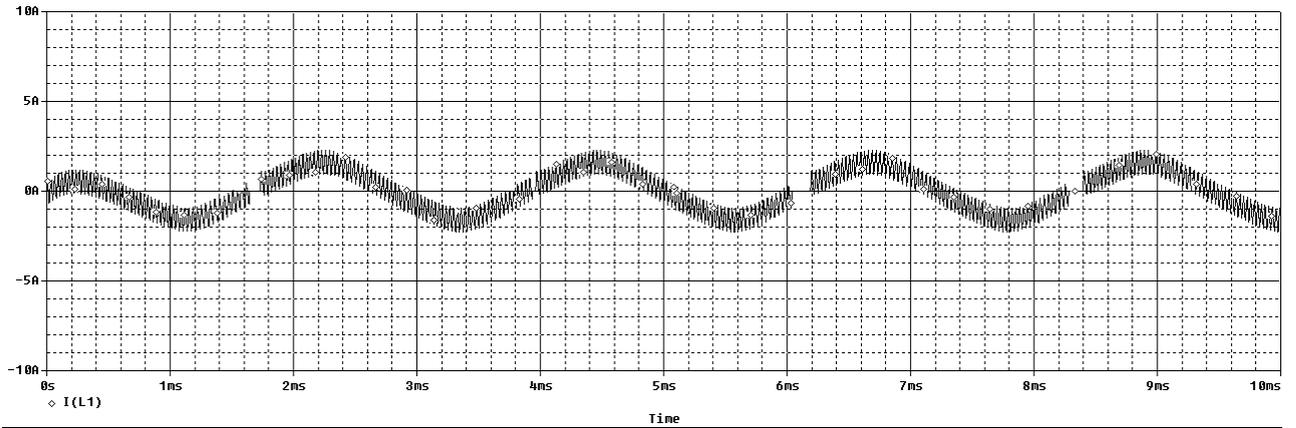


Рисунок 4.18 Выходной ток I1 первого инвертора при введении компенсирующей связи по компараторам

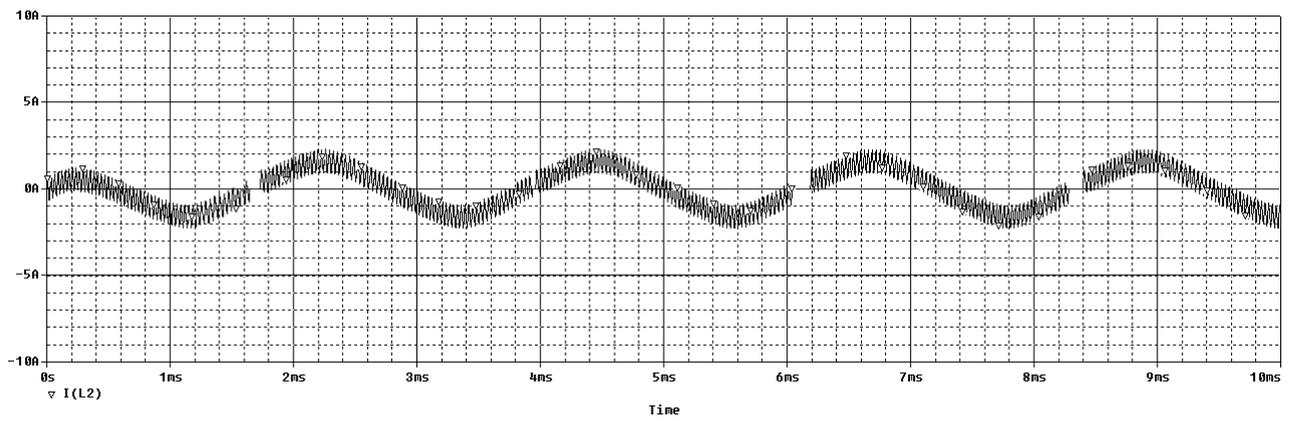


Рисунок 4.19 Выходной ток I2 второго инвертора при введении компенсирующей связи по компараторам

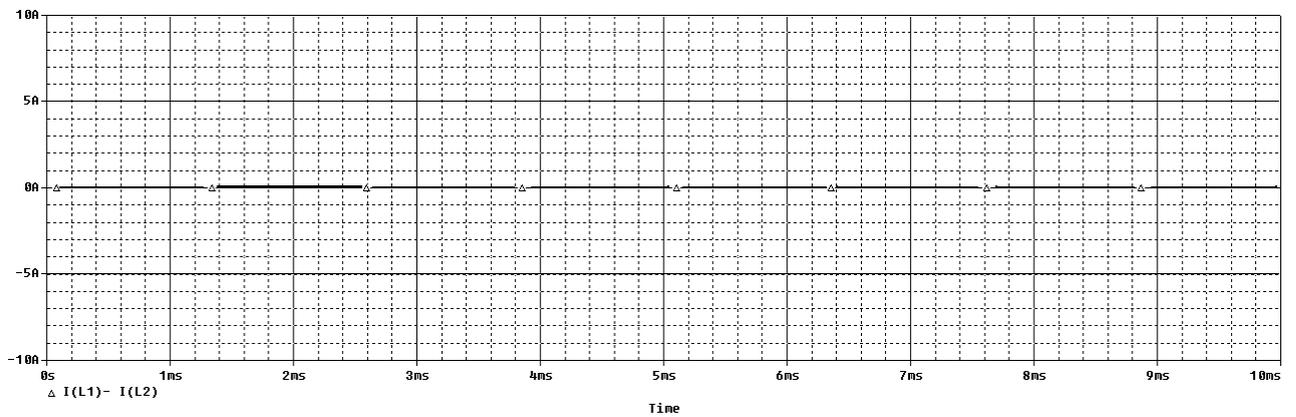


Рисунок 4.20 Разность выходных токов при введении компенсирующей связи по компараторам

Таким образом можно сделать вывод о том, что в однофазных инверторах с управлением по току недостаточно вводить связи между ДВН и реле по отдельности. Только две одновременно введенные в УУ связи обеспечивают равномерное распределение токов между параллельно работающими инверторами с токовым управлением (рисунки 4.21).

Кроме того, можно сделать вывод о том, что с точки зрения введения межблочных связей инверторы с токовым управлением использовать выгоднее, чем инверторы с управлением по напряжению. Количество связей, вводимых между инверторами с управлением по току, меньше количества связей, необходимых в инверторах с управлением по напряжению.

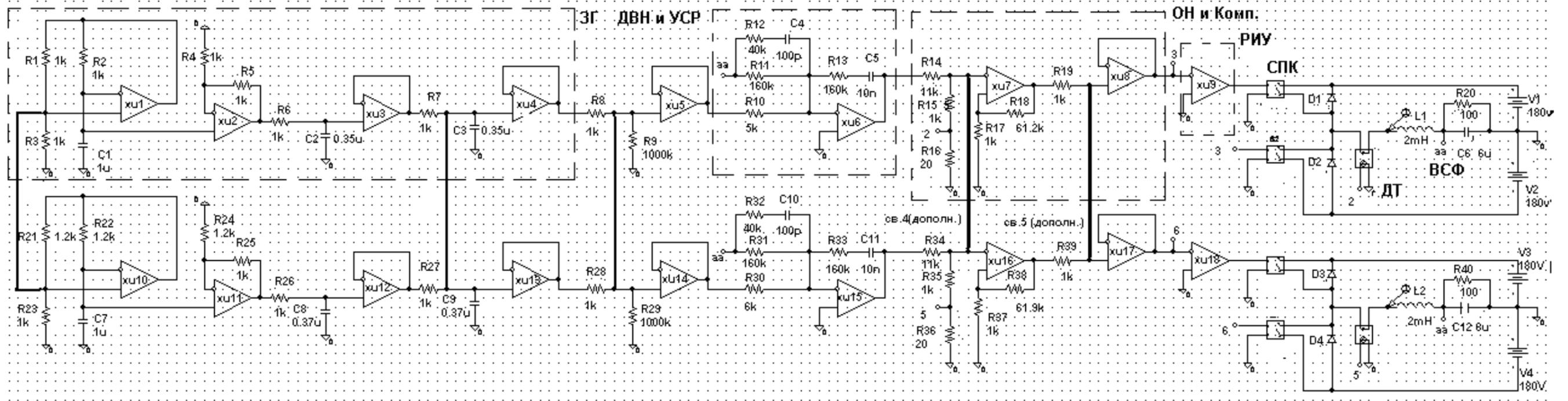


Рисунок 4.21 Параллельно работающие инверторы в режиме управления по току с объединяющими связями

4.2 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по току в аварийном режиме

Рассмотрим работу параллельно включенных инверторов в случае короткого замыкания, которое может быть вызвано замыканием проводов, подходящих к нагрузке, или же неисправностью самой нагрузки. Для моделирования режима к. з. зададим сопротивление R_{20} первого инвертора равным 1 Ом (см. рисунок 4.21).

Из результатов компьютерного моделирования (рисунки 4.23–4.25) видно, что пять несилловых связей, введенных для обеспечения параллельной работы инверторов, обеспечивают равномерное токораспределение на нагрузке и в аварийном режиме.

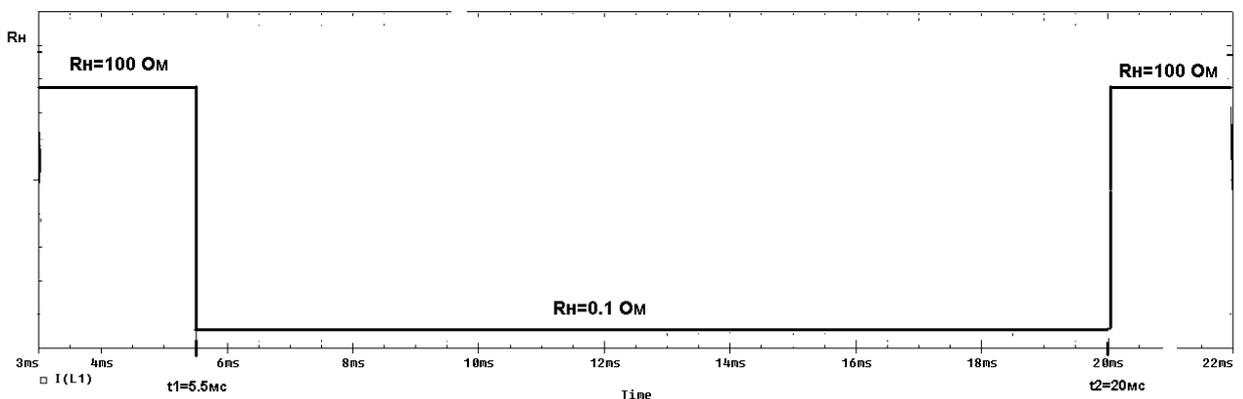


Рисунок 4.22. Временная диаграмма изменения нагрузки параллельно работающих инверторов при коротком замыкании

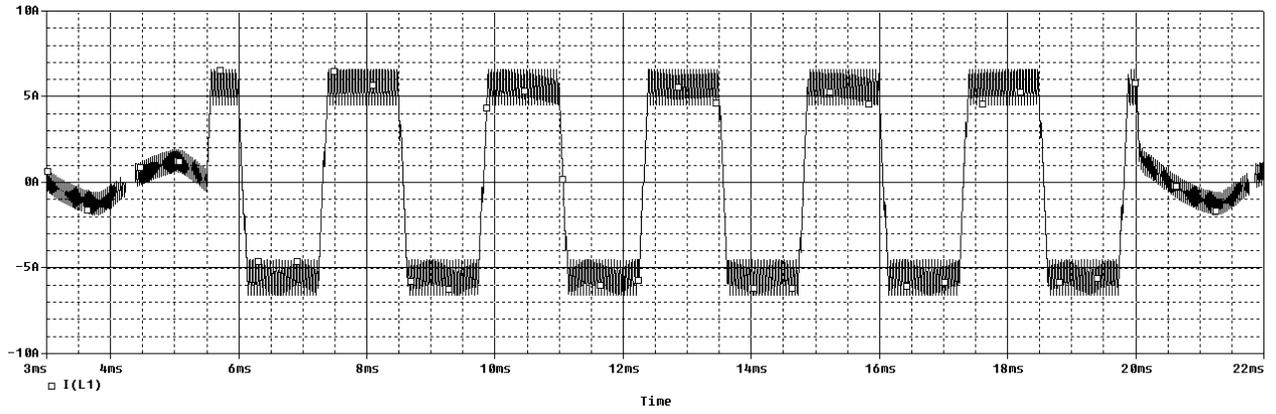


Рисунок 4.23. Выходной ток I_1 первого инвертора при коротком замыкании нагрузки

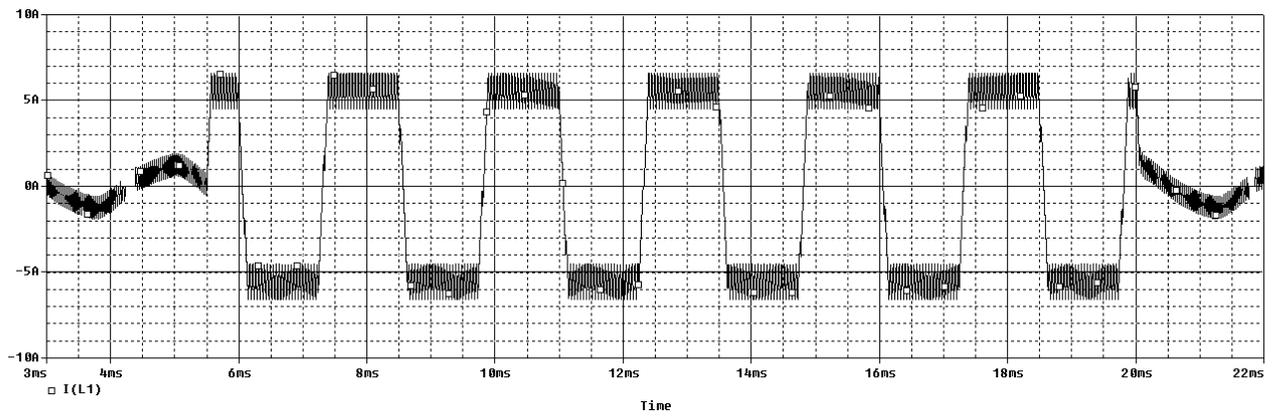


Рисунок 4.24. Выходной ток I_2 второго инвертора при коротком замыкании нагрузки

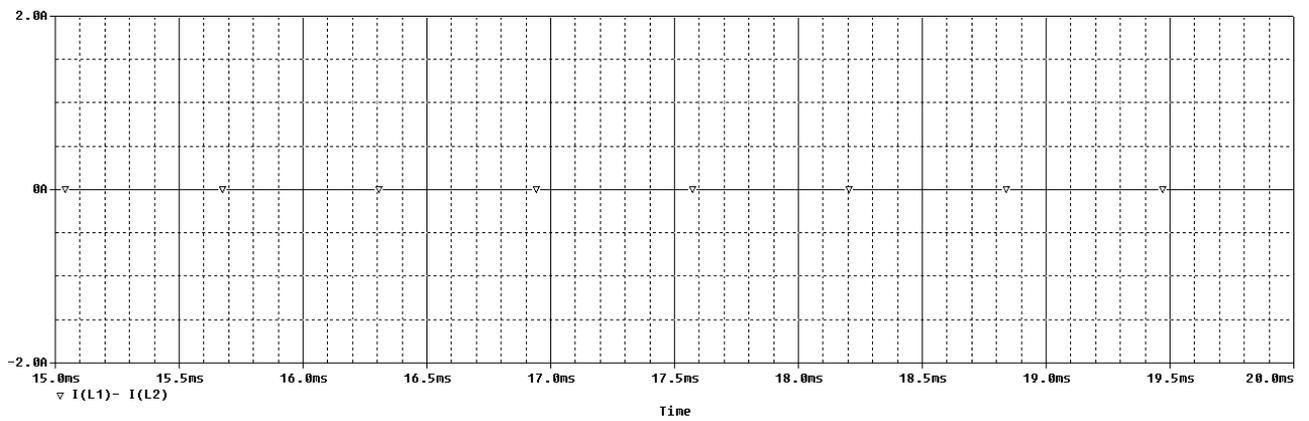


Рисунок 4.25. Разность выходных токов инверторов в режиме короткого замыкания

4.3 Параллельная работа однофазных инверторов с управлением по току в переходном режиме

1. Сброс-наброс нагрузки.

Для имитации сброса-наброса нагрузки в цепь резистора R20 первого преобразователя введены ключи U1 и U2 (рисунок 4.26).

В момент $t_1 = 5,5$ мсек ключ U1 замыкается и происходит наброс нагрузки. При размыкании ключа U2 в момент $t_2 = 20$ мсек происходит ее сброс.

При этом в период времени от t_1 до t_2 синхронизация токов на нагрузке сохраняется благодаря введенным связям (рисунки 4.27–4.30).

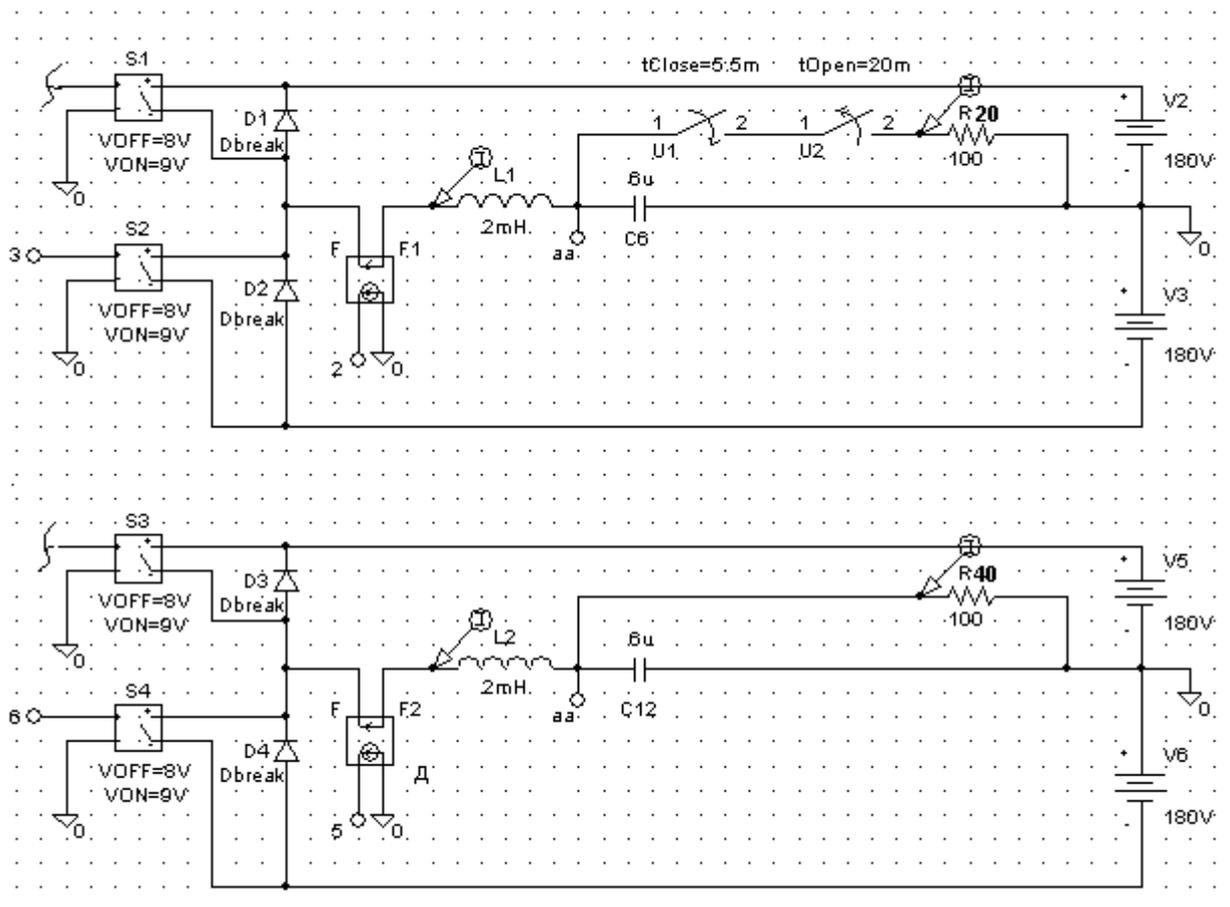


Рисунок 4.26 Режим сброса-наброса нагрузки в параллельно работающих инверторах

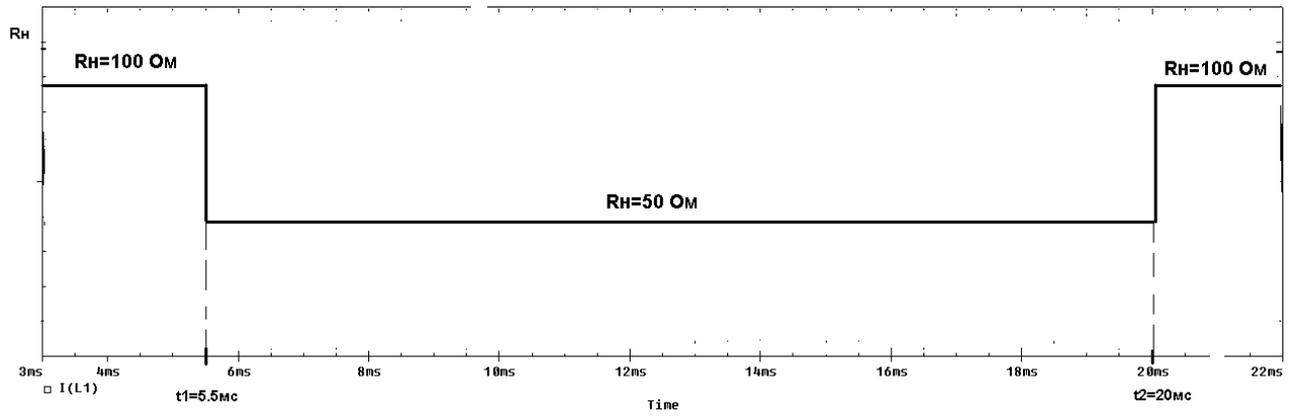


Рисунок 4.27. Временная диаграмма сброса-наброса нагрузки

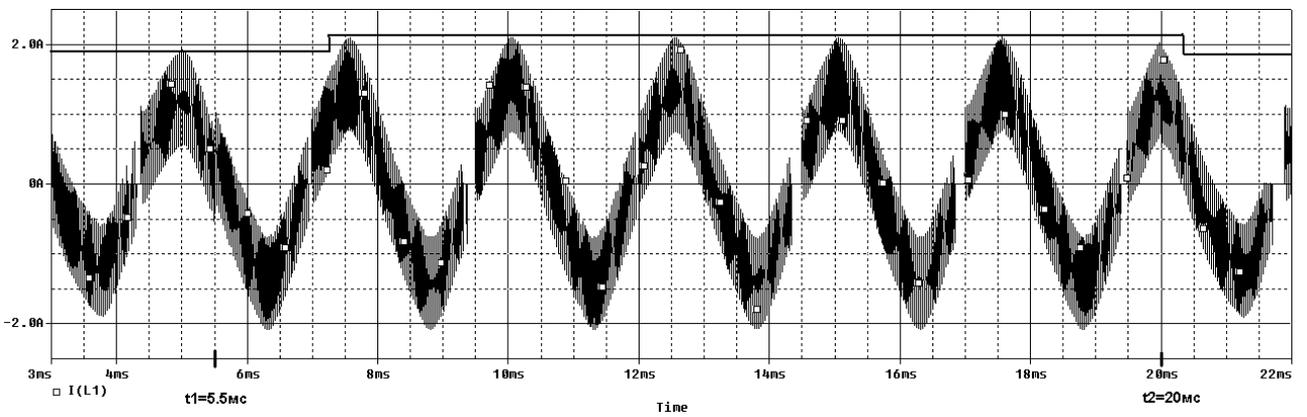


Рисунок 4.28 Выходной ток I1 первого инвертора при сбросе-набросе нагрузки

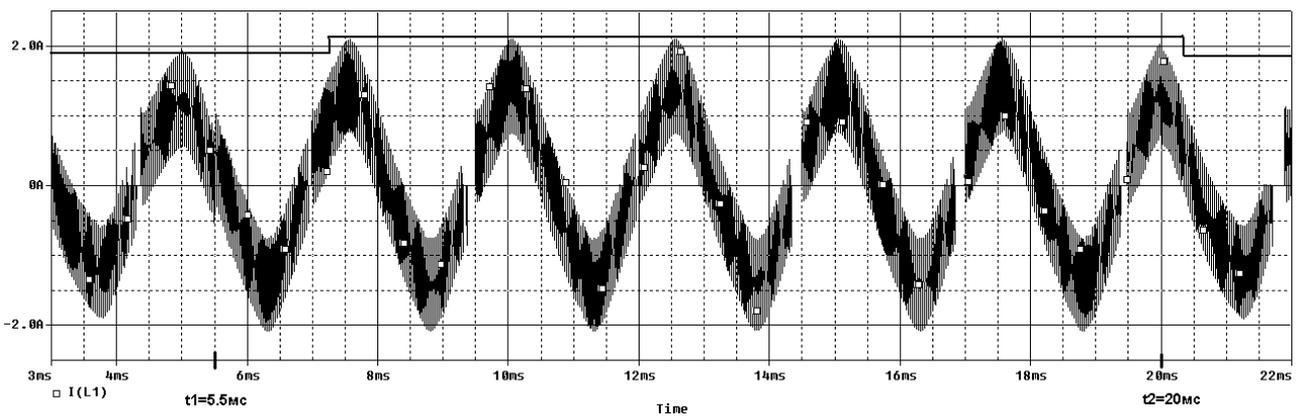


Рисунок 4.29 Выходной ток I2 второго инвертора при сбросе-набросе нагрузки

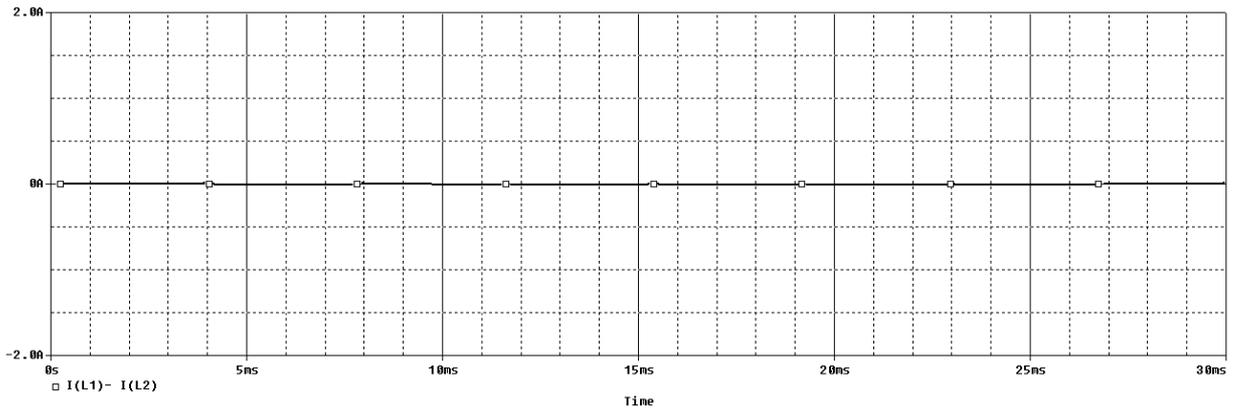


Рисунок 4.30 Разность выходных токов в режиме сброса-наброса нагрузки

2. Понижение-повышение напряжения питания.

Для имитации понижения и повышения питающего напряжения $E_{\text{пит.}}$ введем последовательно с источником питания ± 180 В умножитель M , на который приходит сигнал с источника импульсного напряжения V . Аналогично тому как это делалось в третьей главе, будем изменять уровень положительного потенциала источника питания $E_{\text{пит.}}$ в пределах от $+90$ В до $+270$ В (рисунок 4.31).

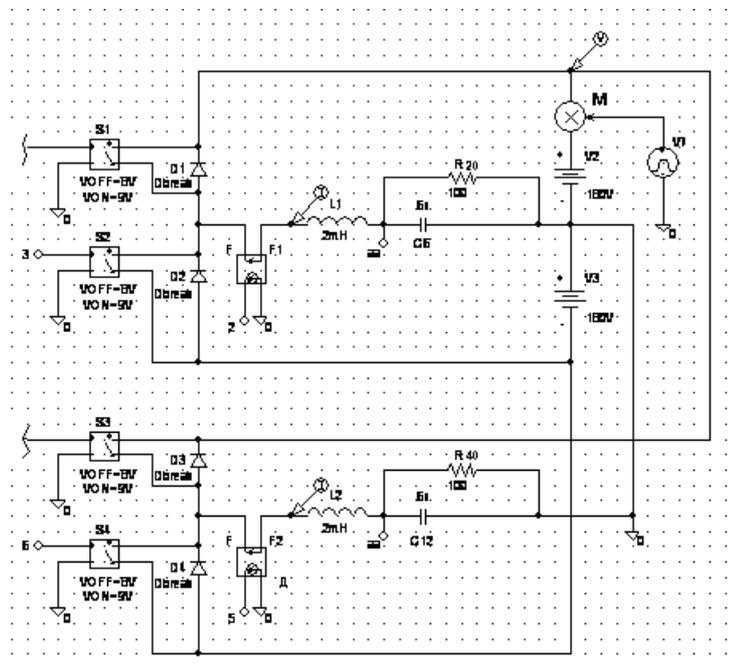


Рисунок 4.31 Режим сброса-наброса $E_{\text{пит.}}$ в параллельно работающих инверторах

Пять введенных связей обеспечивают равномерное токораспределение на нагрузке (рисунки 4.32–4.35).

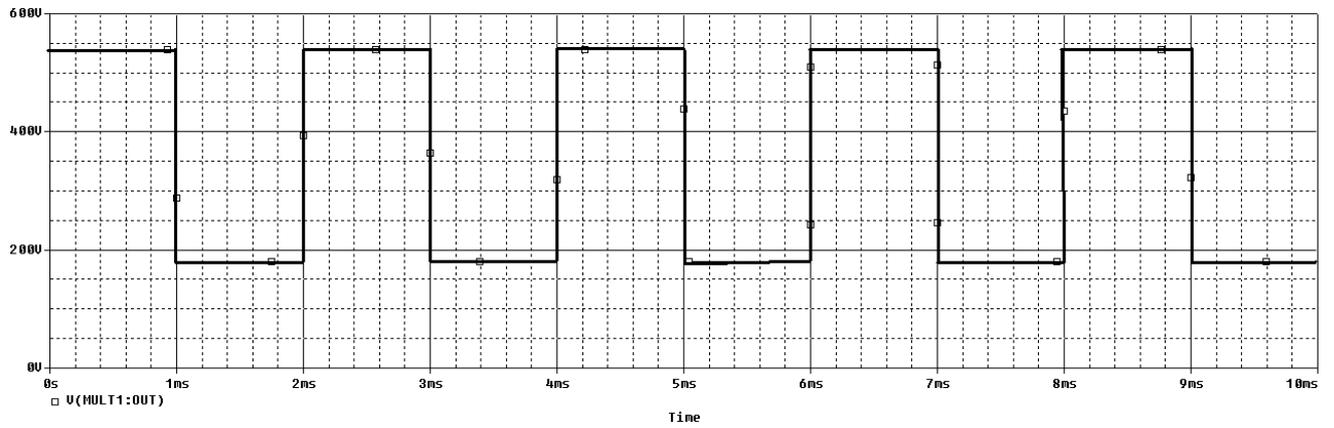


Рисунок 4.32 Временная диаграмма сброса-наброса Епит.

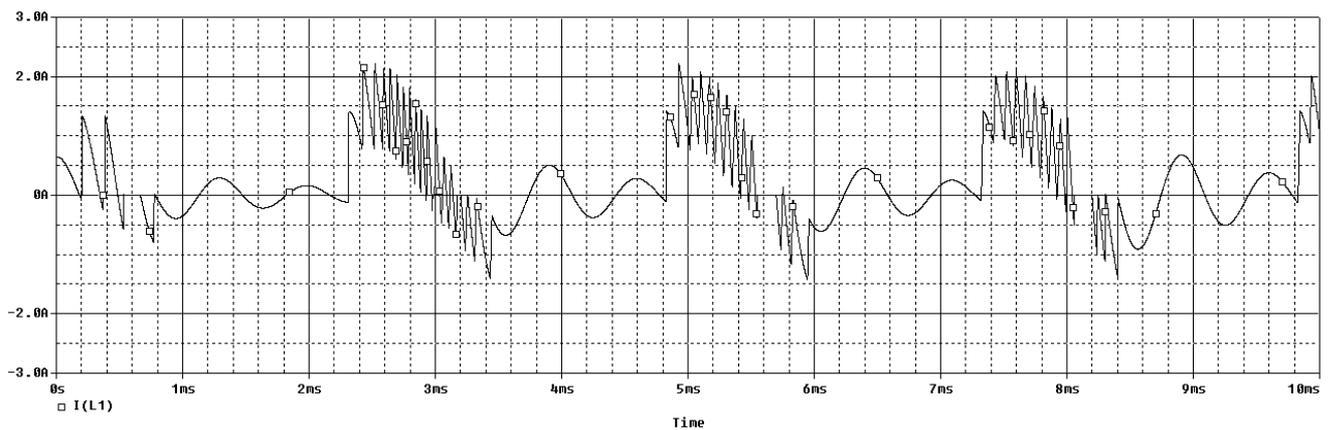


Рисунок 4.33 Выходной ток I1 первого инвертора при сбросе-набросе Епит

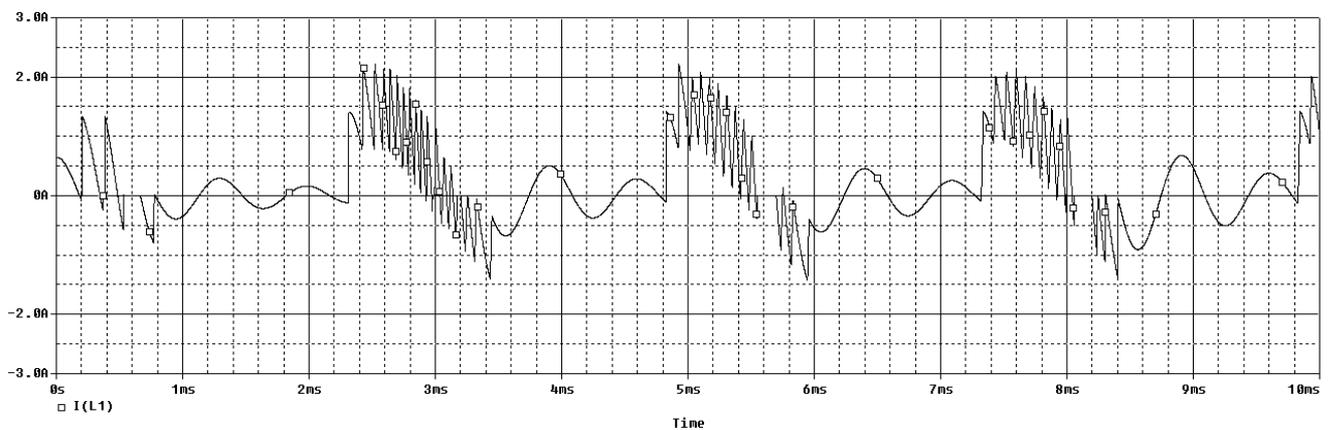


Рисунок 4.34 Выходной ток I2 второго инвертора при сбросе-набросе Епит

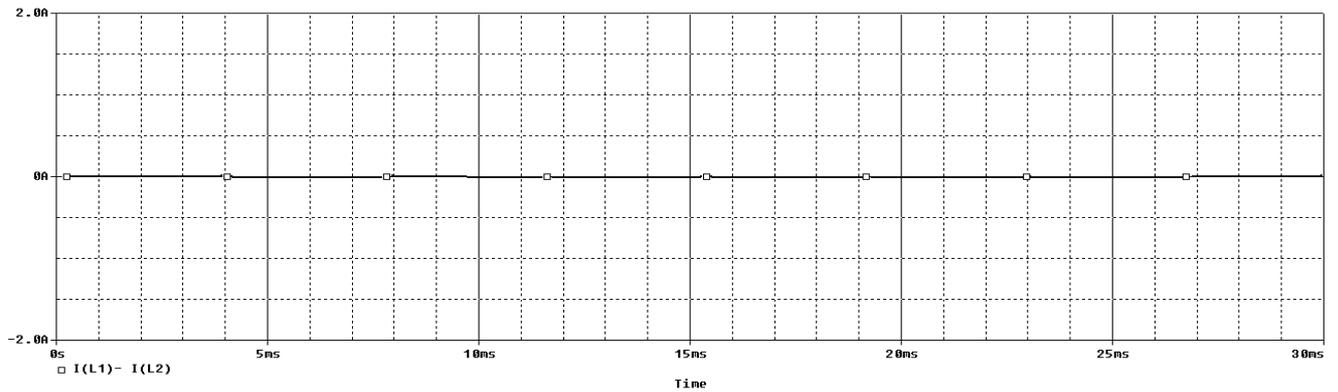


Рисунок 4.35 Разность выходных токов в режиме сброса-наброса Епит.

Выводы:

В однофазных инверторах в режиме управления по току при технологическом разбросе параметров в устройстве управления даже при введении компенсирующих связей между задающими генераторами выходные токи различаются по фазе, частоте и амплитуде. Формирование эквивалентной время-задающей цепи ЗГ обеспечивается тремя связями.

Показана необходимость введения двух дополнительных связей между устройствами управления. Для безопасного введения связей необходимы буферные каскады.

Таким образом для данного вида преобразователей для обеспечения равномерного токораспределения необходимы пять информационных связей.

Связи эффективны как в номинальном, так и в переходном и аварийном режимах.

Метод обеспечения параллельного включения трехфазных инверторов

В главе рассмотрена параллельная работа трехфазных инверторов как с управлением по напряжению, так и с управлением по току.

Трехфазная система электроснабжения может быть собрана из трех однофазных инверторных модулей, сфазированных между собой соответствующим образом. Выходное напряжение каждого модуля при этом является фазным. Выходы модулей объединяются в трехфазную систему в виде трех или четырех шин [78].

5.1. Параллельная работа задающих генераторов на основе мультивибратора и на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов

ЗГ на основе мультивибратора для трехфазных инверторов выполняются по той же структуре, что и для однофазных преобразователей. Но в их состав дополнительно входят фазовращатели, обеспечивающие фазовый сдвиг 120° (рисунки 5.1–5.2).

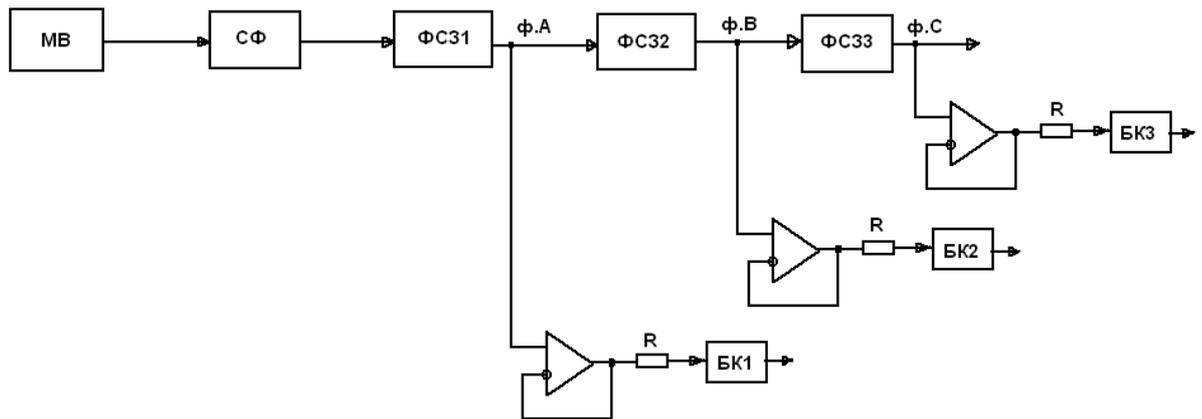


Рисунок 5.1. Функциональная схема трехфазного ЗГ на основе мультивибратора (МВ – мультивибратор, СФ – сглаживающий фильтр (ФНЧ), ФСЗ – фазо-сдвигающее звено, БК – буферный каскад, R – токоограничивающий резистор)

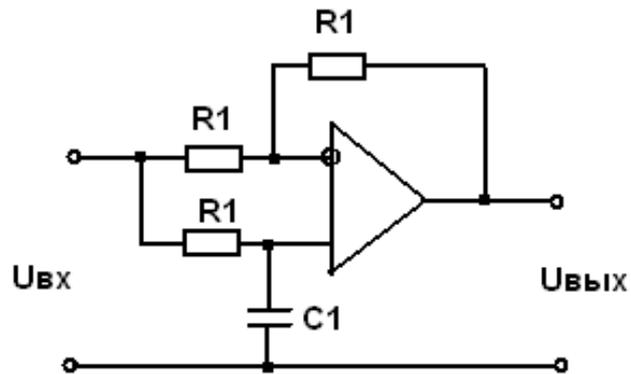


Рисунок 5.2. Схема фазовращателя

Передаточная функция ФСЗ имеет вид:

$$W(S) = \frac{U_{\text{вых}}(S)}{U_{\text{вх}}(S)} = \frac{1 - T1S}{1 + T1S} \quad (2.22)$$

где: $T1 = R1C1$ – постоянная времени звена.

Модуль комплексного коэффициента усиления [38]:

$$W(\omega) = |W(j\omega)| = 1$$

Следовательно, выходной сигнал СФ (ФНЧ) проходит через фазовращатель без изменения амплитуды и амплитудно-частотная характеристика данного звена не зависит от частоты (рисунок 5.3).

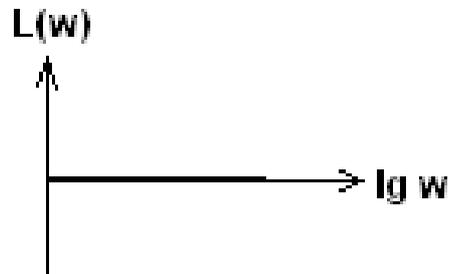


Рисунок 5.3. ЛАЧХ фазовращателя

Фазовращатель вносит отрицательный фазовый сдвиг φ выходного сигнала, изменяющийся от 0 до $-\pi$ в функции частоты (рисунок 5.4) [27]:

$$\varphi(\omega) = -2\arctg(\omega T_1) \quad (2.23)$$

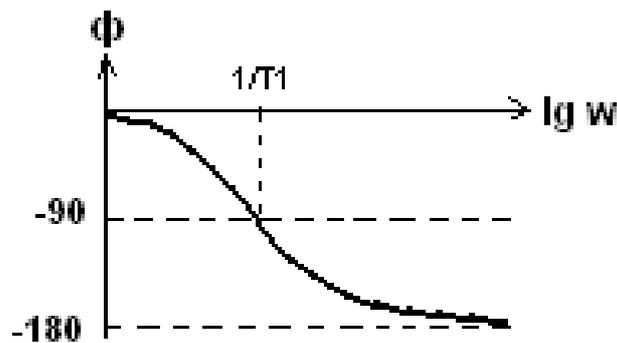


Рисунок 5.4. ЛФЧХ фазовращателя

Сдвиг между фазами A , B и C задающего генератора должен составлять 120° . Исходя из этого параметры R_1 и C_1 фазо-сдвигающего звена рассчитываются следующим образом.

Частота входного сигнала фазовращателя $\omega_0 = \frac{1}{RC}$. Здесь ω_0 – граница пропускания ФНЧ, а R и C – параметры ФНЧ (см. п.2.1).

Из формулы (2.23) получим:

$$\varphi(\omega_0) = -2\text{arctg}(\omega_0 T1)$$

$$-120^\circ = -2\text{arctg}(\omega_0 T1)$$

$$\text{arctg}(\omega_0 T1) = 60^\circ \Rightarrow$$

$$T1 = \frac{\text{tg} 60^\circ}{\omega_0} = RC \times \text{tg} 60^\circ$$

Таким образом:

$$R1C1 = RC \times \text{tg} 60^\circ \quad (2.24)$$

В таком 3Г разброс параметров может быть не только у МВ и ФНЧ, но и у фазовращателей. В связи с этим необходимо введение шести объединяющих связей между генераторами (рисунок 5.5). Эти связи обеспечивают параллельную работу 3Г с эквивалентной частотой, фазой и амплитудой.

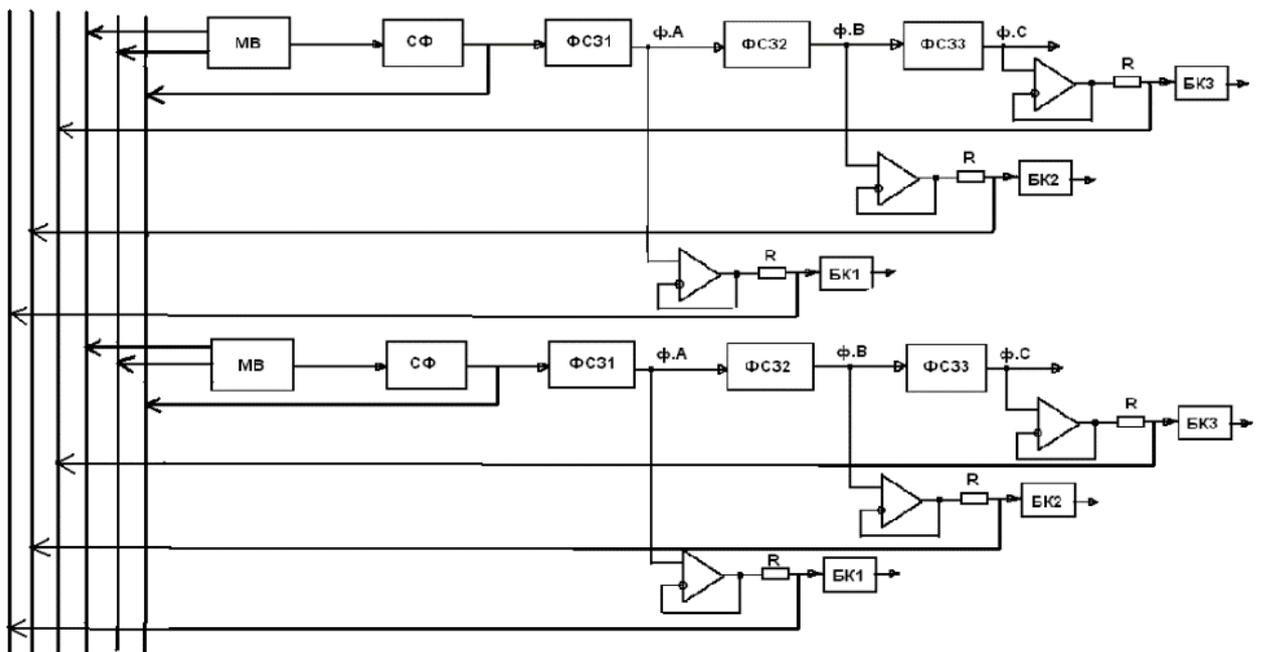


Рисунок 5.5. Структурная схема параллельно работающих 3Г на основе МВ для трехфазных инверторов

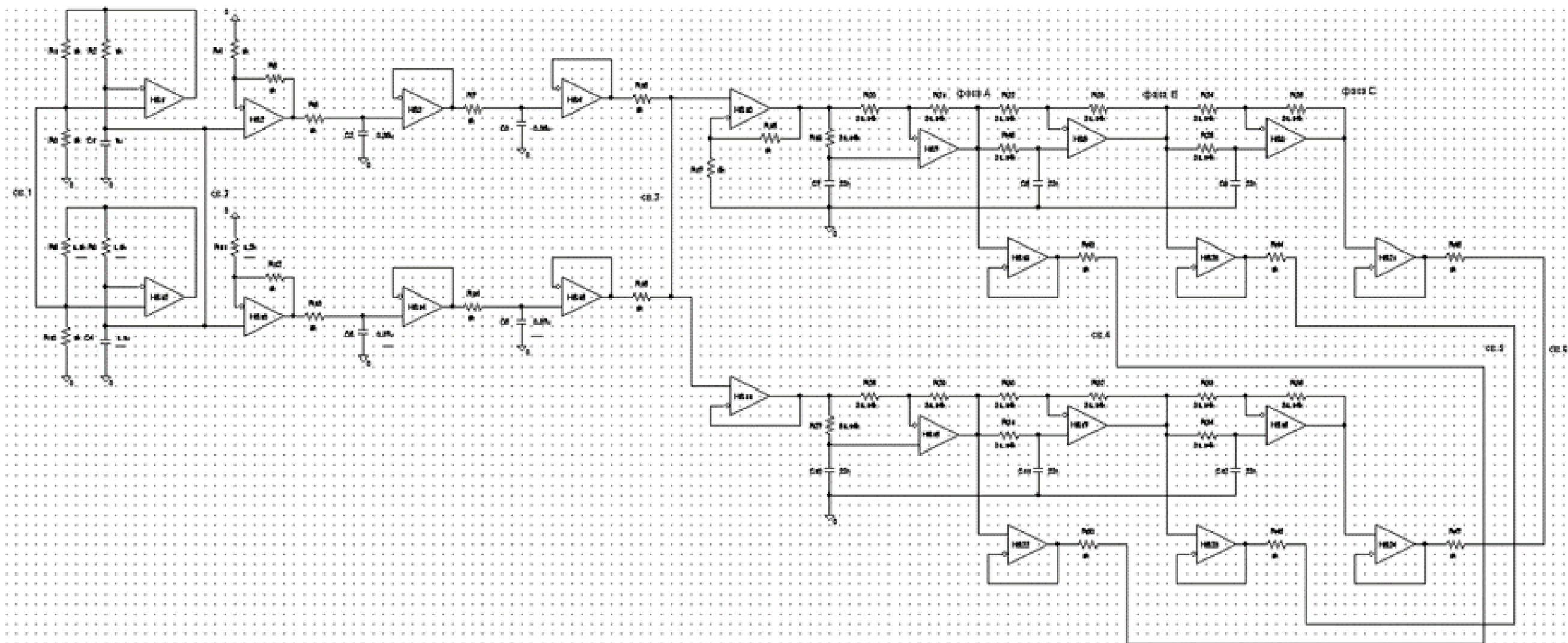


Рисунок 5.6. Параллельно работающие трехфазные ЗГ с синхронизирующими связями

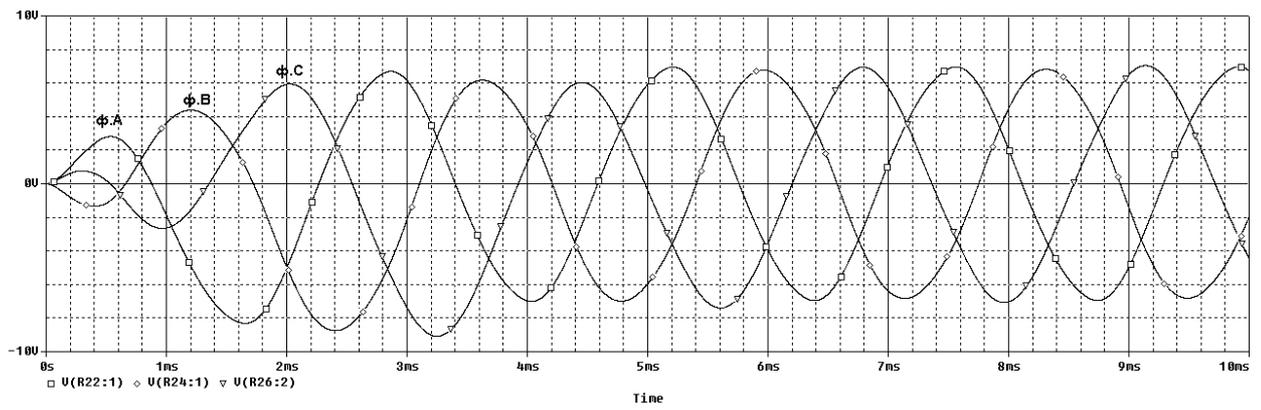


Рисунок 5.7. Фазы А, В и С генераторов

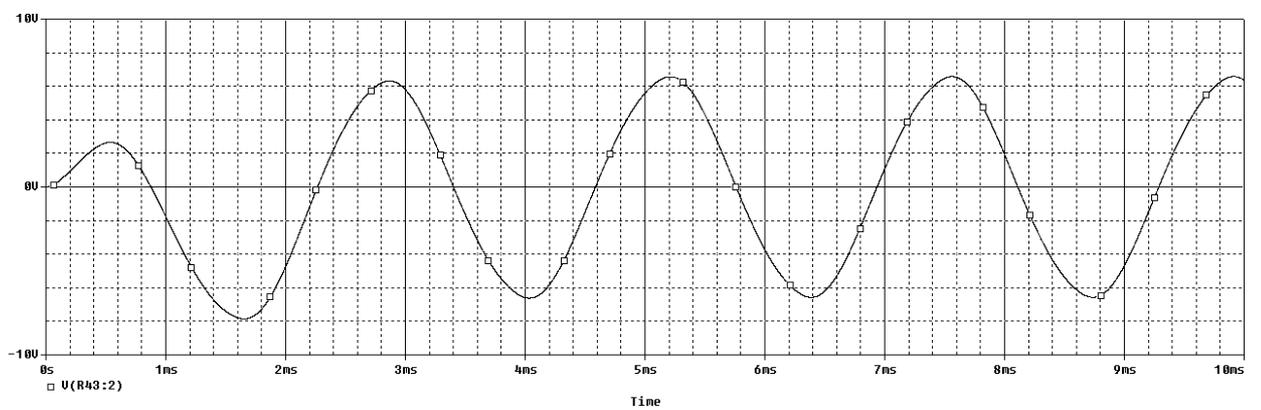


Рисунок 5.8а. Напряжения на выходах ЗГ после введения объединяющих связей (фазы А)

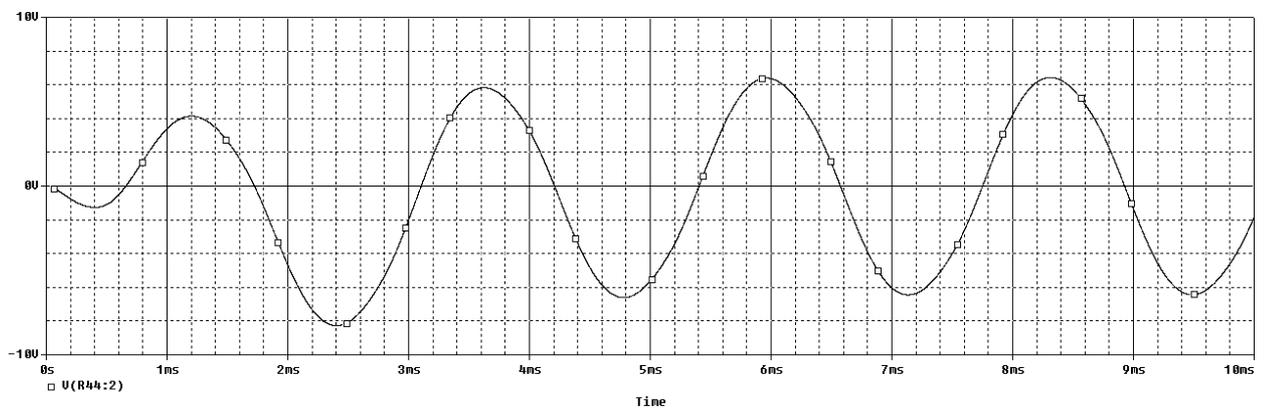


Рисунок 5.8б. Напряжения на выходах ЗГ после введения объединяющих связей (фазы В)

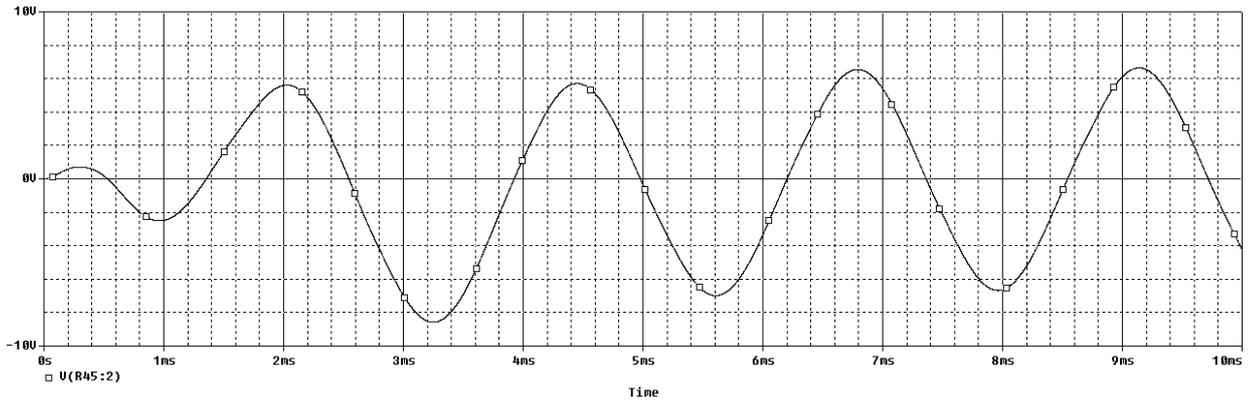


Рисунок 5.9в Напряжения на выходах ЗГ после введения объединяющих связей (фазы С)

На рисунке 5.10 представлена схема параллельно соединенных ЗГ на основе полосового фильтра для трехфазных преобразователей. Такие ЗГ имеют разброс параметров не только во времязадающих цепях, но и в фазовращателях, аналогично генератору на мультивибраторах.

Было показано, что для ЗГ на основе полосового фильтра для однофазных инверторов необходимы три компенсирующие связи. Следовательно для трехфазных преобразователей таких связей надо ввести пять (две дополнительные связи необходимы для синхронизации фаз В и С). Они будут обеспечивать параллельную работу ЗГ с общей частотой, фазой и амплитудой (рисунки 5.11–5.14).

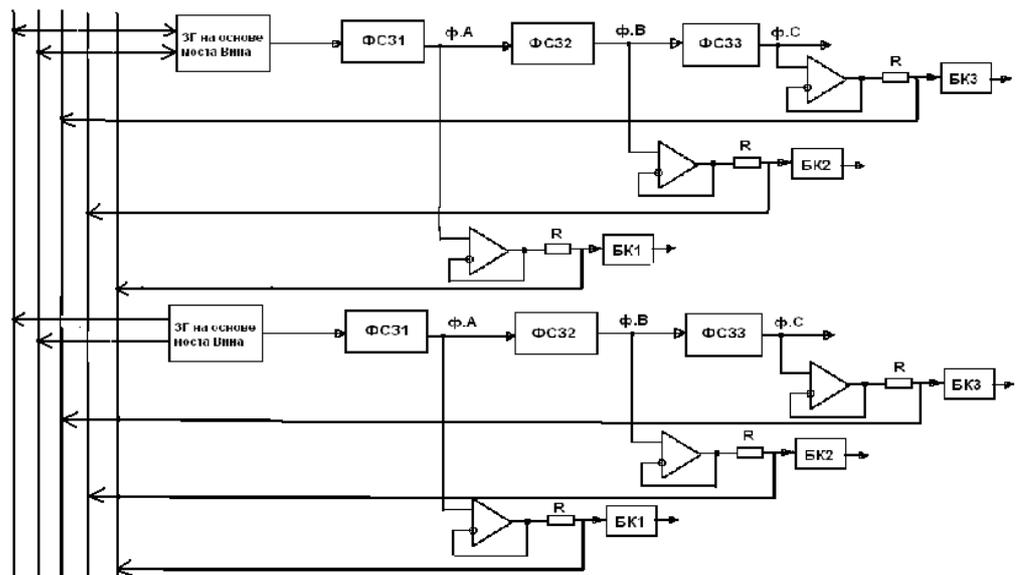


Рисунок 5.10. Структурная схема параллельно работающих ЗГ на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов

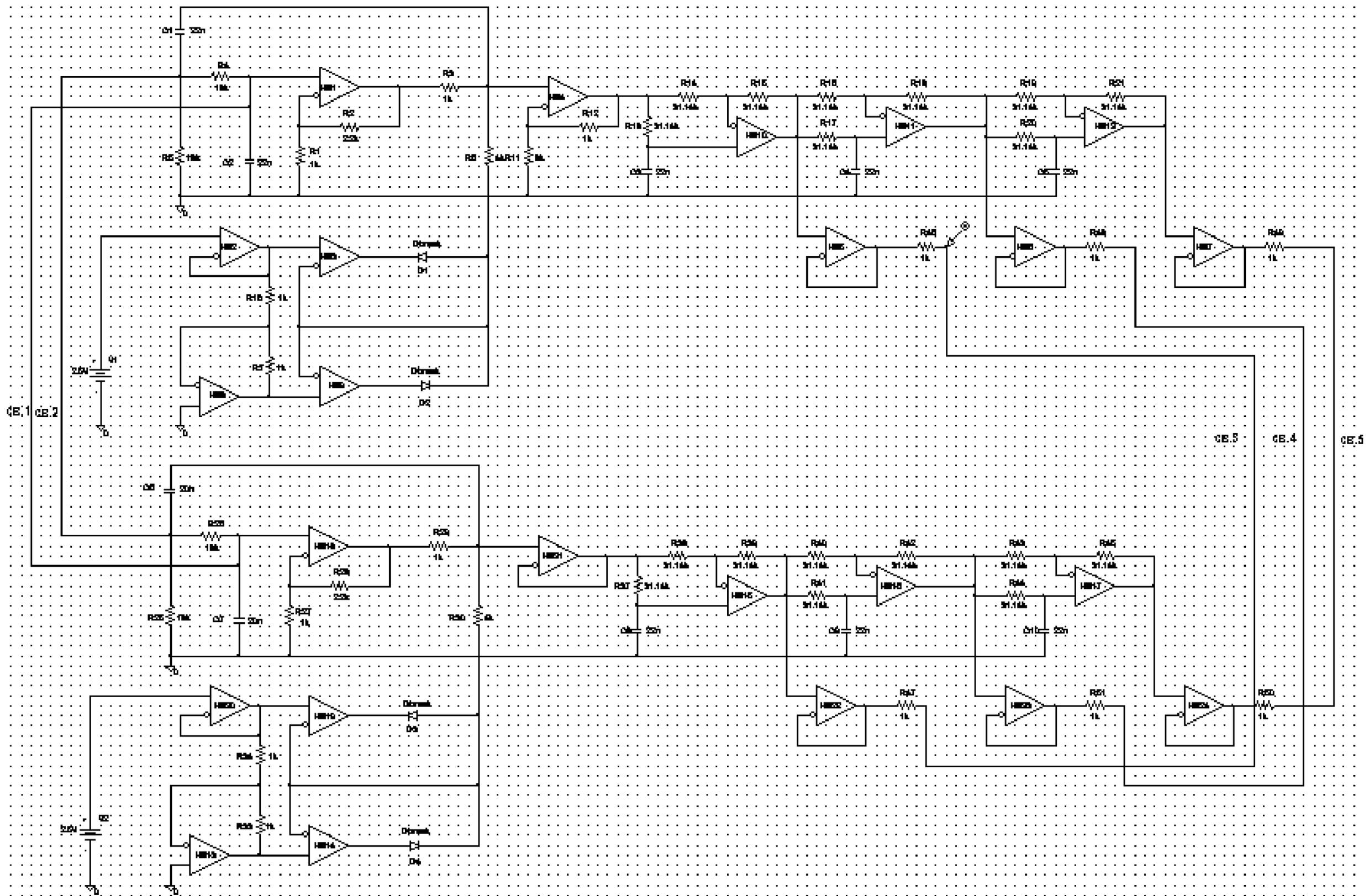


Рисунок 5.11. Параллельно работающие ЗГ на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов с объединяющими связями

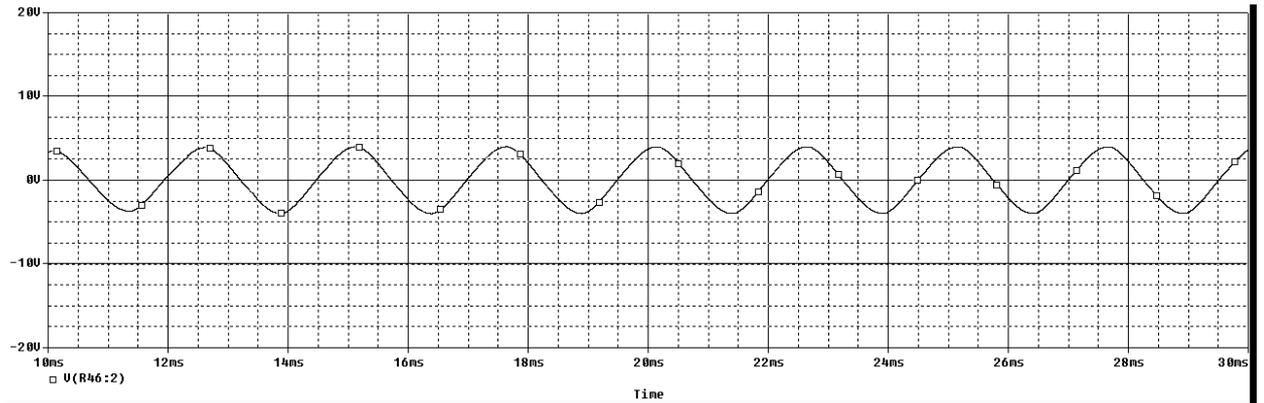


Рисунок 5.12. Напряжение на выходе ЗГ после введения объединяющих связей (фаза A)

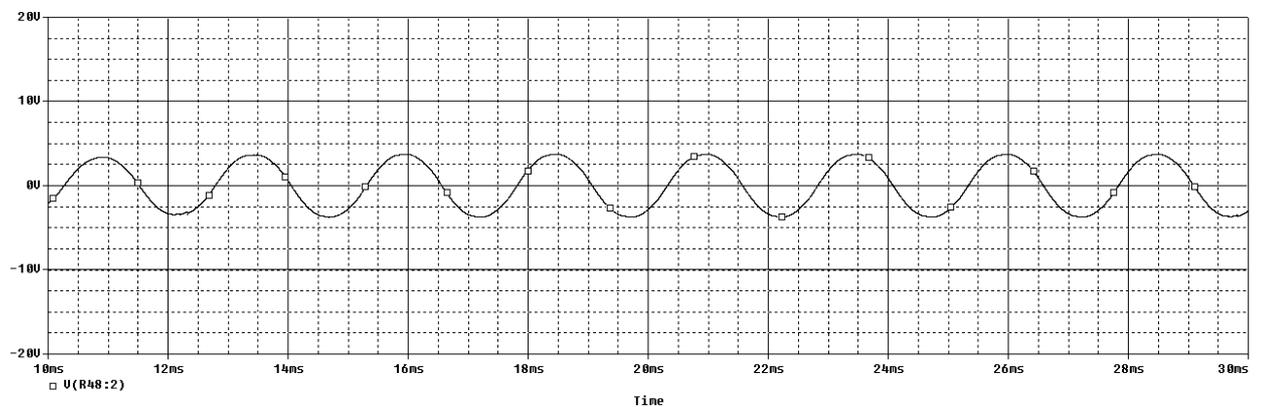


Рисунок 5.13. Напряжение на выходе ЗГ после введения объединяющих связей (фаза B)

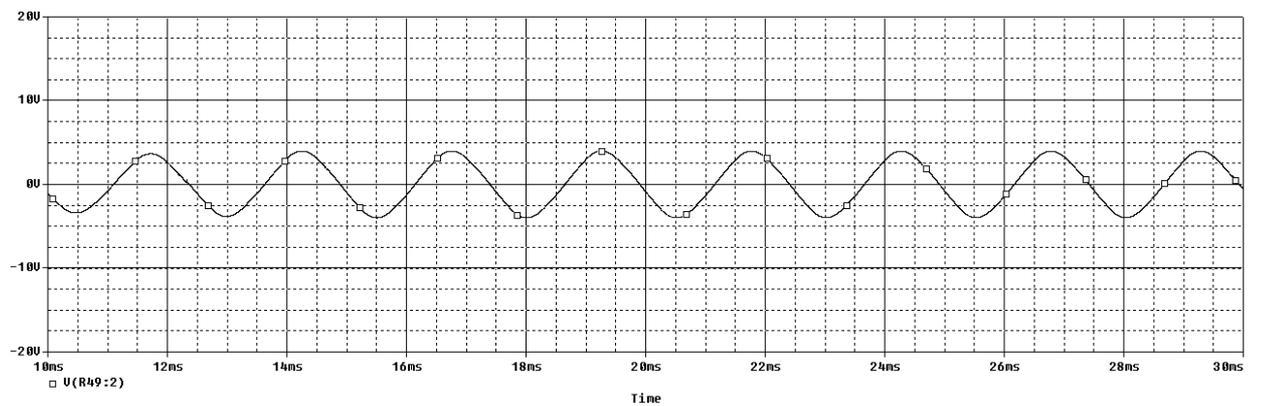


Рисунок 5.14. Напряжение на выходе ЗГ после введения объединяющих связей (фаза C)

5.2 Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по напряжению в номинальном режиме

Для обеспечения равномерного распределения токов в трехфазных инверторах используются те же принципы что и для однофазных инверторов.

На рисунке 5.15 представлена схема модели параллельно включенных трехфазных инверторов в режиме управления по напряжению.

В качестве ЗГ используется генератор на основе полосового фильтра.

При объединенных ЗГ (способ обеспечения параллельной работы генераторов на основе полосового фильтра для трехфазных инверторов рассмотрен в главе 2) и отсутствии технологических разбросов параметров устройств управления (УУ) токи нагрузки фаз *A*, *B* и *C* синхронизированы по фазе, частоте и амплитуде (рисунки 5.16–5.18).

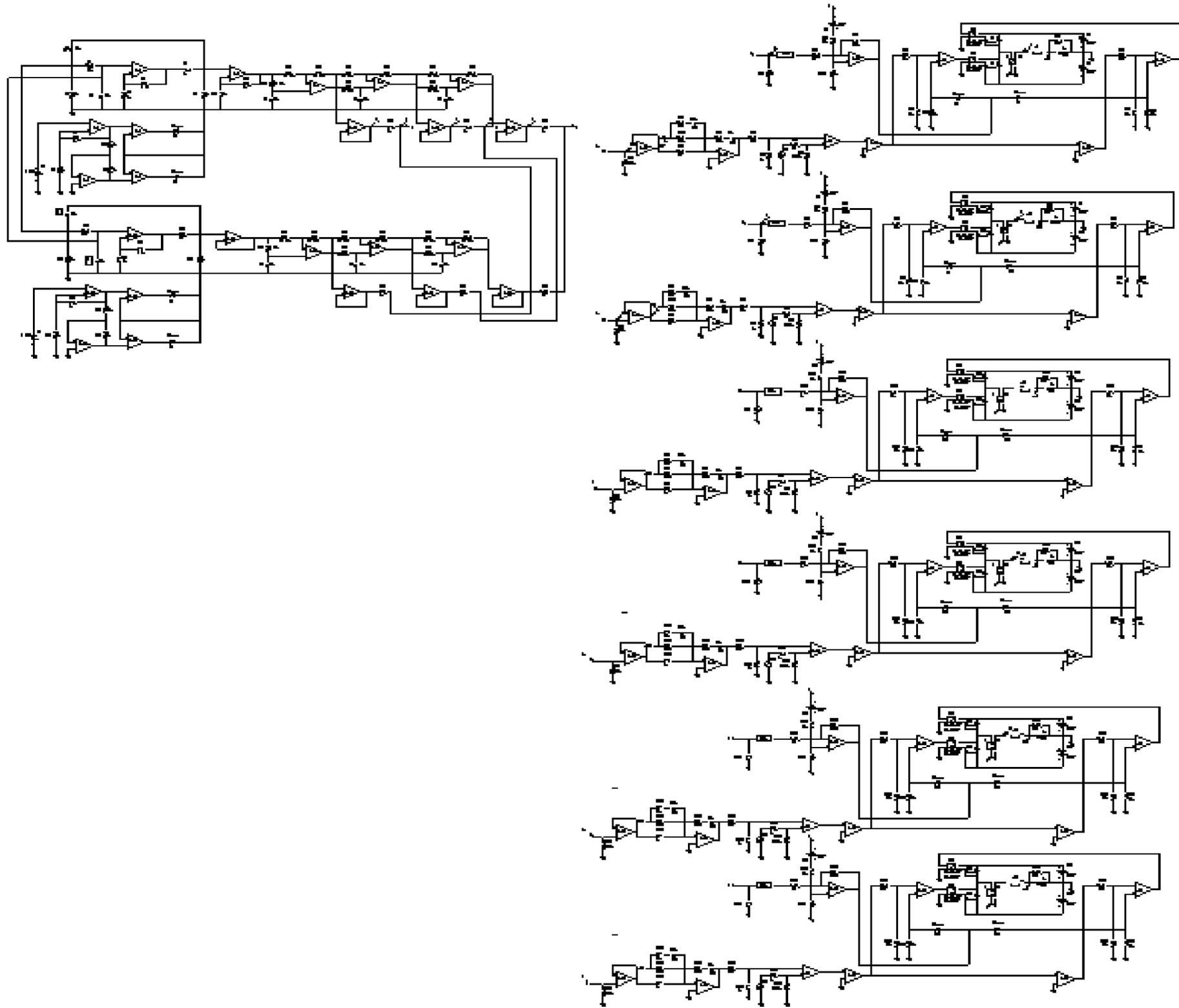


Рисунок 5.15 Схема модели параллельно работающих трехфазных инверторов с управлением по напряжению

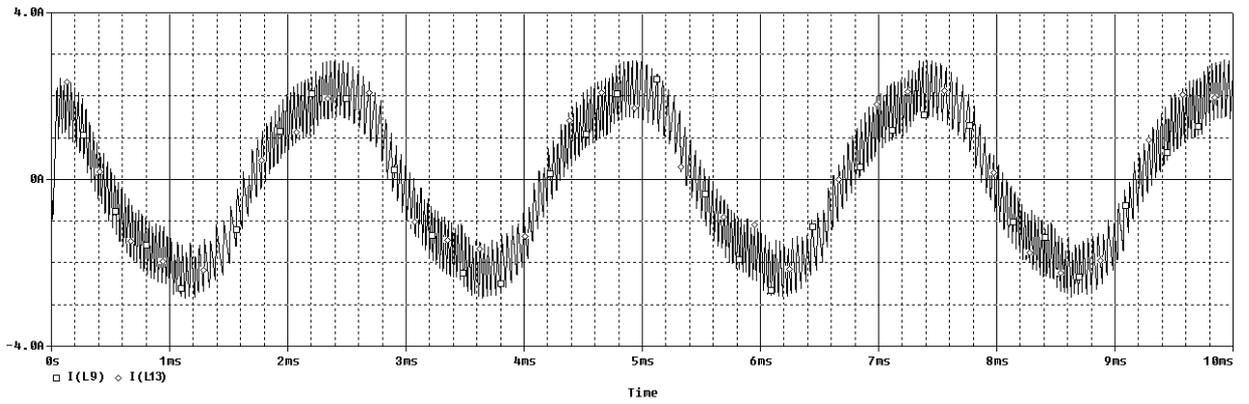


Рисунок 5.16 Выходные токи инверторов (фазы А) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

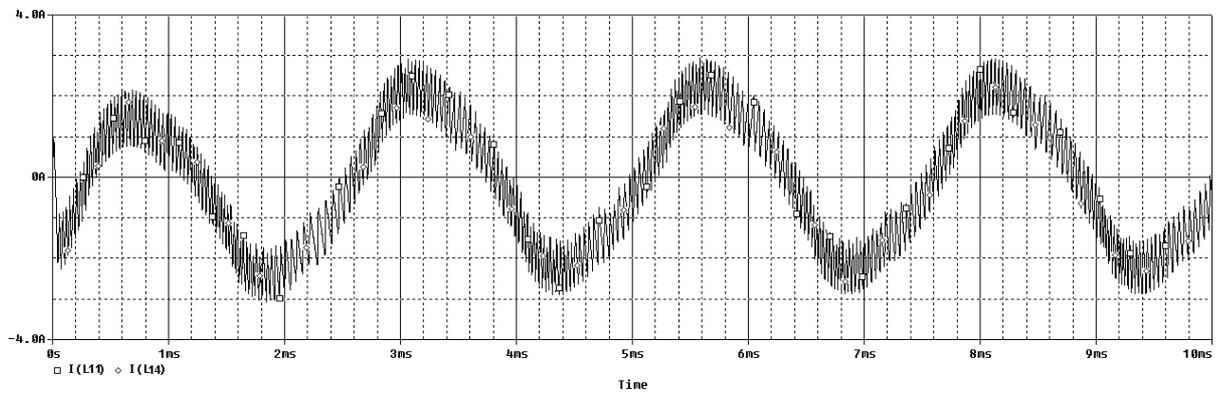


Рисунок 5.17 Выходные токи инверторов (фазы В) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

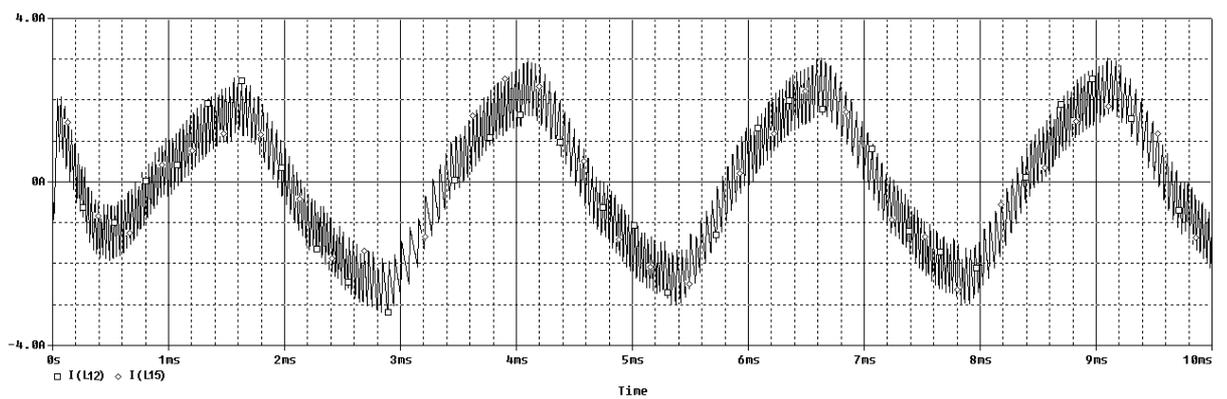


Рисунок 5.18 Выходные токи инверторов (фазы С) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

При разбросе параметров в устройствах управления (УУ) инверторов между токами фаз появляется значительный разброс (рисунок 5.20).

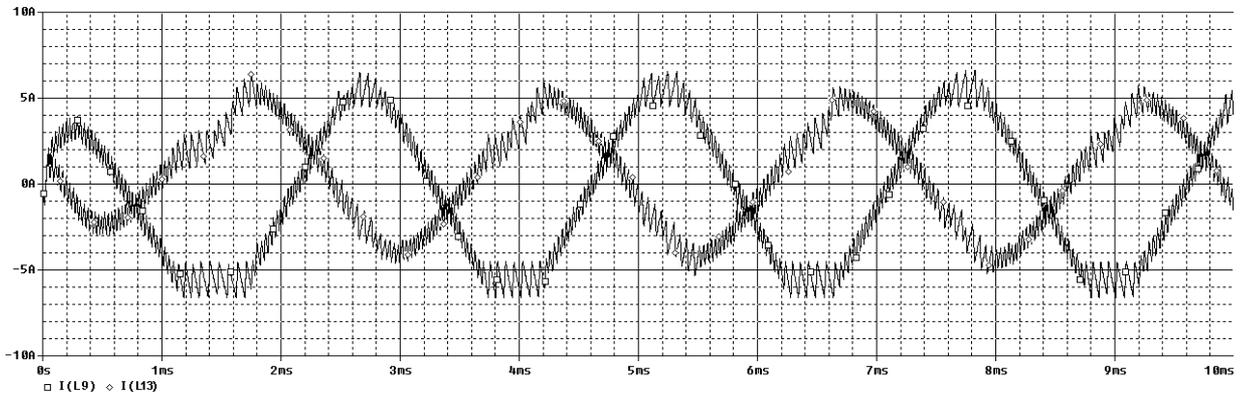


Рисунок 5.20 Выходные токи инверторов (фазы А) при объединенных ЗГ и разбросе параметров УУ

На основании результатов, полученных в главе 3 при рассмотрении параллельной работы однофазных инверторов с управлением по напряжению, введем дополнительно связи, компенсирующие разброс ДВН и ШИМ преобразователей (рисунок 5.21). Из результатов ИКМ видно, что связи эффективны и для трехфазных инверторов (рисунки 5.22–5.24).

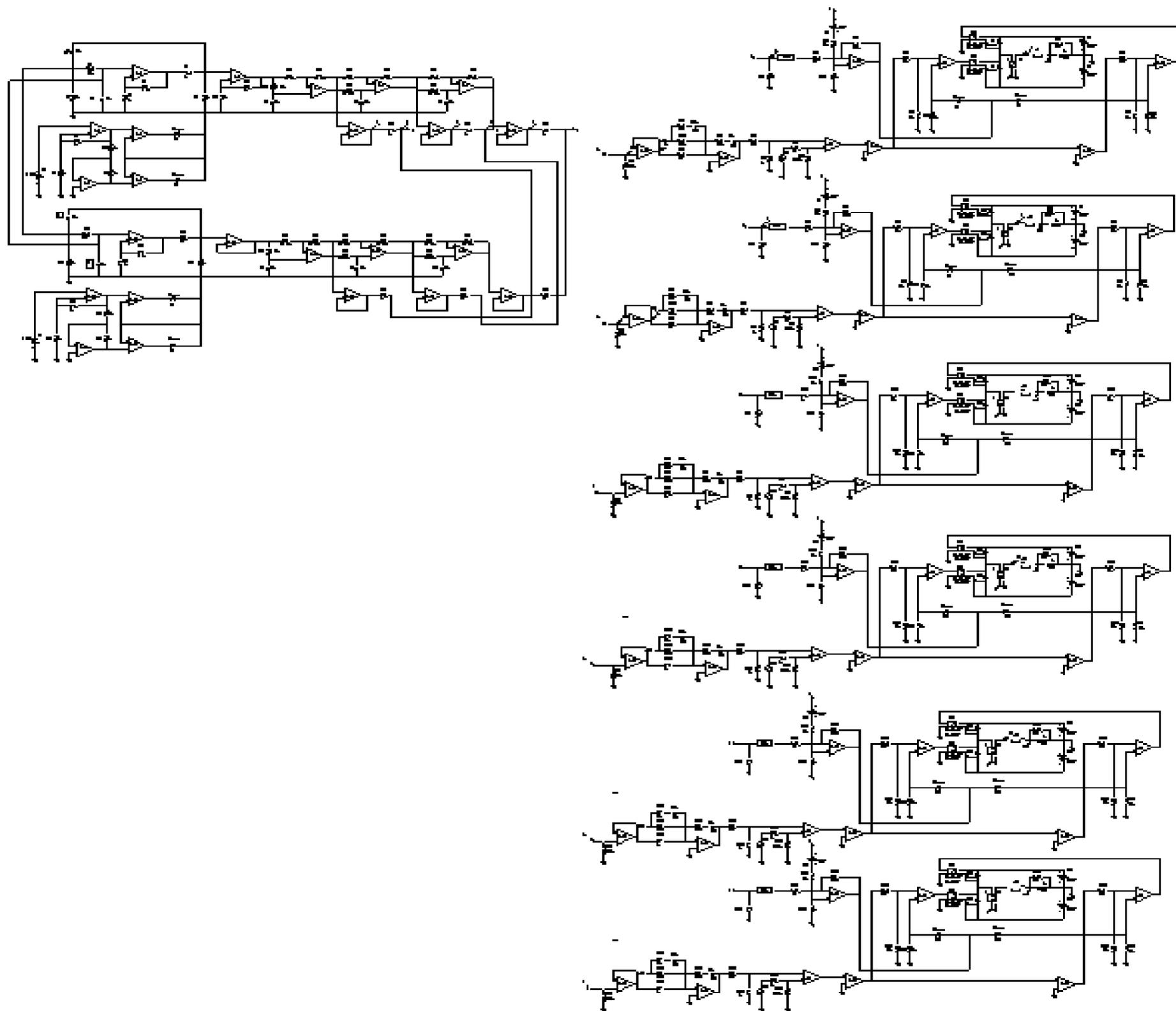


Рисунок 5.21 Схема модели параллельно работающих трехфазных инверторов с управлением по напряжению

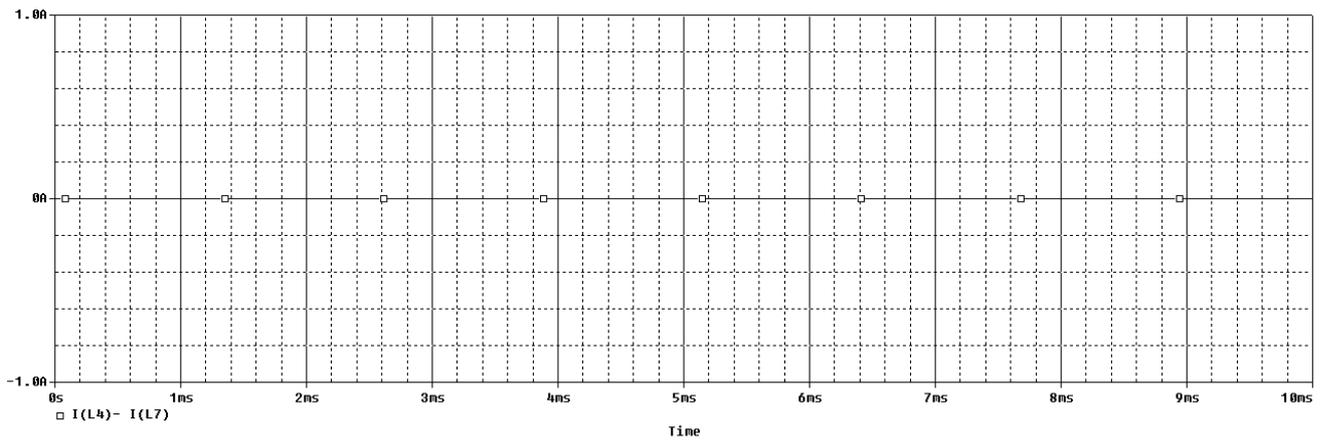


Рисунок 5.22 Разность токов фаз А инверторов

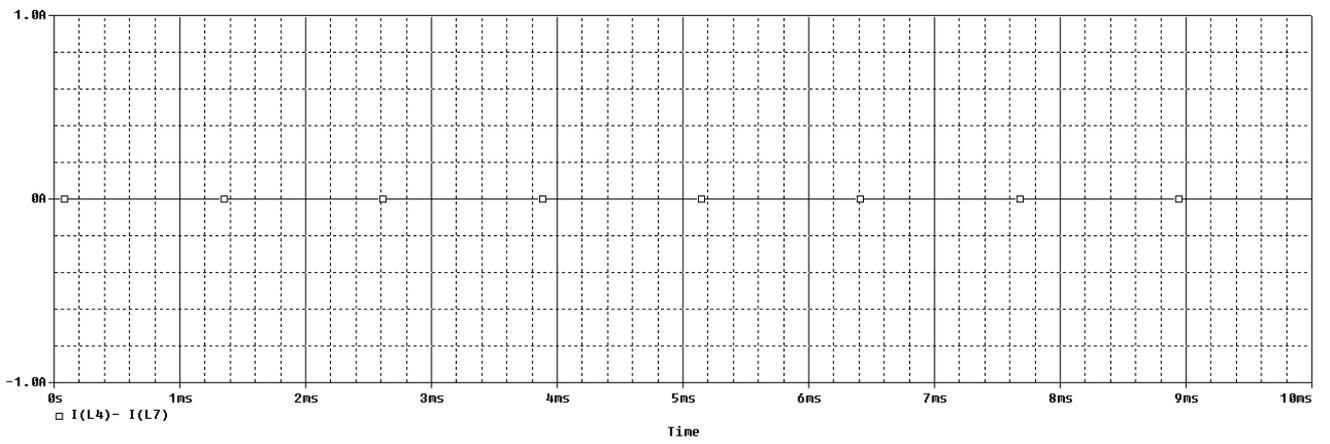


Рисунок 5.23 Разность токов фаз В инверторов

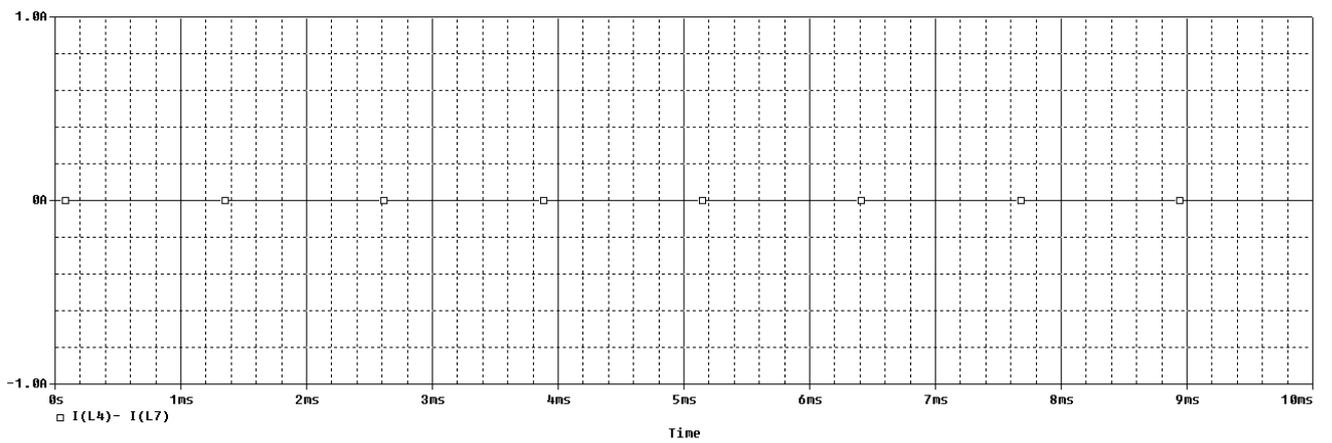


Рисунок 5.24 Разность токов фаз С инверторов

Следует иметь в виду, что рассматривалась работа параллельно включенных инверторов с симметричной нагрузкой фаз. Но возможны случаи, когда нагрузка несимметрична и сопротивления фаз различны. Например номиналы резисторов R_{67} и R_{86} (см. рисунок 5.21).

Компьютерное моделирование показало, что предложенный метод обеспечения равномерного токораспределения в трехфазных инверторах эффективен как в режиме с симметричной нагрузкой, так и с несимметричной (рисунок 5.25).

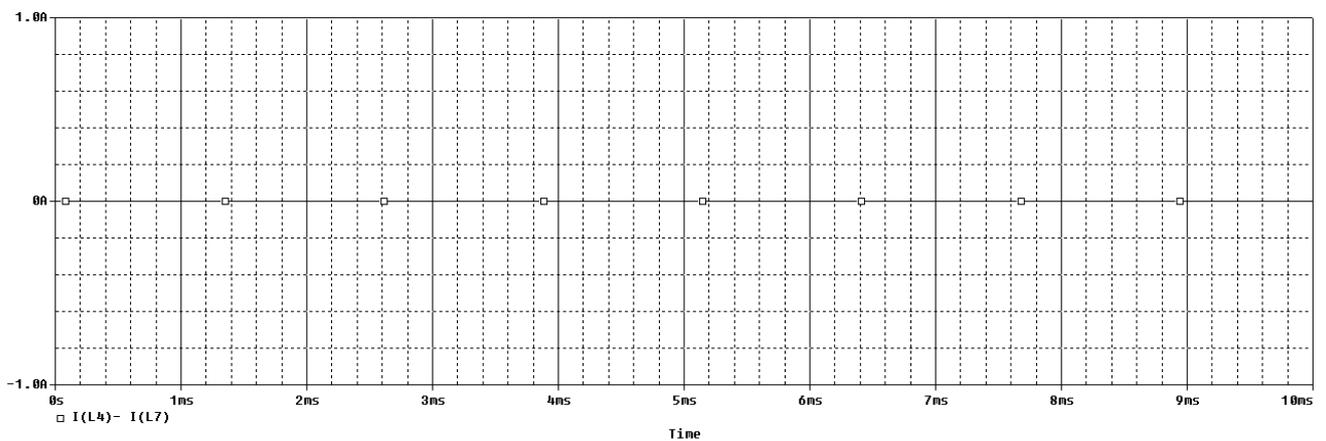


Рисунок 5.25 Разность токов фаз A инверторов при несимметричной нагрузке фаз

5.3 Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по напряжению в аварийном и переходном режимах

Отличительной особенностью трехфазных преобразователей от однофазных является то, что у трехфазных инверторов возможно несколько видов короткого замыкания:

- короткое замыкание на землю одной фазы;
- короткое замыкание на землю двух фаз;
- межфазное короткое замыкание.

Для имитации короткого замыкания на землю двух фаз примем резистор $R67$ первого инвертора и резистор $R106$ второго инвертора равными 1 Ом (см. рисунок 5.21).

Схема параллельно работающих инверторов с управлением по напряжению в режиме межфазного короткого замыкания представлена на рисунке 5.26.

Информационные связи, введенные между инверторами, обеспечивают равномерное распределение токов при всех видах короткого замыкания (рисунки 5.27–5.29).

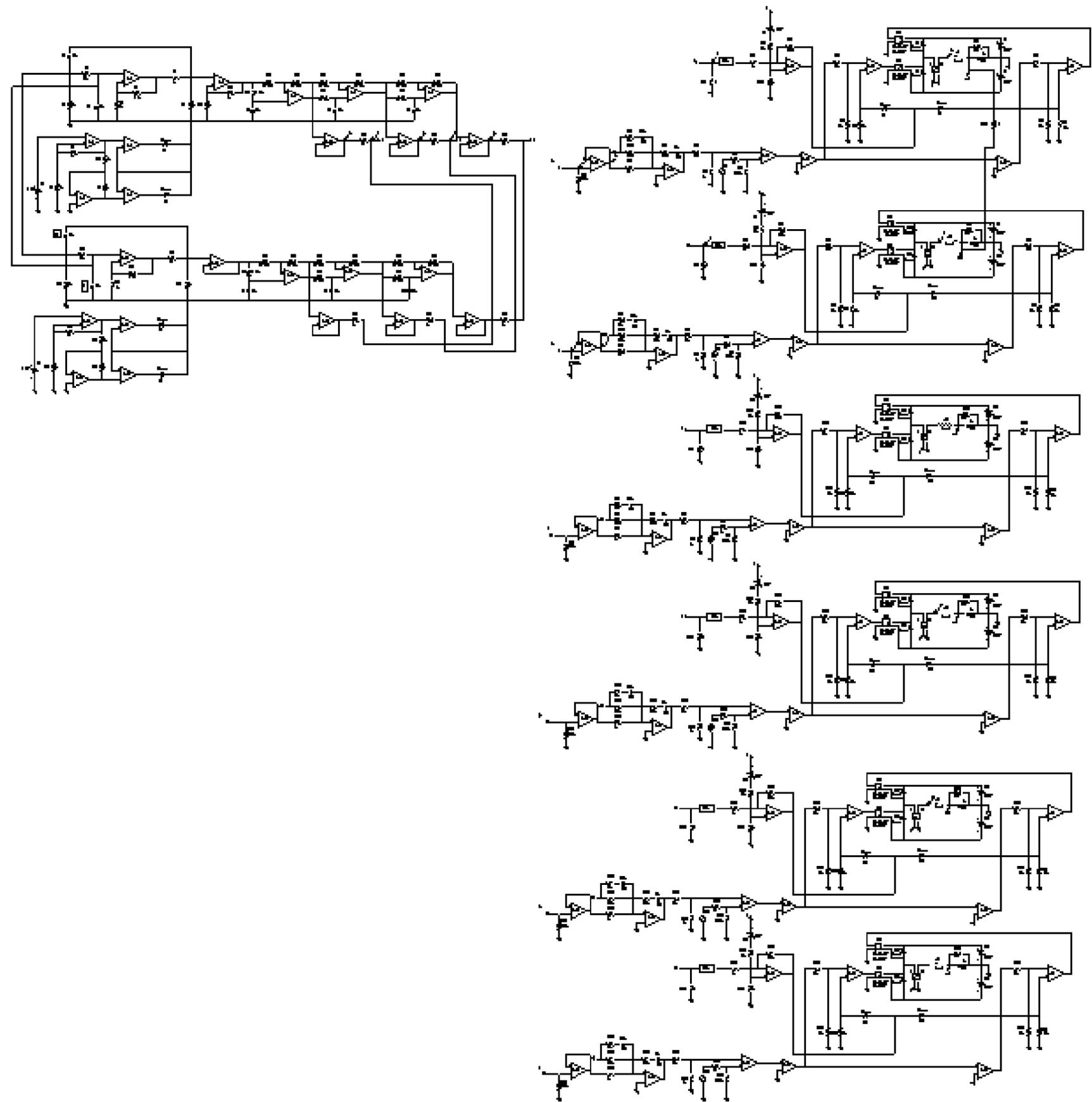


Рисунок 5.26 Схема модели параллельно работающих трехфазных инверторов с управлением по напряжению в режиме межфазного к.з.

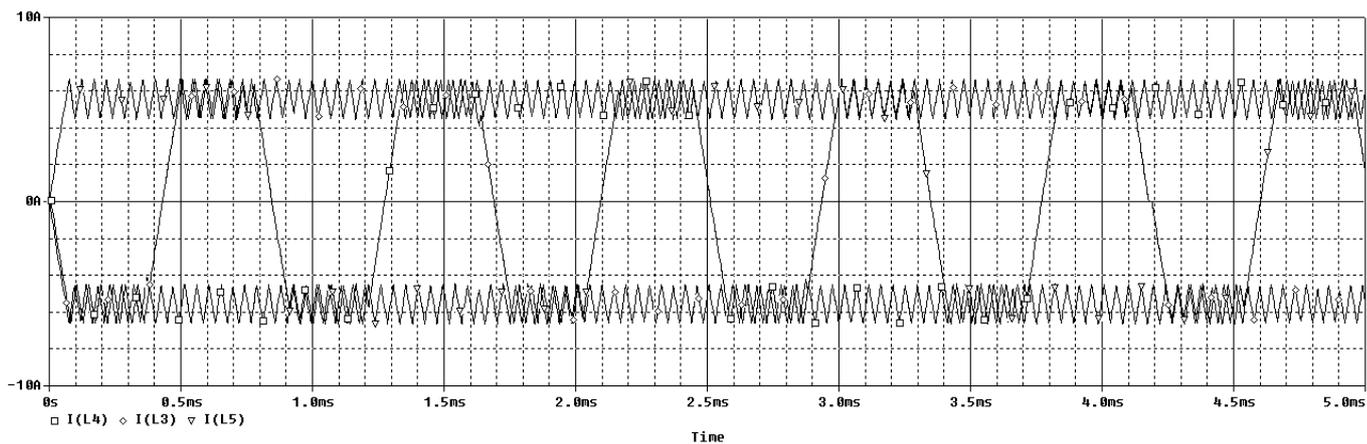


Рисунок 5.27 Фазы A, B и C первого инвертора при к.з. на землю двух фаз второго инвертора

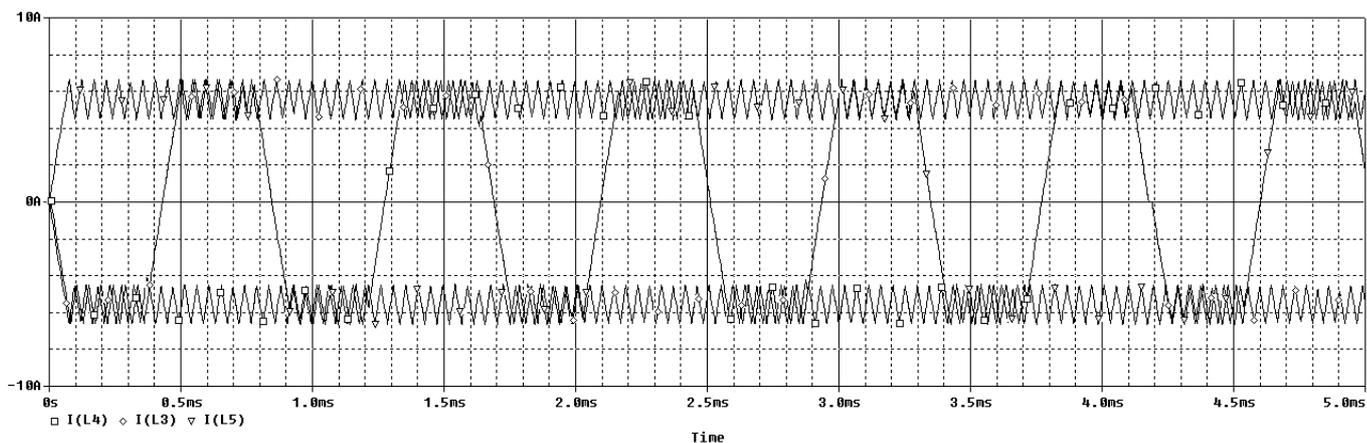


Рисунок 5.28 Фазы A, B и C второго инвертора при к.з. на землю двух фаз

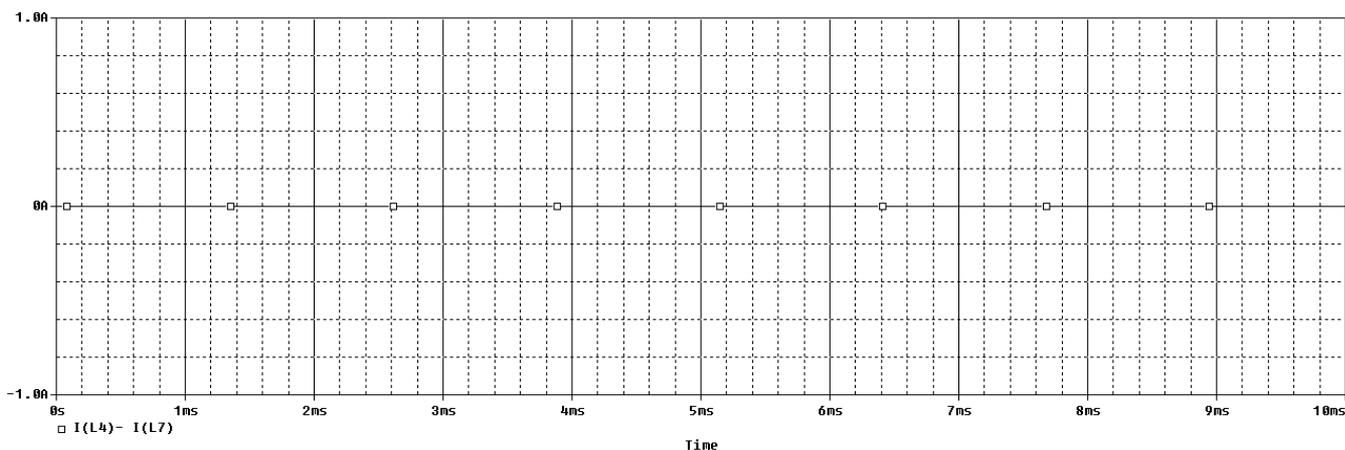


Рисунок 5.29 Разность токов фаз A инверторов при к.з.на землю двух фаз

5.4 Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по току в номинальном режиме

На рисунке 5.30 представлена принципиальная схема параллельно включенных трехфазных инверторов в режиме управления по току.

При объединенных ЗГ и отсутствии технологических разбросов параметров устройств управления (УУ) токи фаз *A*, *B* и *C* нагрузки синхронизированы по фазе, частоте и амплитуде (рисунки 5.31–5.33).

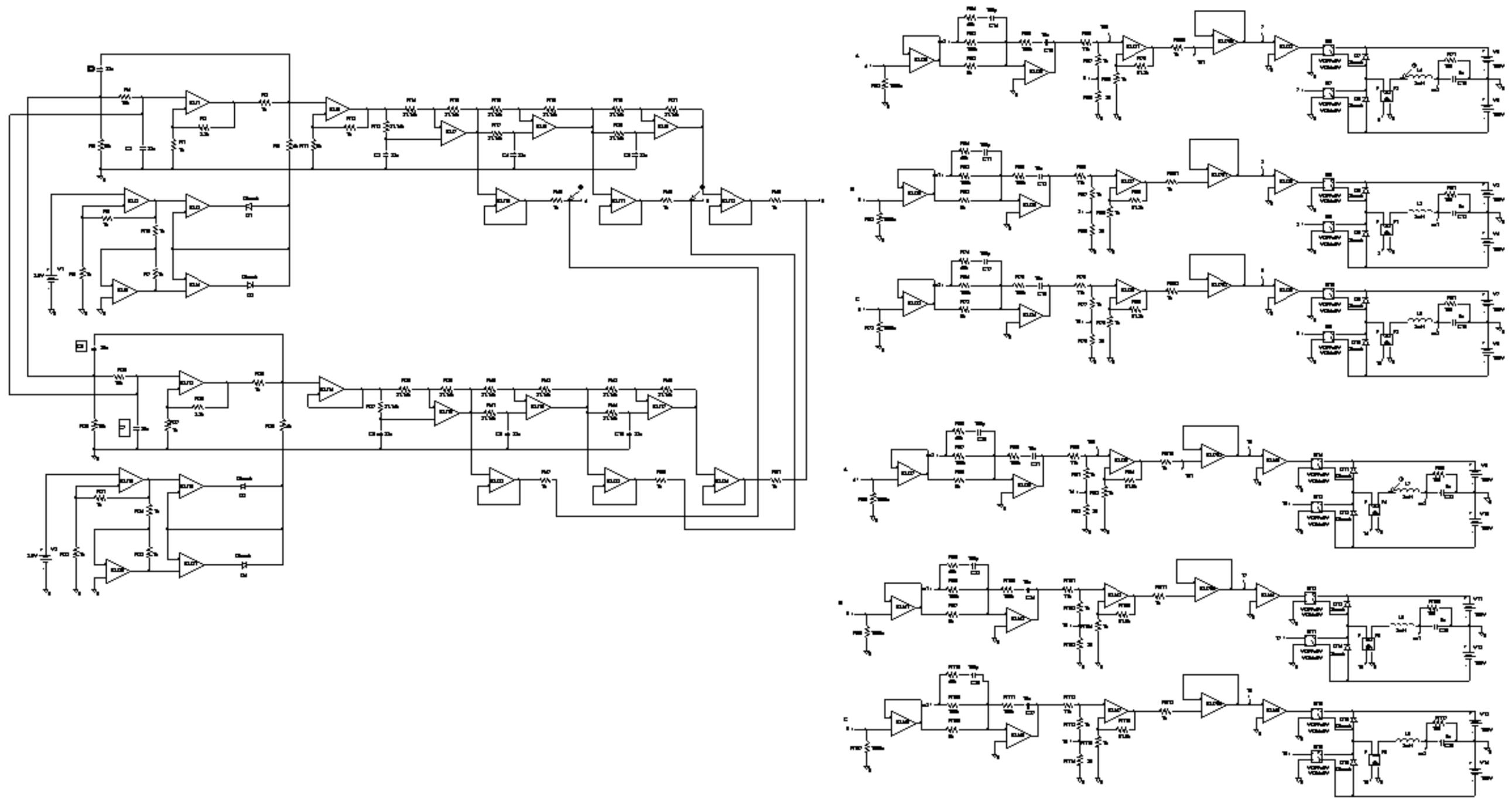


Рисунок 5.30 Схема модели параллельно работающих трехфазных инверторов с управлением по току

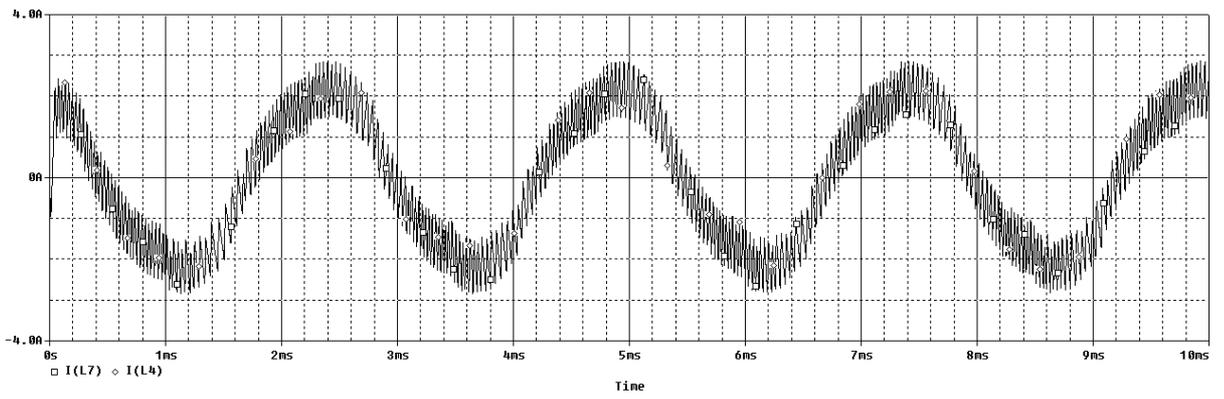


Рисунок 5.31 Выходные токи инверторов (фазы A) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

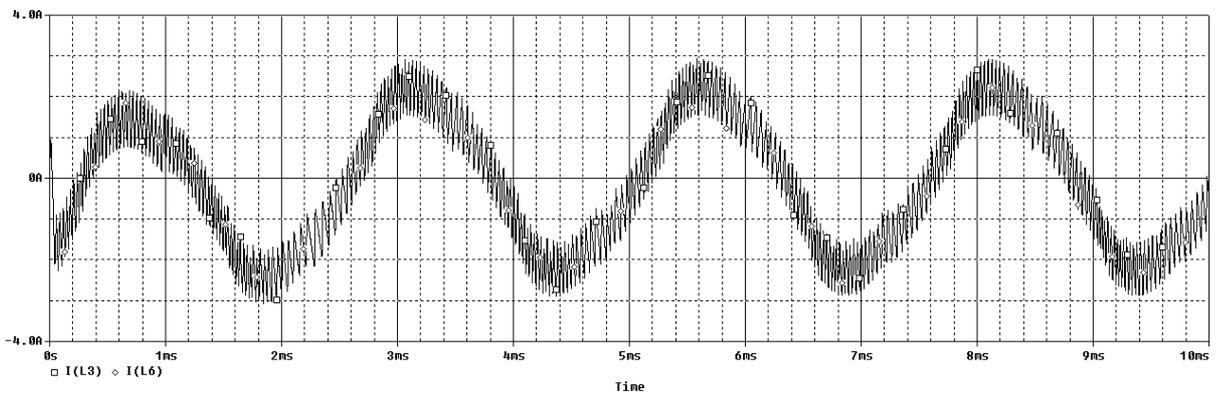


Рисунок 5.32 Выходные токи инверторов (фазы B) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

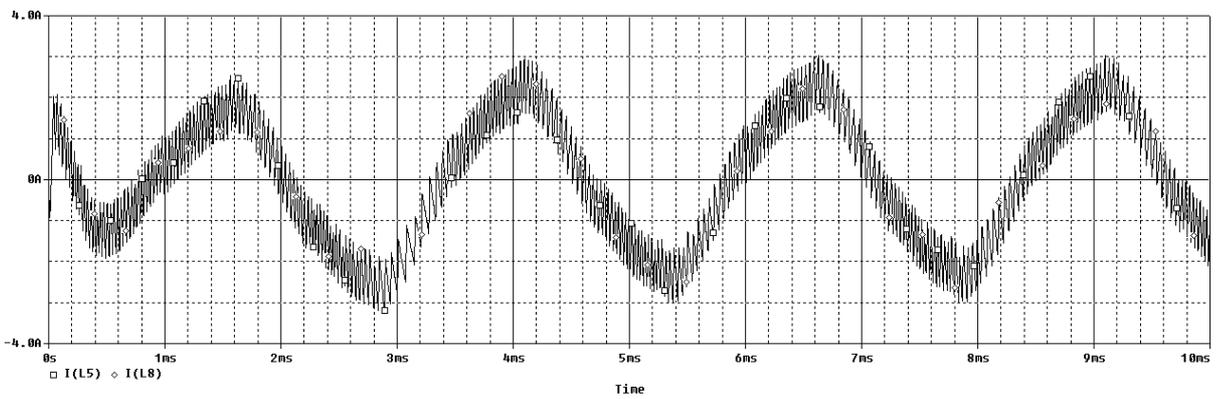


Рисунок 5.33 Выходные токи инверторов (фазы C) при объединенных ЗГ и отсутствии разбросов параметров УУ

При разбросе параметров в УУ инверторов между токами фаз появляется значительный разброс, исключить который можно только введением объединяющих связей между реле и ДВН преобразователей. Связи эффективны и при несимметричной нагрузке фаз инверторов (рисунки 5.34–5.37).

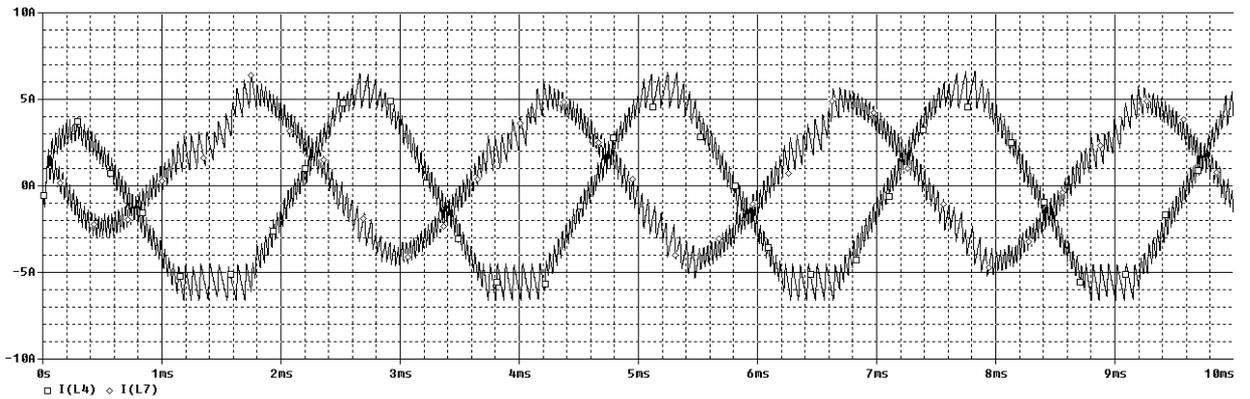


Рисунок 5.34 Выходные токи инверторов (фазы А) при объединенных ЗГ и разбросе параметров УУ

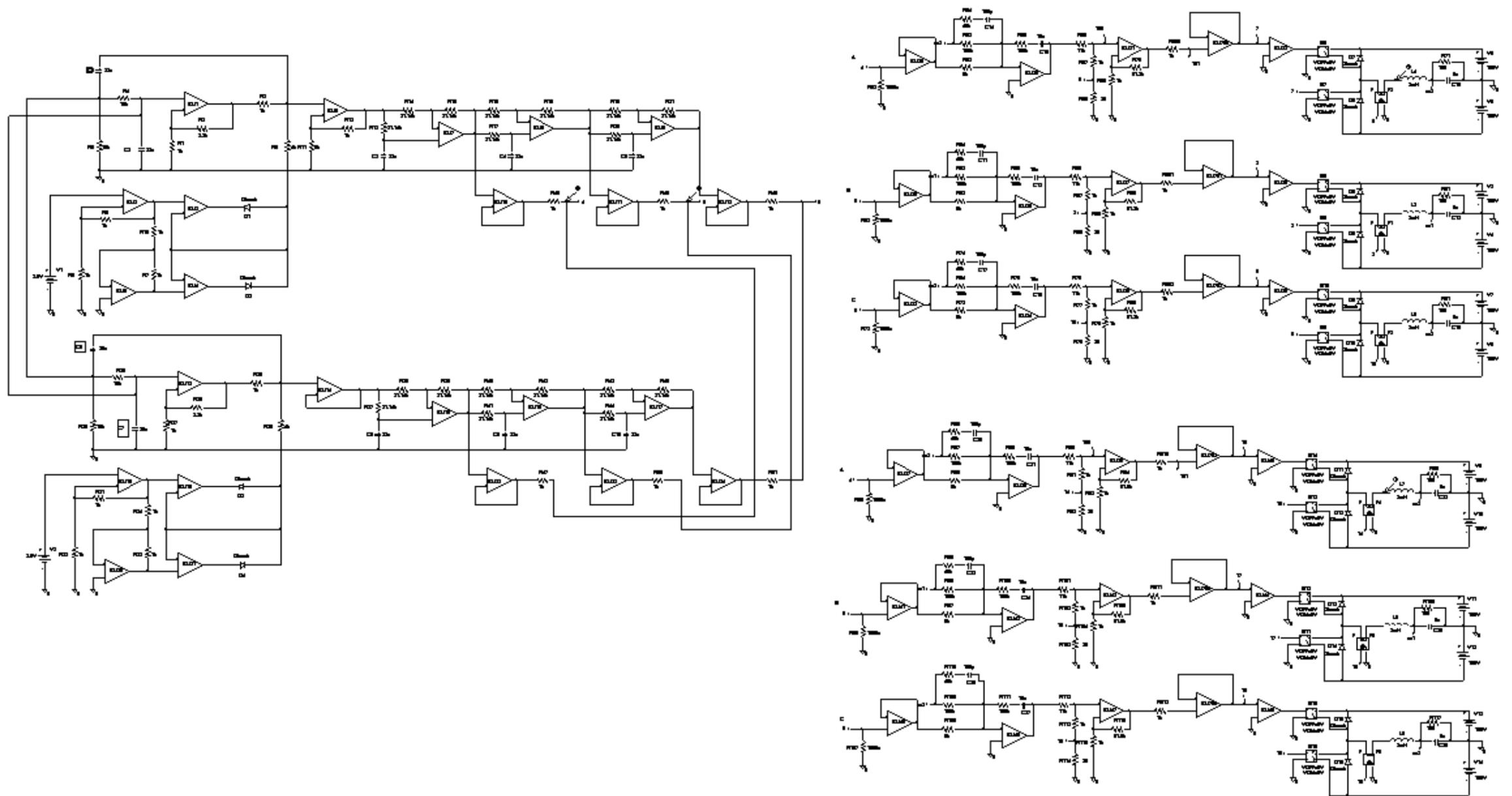


Рисунок 5.35 Схема модели параллельно работающих трехфазных инверторов с управлением по току

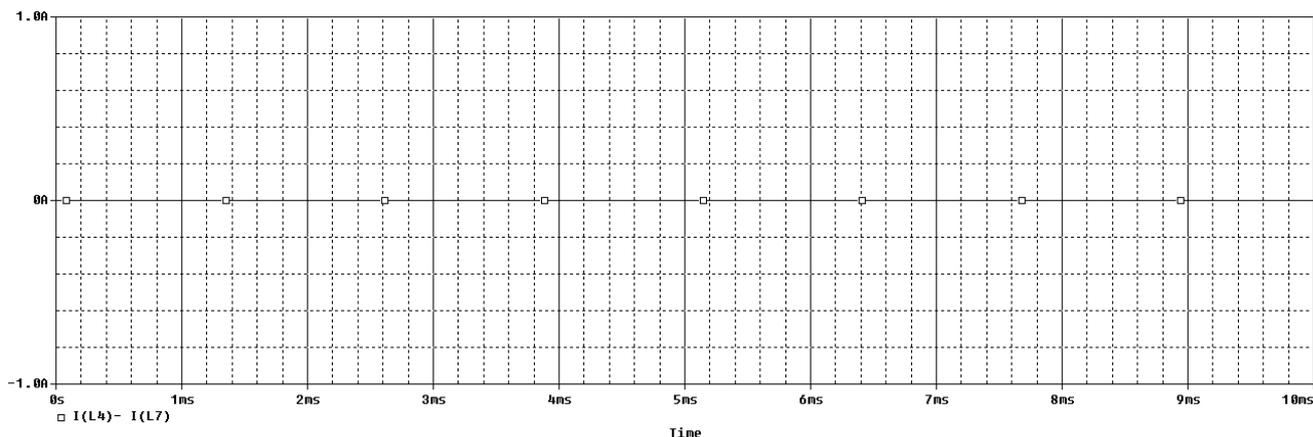


Рисунок 5.36 Разность токов фаз А инверторов при симметричной нагрузке фаз

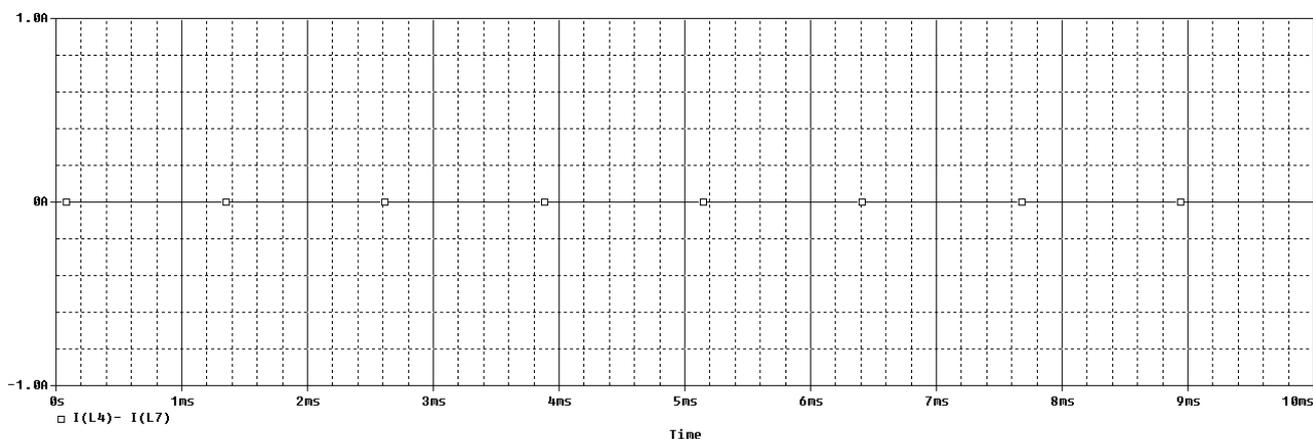


Рисунок 5.37 Разность токов фаз А инверторов при несимметричной нагрузке фаз

5.5 Параллельная работа трехфазных инверторов с управлением по току в аварийном и переходном режимах

Виды короткого замыкания, возникающие в трехфазных инверторах, были перечислены в п.5.2.

Связи, введенные между инверторами с управлением по току, обеспечивают равномерное токораспределение при всех видах короткого замыкания (рисунки 5.38–5.40).

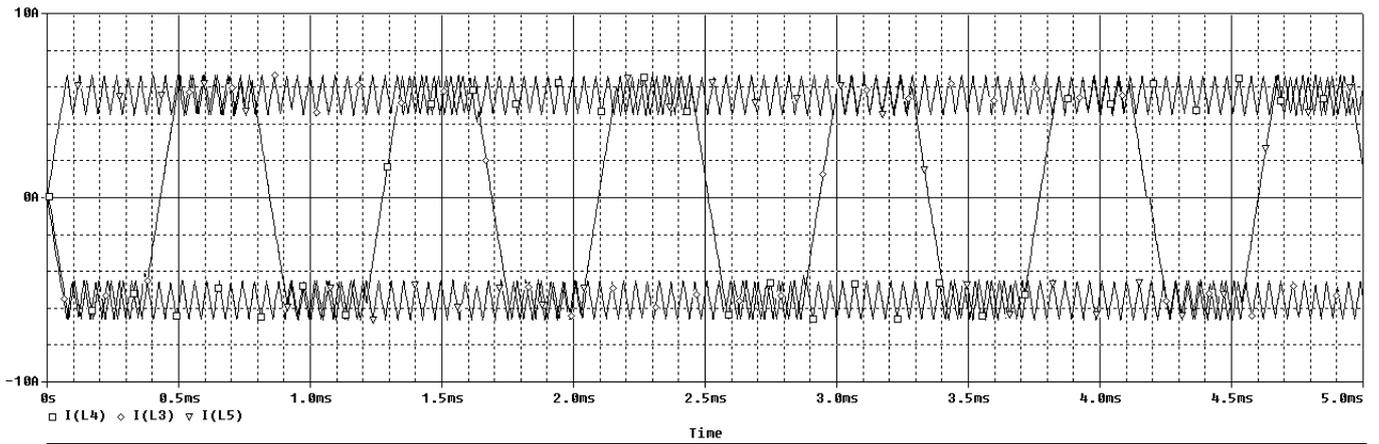


Рисунок 5.38 Фазы *A*, *B* и *C* первого инвертора при к.з. на землю двух фаз второго инвертора

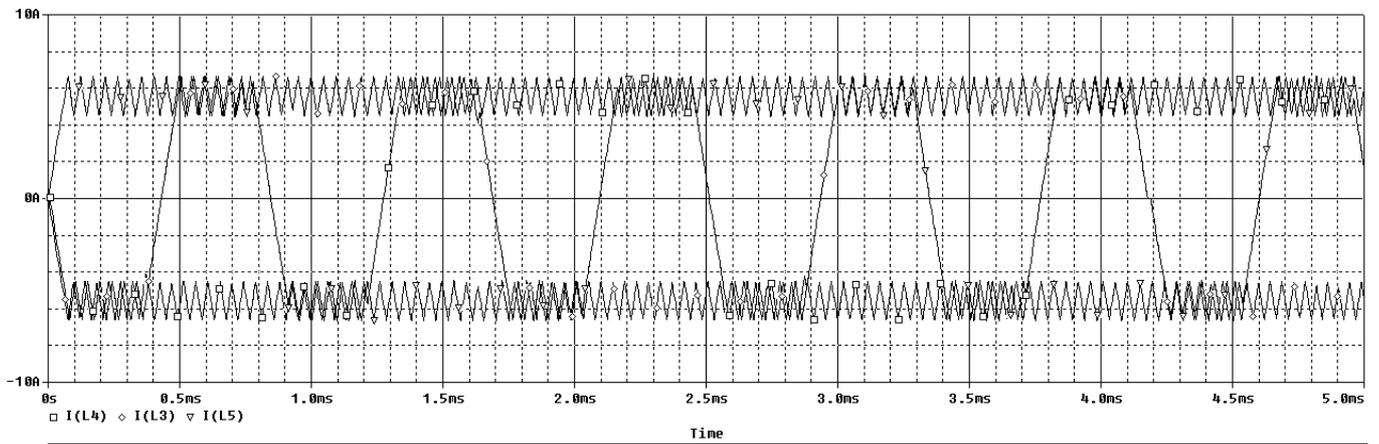


Рисунок 5.39 Фазы *A*, *B* и *C* второго инвертора при к.з. на землю двух фаз

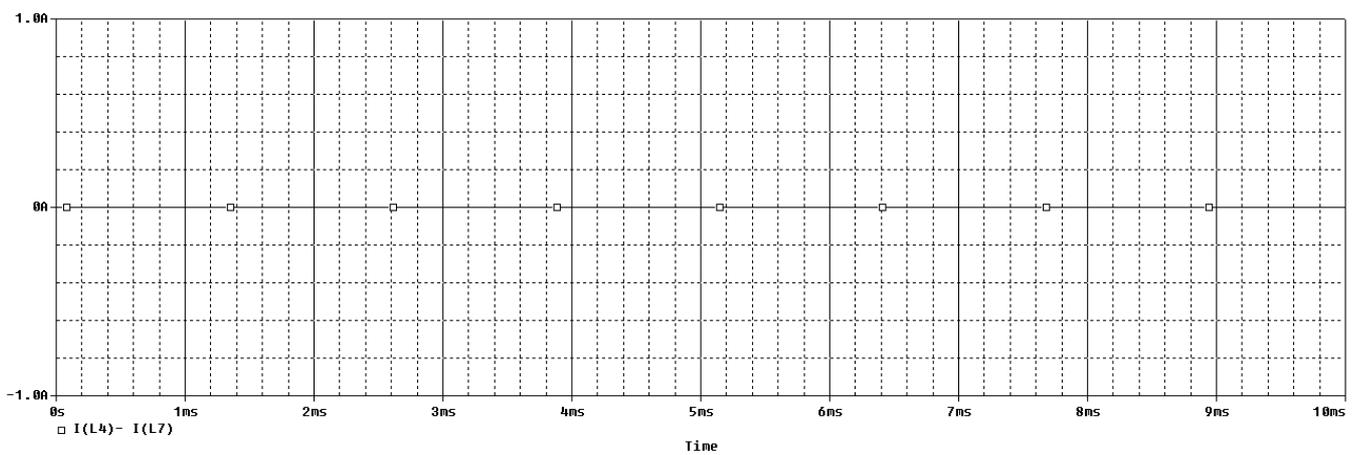


Рисунок 5.40 Разность токов фаз *A* инверторов при к.з.на землю двух фаз

В главе разработан метод обеспечения параллельной работы трехфазных инверторов с управлением по напряжению и с управлением по току. Показано, что методы обеспечения равномерного токораспределения, применяемые для однофазных инверторов, эффективны и для трехфазных преобразователей.

Эффективность предложенных методов сохраняется в следующих режимах:

- номинальный режим с симметричной нагрузкой
- номинальный режим с несимметричной нагрузкой
- короткое замыкание на землю двух фаз
- межфазное короткое замыкание.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения диссертационной работы получены следующие научные и практические результаты:

1. Проведен сравнительный анализ и дана классификация известных методов синхронизации задающих генераторов инверторов. Выявлены их достоинства и недостатки. Показано, что существующие методы нельзя считать надежными и подходящими для СЭС ЛА. Исходя из этого, сформулированы требования к новым методам обеспечения параллельной работы инверторов.

2. Разработан новый метод, позволяющий компенсировать разброс выходных напряжений задающих генераторов по амплитуде, частоте и фазе. Рассмотрены два вида генераторов: на основе мультивибратора и на основе полосового фильтра. При этом задающие генераторы работают автономно с общей амплитудой, частотой и фазой.

3. Разработаны структурные и схемотехнические решения объединения задающих генераторов инверторов в единый эквивалентный задающий генератор. Проведено компьютерное моделирование, подтверждающее эффективность предложенного метода.

4. Разработан метод равномерного токораспределения между параллельно работающими однофазными инверторами с управлением по напряжению и ШИМ-регулированием при наличии технологического разброса параметров. Разработаны структурные и схемотехнические решения по реализации предложенного метода.

5. Разработана компьютерная модель параллельно работающих инверторов с управлением по напряжению, позволяющая исследовать эффективность предложенного метода в номинальном, аварийном и переходном режимах.

6. Разработан метод равномерного токораспределения между параллельно работающими однофазными инверторами с управлением по току и релейным регулированием при наличии технологического разброса параметров. Разработаны структурные и схемотехнические решения такого метода

7. Разработана компьютерная модель параллельно соединенных инверторов с управлением по току и способы их реализации в номинальном, аварийном и переходном режимах.

8. Разработан метод обеспечения параллельной работы трехфазных инверторов с управлением по напряжению и с управлением по току.

9. Разработаны структурные и схемотехнические решения вышеуказанного метода. С помощью компьютерного моделирования проверена его эффективность в номинальном и аварийном режимах.

Список сокращений и условных обозначений

А – усилитель

АСЭ – автономная система электроснабжения

БК – буферный каскад

БОТ – блок ограничения тока

ГПН – генератор пилообразного напряжения

ДВН – датчик выходного напряжения

ДТ – датчик тока

ЗГ – задающий генератор

ИКМ – имитационное компьютерное моделирование

ИБП – источник бесперебойного питания

К – компаратор

ЛА – летательный аппарат

МВ – мультивибратор

Н – нагрузка

ОН – источник опорного напряжения

ОУ – операционный усилитель

ПЧФ – полосовой частотный фильтр

РИУ – регулятор импульсов управления

СПК – силовой полупроводниковый каскад

УСР – усилитель сигнала рассогласования

УУ – устройство управления

ФАПЧ – фазовая автоподстройка частоты

ФД – фазовый детектор

ФНЧ – фильтр низких частот

ФСЗ – фазосдвигающее звено

ШИМ – широтно-импульсная модуляция

Список литературы:

1. Автономные инверторы / под ред. Г. В. Чалого. Кишинев: Штиница, 1974.-336 с.
2. А. Бардин, А. Джаникян, С. Никитин, А. Романов. Инверторное сварочное оборудование // Силовая электроника, №3, 2008г., с. 116-119.
3. Адамия Г. Г. К вопросу распределения нагрузок между параллельно работающими инверторами / Г. Г. Адамия // Электроэнергетика и автоматика. -Кишинев: Штиница, 1973.-Вып. 15.-С.16-18.
4. Адамия Г. Г. Распределение нагрузок между параллельно работающими инверторами / Г. Г. Адамия, П. Г. Билинкис, В. А. Чванов // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1971. - №17. - С.15-18.
5. Адамия Г. Г. Принципы построения систем, содержащих параллельно работающие автономные инверторы / Г. Г. Адамия, В. А. Чванов // Материалы семинара по кибернетике. 4.1. Динамика систем управления. Кишинев: Штиница, 1975.-С.22-25.
6. Адамия Г. Г. Типовые структурные схемы агрегатов бесперебойного питания / Г. Г. Адамия // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1973. Вып. 6 (113). - С.19-21.
7. Алферов Н. Г. Инверторный модуль для систем гарантированного электропитания / Н. Г. Алферов, В. И. Мамонтов, Ю. К. Розанов // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1981. -№7 (135). - С.13-15.
8. Антонов И.М. Надежность системы электропитания, состоящей из однотипных преобразовательных ячеек / И.М. Антонов, Б.А. Глебов // Труды Московского энергетического института. 1986. - № 92. – С. 123-127

9. Антонов И. М. Оптимизация параметров многомодульной системы ИВЭП / И. М. Антонов, О. Г. Гагарина, Б. А. Глебов // Электротехника. 1993. -№11. - С.53-57.
10. Артюхов И. И. Автономные инверторы тока в системах электропитания / И. И. Артюхов, Н. П. Митяшин, В. А. Серветник. Саратов: Сарат. политехи, ин-т, 1992. - 152 с.
11. Артюхов И. И. Адаптивная система электропитания модульного типа / И. И. Артюхов, И. П. Крылов // Функциональные электродинамические системы и устройства низких и сверхвысоких частот: межвуз. науч. сб. -Саратов: Сарат. гос. техн. ун-т, 2001. С.95-100.
12. Атабеков Г.И. теоретические основы электротехники. Ч.1. Линейные электрические цепи. М.– Л., изд-во «Энергия», 1966.–320 с. с черт.
13. В. А. Серветник // Вопросы преобразовательной техники и частотного электропривода: межвуз. науч. сб. Саратов: Сарат. политехи, ин-т, 1985.1. С.47-53.
14. Бедфорд Б. Теория автономных инверторов / Б. Бедфорд, Р. Хофт; пер. с англ. М.: Энергия, 1969. - 280 с.
15. Белов Г. А. Электронные цепи и микросхемотехника: учеб. пособие для вузов / Г. А. Белов. Чебоксары: Изд-во Чуваш, ун-та, 2004. - 780 с.
16. А. П. Мотыль // Электрическая промышленность. Преобразовательная техника. -1973.-Вып. 11.-С.18-20. .
17. Балагуров В.А., Беседин И.М. Электроснабжение летательных аппаратов. – М.: Машиностроение, 1975.
18. Бородин Н. И. Структурная схема при параллельной работе непосредственных преобразователей частоты / Н. И. Бородин // Полупроводниковые преобразователи электрической энергии: сб. науч. тр. -Новосибирск, 1983. С.94-103.

19. Бородин Н. И. Статический режим параллельной работы двух НПЧ / Н. И. Бородин, Е.А. Подъяков, С.А. Харитонов // Преобразовательная техника: межвуз. науч. сб. /Новосиб. электротехн. ин-т. Новосибирск, 1979. - С.101-112.
20. Васильев А. С. Параллельная работа преобразователей в электротермии / А. С. Васильев, С. Г. Гуревич, Ю. П. Качан // Электротехника. -1976. №8. - С.44-48.
21. Вентильные преобразователи переменной структуры / В. Е. Тонкаль,
22. В. Климов. Организация параллельной работы источников бесперебойного питания переменного тока // Силовая электроника. 2008.№2. С 68.
23. В. С. Руденко, В. Н. Жуйков и др. Киев: Наук, думка, 1989. - 336 с.
24. Видакас Ю. А. Вопросы устойчивости стабилизированного автономного инвертора тока к внешним коротким замыканиям / Ю. А. Видакас, З. В. Грузенберг, А. А. Писарев, Г. В. Шмелева // Тр. ВНИИ электромеханики. -М., 1985. Вып. 77. - С.68-79.
25. Волков И.В., Вакуленко В.М. Источники электропитания лазеров. Киев: Техника, 1976г., 176 с.
26. Вакуленко В.М., Иванов Л.П. Источники питания лазеров. М.: Советское радио, 1980., 102 с.
27. Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике для научных работников и инженеров. Определения, теоремы, формулы. Изд. 4-е. – М.: Наука. 1977. – 832 с. с ил.
28. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах постоянного тока / Т. А. Глазенко. Л.: Энергия, 1973. - 304 с.
29. Глазенко Т. А. Полупроводниковые преобразователи в электроприводах / Т. А. Глазенко, Р. Б. Гончаренко. Л.: Энергия, 1969. - 184 с.
30. Горелик Г.С. колебания и волны. Изд. 2-е. – М.: 1959.

31. ГОСТ Р 54073-2010 Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. – М.: Стандартиформ, 2011. – 35 с.
32. Грузков С.А. электрооборудование летательных аппаратов. Т.1 Системы электроснабжения летательных аппаратов. М.: Изд. МЭИ, 2005. 568с.
33. Гулякович Г.Н. Параллельная работа модулей питания // Практическая силовая электроника. 2013. №1(49). С.2
34. Джюджи Л. Силовые полупроводниковые преобразователи частоты: теория, характеристики, применение / Л. Джюджи, Б. Пелли. М.: Энергоиздат, 1983.-400 с.
35. Дж. Кеун. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей. – М.: ДМК Пресс; Спб.: Питер. 2008. – 640 с. ил.
36. Дж. Бассет. Импульсные источники питания: тенденции развития. Электроника (русск. перевод), №1, 1988.
37. Диоды и тиристоры в преобразовательных установках / М. И. Абрамович, В. М. Бабайлов, В. Е. Либер и др. М.: Энергоатомиздат, 1992.-432 с.
38. Ж. Марше. Операционные усилители. Пер. с франц. – Ленинград: «Энергия», 1974. – 216с., с ил.
39. Жежеленко И. В. Качество электроэнергии на промышленных предприятиях / И. В. Жежеленко, Н. Л. Рабинович, В. М. Божко. Киев: Техшка, 1981. - 160 с.
40. Жемеров Г. Г. Перспективы применения силовой электроники в энергетике / Г. Г. Жемеров, Е. И. Сокол, А. Ю. Бару, Ю. Л. Шинднес // Техшчна электродинамжа. Кшв, 2000. С.3-8.
41. Забродин Ю. С. Автономные тиристорные преобразователи с широтно-импульсным регулированием / Ю. С. Забродин. -М.: Энергия, 1977. 136 с.

42. Забродин Ю. С. Способы реализации широтно-импульсного регулирования в автономных инверторах напряжения / Ю. С. Забродин, А. Н. Добровольский, Н. А. Кулишова, И. А. Лыков // Электротехника. 1984. - №11. - С.38-42.
43. Зиновьев Г. С. Основы преобразовательной техники: в 4 ч. / Г. С. Зиновьев. Новосибирск: Новосиб. электротехн. ин-т, 1971. - 4.1. - 102 е.; 4.2.-80 е.; 1975. - Ч.3. - 92 е.; 1981. - 4.4. - 115 с.
44. Зиновьев Г. С. Основы силовой электроники: учеб. пособие / Г. С. Зиновьев. Новосибирск: Изд-во Новосиб. гос. техн. ун-та, 2003. - 664 с.
45. Иващенко Н.Н. Автоматическое регулирование. Теория и элементы систем. Изд. 4-е: учебник для вузов. – М.: Машиностроение. 1978. – 736 с.
46. Ирвинг М, Готтлиб. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы. Изд. 2-е. – М.: Постмаркет, 2002. – 544 с.
47. Источники вторичного электропитания / Под ред. Ю.И. Конева – М.: Радио и связь, 1983.-280с.
48. Кадель В. И. Силовые электронные системы автономных объектов. Теория и практика автоматизированной динамической оптимизации /
49. В. И. Кадель // Силовая электроника РЭА. М.: Радио и связь, 1990. - Вып.1. - 224 с.
50. Калииболотский Ю. М. Оптимальное синтезирование синусоидального напряжения / Ю. М. Калииболотский, В. Я. Жуйков, А. И. Солодовник // Оптимизация преобразователей электромагнитной энергии. -Киев: Наукова думка, 1976. С. 15-21.
51. Кантер И. И. Преобразовательные устройства в системах электроснабжения / И. И. Кантер. Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1989. - 260 с.

52. Кантер И. И. Статические преобразователи частоты / И. И. Кантер. -Саратов: Изд-во Сарат. ун-та, 1966.-406 с.
53. Кантер И. И. Тиристорный преобразователь для частотного управления асинхронным электроприводом / И. И. Кантер, Ю. М. Голембиовский // Электротехника. 1969. - №11. - С.10-14. .
54. Кантер И. И. Система централизованного электроснабжения на базе параллельно работающих преобразователей частоты / И. И. Кантер, Ю. Б. Томашевский, Ю. М. Голембиовский // Электричество. 1991. - №1. -С.39-47.
55. Климов В., Москалев А. Трехфазные источники бесперебойного питания: схемотехника и технические характеристики. Электронные компоненты, №8, 2005.
56. Ковалев Ф. И. Стабилизированные автономные инверторы с синусоидальным выходным напряжением / Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова, В. А. Чванов и др. -М.: Энергия, 1972. 152 с.
57. Колпаков А. И. Моделирование транзисторов IGBT с помощью PSPICE / А. И. Колпаков // Компоненты и технологии. 2002. - №8. - С.134-138.
58. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин / И. П. Копылов. М.: Высш. шк., 1987. - 248 с.
59. Конев Ю.И. Основные проблемы миниатюризации силовых электронных устройств и систем. В сб. ЭТВА, под ред. Конева Ю.И., «Сов. Радио», №7, 1975.
60. Л.Г. Чубриков, О.А. Кончиц. Нелепица с «мостом Вина»// Вестник ГГТУ им.П.О. Сухого.– 2003.– №3.– С.47.
61. Левич А.П. Перспективные направления развития ИБП // Электросистемы. №1(5), 2002, с. 8–9.

62. Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки и применения силовых полупроводниковых приборов / Л. Лоренц // Электротехника. -2001. №12.
63. Лоренц Л. Состояние и направления дальнейшего развития в сфере разработки и применения силовых полупроводниковых приборов / Л. Лоренц // Электротехника. 2002. - №3.
64. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин. М.: Энергоатомиздат, 1986. - 376 с.
65. Моин В.С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин, Н. Н. Лаптев. М.: Энергия, 1972. - 512 с.
66. Н. Донской, А. Иванов, В. Матисон, И. Ушаков. Многоуровневые автономные инверторы для электропривода и электротехники. Силовая электротехника, №1, 2008 г., с. 43-46.
67. Найвельт Г.С., Мазель К.Б., Хусайнов Ч.И. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник / Под. Ред. Г.С. Найвельта. М.: Радио и связь. 1986г.
68. Мелешин В.И. транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005г.
69. О построении мощных инверторов напряжения на IGBT / В.А. Барский, М.Г. Брызгалов, Н. А. Горяйнов, И. В. Уфимцев и др. // Техшчна электродинамша. 1998. - Спец. вип. 2. - Т.1. - С.80-83.
70. О.А.Коржавин, В.В.Балакин. Анализ возможностей равномерного распределения токов многомодульных конверторов распределенных систем электропитания. // Практическая силовая электроника. 2011. №3(43). С.29-34.

71. Патент на полезную модель № 2270518. Синхронизация эталонных генераторов. Авторы: Давыдкин П.Н., Колтунов М.Н. Бюл. №5 от 20.02.2006.
72. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников питания.// силовая электроника, №2, 2005г., с. 70-74
73. Полупроводниковые выпрямители / под ред. Ф. И. Ковалева и Г.П. Мостковой. М.: Энергия, 1978. - 448 с.
74. Пономарев И. Г. Метод глубокого секционирования с резервированием в полупроводниковой технике / И. Г. Пономарев // Электричество. 1990. - №7. - С.41-45
75. Разевиг В. Д. Система проектирования OrCAD 9.2 / В. Д. Разевиг. М.: СОЛОН-Р, 2001. 528 с.
76. Разевиг В. Д. Система сквозного проектирования электронных устройств DesignLab 8.0 / В. Д. Разевиг. М.: СОЛОН-Р, 1999. 698 с.
77. Раймонд Мэк. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. – М.: Додэка-XXI, 2008. – 272 с.
78. Розанов Ю.К., Рябчицкий М.В., Кваснюк А.А. Силовая электроника. – М.: Изд-во МЭИ, 2009.
79. Розанов Ю. К. Параллельная работа преобразователей постоянного тока / Ю. К. Розанов // Электротехника. №4. - 1982. - С.37-39.
80. Розанов Ю. К. Полупроводниковые преобразователи со звеном повышенной частоты / Ю. К. Розанов. М.: Энергоатомиздат, 1987. - 184 с.
81. Ромаш Э.М. Источники вторичного электропитания радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Радио и связь, 1981 – 224 с с илл.

82. Руденко В. С. Основы преобразовательной техники / В. С. Руденко, В.И. Сенько, И.М. Чиженко. М.: Высш. шк., 1980. - 424 с.
83. Руководство по эксплуатации. Источник бесперебойного питания серии ИБП БКЮС. 434732ю.501 РЭ.
84. Рэй Ридли. Моделирование управления по току в импульсных источниках питания. Пер. Р. Тяпаева // Современная электроника. 2006. №8. С.62
85. Сергеев Б. С. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта / Б. С. Сергеев, А. Н. Чечулина. М.: Транспорт, 1998.-280 с.
86. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания: Пер. с англ. под ред. Смольникова Л.Е. – М.: Энергоатомиздат, 1988 – 294 с с илл.
87. Сергеев Б.С., Чечулина А.Н. Источники электропитания электронной аппаратуры железнодорожного транспорта. – М.: Транспорт, 1995. 280с.
88. Твердин Л. М. Исследование электромагнитных процессов при параллельной работе тиристорных преобразователей / Л. М. Твердин, Л. П. Хоботов // Тр. Моск. ин-та электрон, машиностр. 1973. Вып.26.
89. Теория автоматического управления. Часть 1. Под ред. проф. А.В. Нетушила.: учебное пособие. – М.: Высшая школа, 1968. – 424с.
90. Теория автоматического управления. Под ред. А.С. Шаталова: учебное пособие для вузов. – М.: Высшая школа, 1977. – 448 с. с ил.
91. Тиристорные преобразователи высокой частоты / Е. И. Беркович, Г. В. Ивенский, Ю. С. Иоффе, А. Т. Матчак и др. JL: Энергия, 1973. - 200 с.
92. Толстов Ю. Г. Автономные инверторы тока / Ю. Г. Толстов. М.: Энергия, 1980.-327 с.

93. Толстов Ю. Г. Выбор схемы мощных тиристорных преобразователей / Ю. Г. Толстов // Тиристорные преобразователи. М.: Наука, 1970. - С.2-18.
94. Тонкаль В. Е. Оптимальный синтез автономных инверторов с амплитудно-импульсной модуляцией / В. Е. Тонкаль, Э. Н. Гречко, Ю. Е. Куликов. Киев: Наук, думка, 1987. - 220 с.
95. Тонкаль В. Е. Оптимизация параметров автономных инверторов / В. Е. Тонкаль, А. В. Новосельцев, Ю. К. Черных.- Киев: Наук, думка, 1985. -220 с. .
96. Транзисторные преобразователи электрической энергии. Под ред. А.В. Лукина, Г.М. Малышкова. М.: изд-во МАИ. 2001.
97. Туманов И. М. Тиристорные и тиристорно-контактные установки для стабилизации и регулирования параметров электроэнергии / И. М. Туманов, Б. Ю. Алтушин. Н. Новгород: Нижегород. гос. техн. ун-т, 1993.
98. Хейнеман Р. PSpice. Моделирование работы электронных схем / Р. Хейнеман. М.: ДМК Пресс, 2001. - 336 с.
99. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.1. Пер. с англ. Изд. 2-е, стереотип. – М.: Мир, 1984. – 598с., ил.
100. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники: В 2-х т. Т.2. Пер. с англ. Изд. 3-е, стереотип. – М.: Мир, 1986. – 590с., ил.
101. В. П. Шипилло, В. Н. Кондратюк, А. А. Маслов, Н. Д. Левицкая // Проблемы электромагнитной совместимости силовых полупроводниковых преобразователей: тез. докл. 3-го Всесоюз. науч.-техн. совещ. Таллин, 1986.1. С.108-109.
102. Царенко А.И., Ноникашвили А.Д. Преобразователи постоянного тока с малыми массогабаритными характеристиками электромагнитной системы//Полупроводниковые преобразователи электрической энергии. Сборник научных трудов №205.: Московский энергетический институт, 1989 – с. 5-13.

103. Чепурин И. электропитание non-stop // Сети и системы связи, №14, 2001 г., с. 94-98.
104. Щербаков Б. Ф. Механизм распределения активных нагрузок параллельно работающих инверторов тока / Б. Ф. Щербаков, А. А. Русских // Электротехническая промышленность. Преобразовательная техника. 1974. -Вып. 4.138
105. Шевцов Д.А. Источники вторичного электропитания на основе высокочастотных транзисторных преобразователей постоянного напряжения: Учебное пособие. – М.: Издательство МАИ, 2003. – 60 с: илл.
106. Cai H., Zhao R., Yang H. Study on ideal operation status of parallel inverters // IEEE Trans. On Power Electronics, vol.23, no.6, Nov. 2008/ p. 2964-2968