

**Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт проблем проектирования в микроэлектронике
Российской академии наук (ИППМ РАН)**

Библиотека схемотехнических решений

**Схемотехника DC/DC преобразователей напряжения для энергохарвестеров,
использующих возобновляемые источники энергии**

Самойлов Л.К., lksamoilov@sfnu.ru

Прокопенко Н.Н., prokopenko@sssu.ru

Сапогин В.Г. sapogin@mail.ru

Бугакова А.В., annabugakova.1992@mail.ru

Игнашин А.А., igan_96@mail.ru

Пахомов И.В., ilyavpakhomov@gmail.com

**Научно-исследовательская лаборатория проблем проектирования в
экстремальной микроэлектронике ИППМ РАН и Донского государственного
технического университета (г. Ростов-на-Дону)**

Собиратели энергии (Energy Harvesters) предоставляют большие возможности для питания удаленных сенсорных узлов. Энергохарвестеры могут «захватывать» и преобразовывать в электрическую энергию различные виды неэлектрической энергии – механическую (энергию вибрации, ускорения, механического напряжения), тепловую (при наличии температурного градиента), энергию света, радиоволн и т.п. Затем электрическая энергия используется для питания узла, а на промежуточном этапе – для зарядки перезаряжаемых батарей или суперконденсаторов. Развитие данного научного направления и его значимость трудно переоценить.

1 Применение энергохарвестеров в сенсорных сетях

Компании MicroGen Systems, Inc. (www.microgensystems.com) и Infinite Power Solutions, Inc. (www.infinitepowersolutions.com) на выставке Sensors Expo 2011 продемонстрировали полностью беспроводное сенсорное решение в масштабах сети (Wireless Sensor Network, WSN), для питания которого были применены технологии МЭМС. BOL T060 – это пьезоэлектрический вибрационный энергохарвестер (Piezoelectric Vibrational Energy Harvester, PZEH) от MicroGen. Он представляет собой устройство на кремниевом кристалле площадью 1,0 см², дающее выход мощности до 200 мкВт. Это первый пример коммерческого устройства для сбора энергии вибрации, основанного на технологиях МЭМС [1,2]. PZEH включен в оценочный комплект THINER GY I PS-EVAL-EH-01 Energy Harvesting Evaluation Kit от I PS со специальной микросхемой MAX17710 компании Maxim (www.maxim-

ic.com).

В настоящее время технологии сбора энергии находятся на высоком уровне, в особенности вибрационные энергохарвестеры, ТЭГи (термоэлектрические генераторы), солнечные панели. Например, Shell Oil использует беспроводную сенсорную систему, питающуюся от вибрационных энергохарвестеров Perpetuum (www.perpetuum.com) [3].

National Instruments также ввела беспроводную измерительную систему с применением энергохарвестеров Perpetuum [4].

Microstrain EH-Link — беспроводной самопитаемый узел, собирающий энергию от окружающих источников [5]. EH-Link совместим с широким диапазоном технологий генераторов, включая пьезоэлектрические, электродинамические и тепловые. Microstrain сотрудничает с компанией Smart Material (www.smart-material.com).

Интеграция энергохарвестеров с сенсорными узлами — основа для новых разработок. Встроенные датчики стремятся к миниатюризации, а мощность, вырабатываемая энергохарвестерами, соответствует их размерам. Так, большие солнечные панели способны давать гигаватты мощности, но для сенсорных узлов интересны генераторы уровней мощности до 100 мВт и малых размеров.

Thermobility [6] представляет собой новую тонкопленочную термоэлектрическую технологию, которая основана на использовании тепла, точнее разницы температур, в качестве источника электричества для питания маломощных приборов [7]. Thermobility WPG-1 обеспечивает постоянный выход напряжения в 3,3; 4,1 или 5,0 В для электрической нагрузки 15 кОм или выше.

Миниатюризация энергохарвестеров до уровней МЭМС или нано открывает большие перспективы для их системной интеграции с сенсорными узлами. Один из примеров питания МЭМС-датчика от радиоволн был описан в [8].

Компания IMEC разработала МЭМС-технологию, совместимую с CMOS, для производства пьезоэлектрических вибрационных энергохарвестеров и представила первый прототип полностью автономного беспроводного датчика температуры, питаемого от вибрации [9-10]. Достигнут уровень выхода мощности энергохарвестера в 85 мкВт, а потребление мощности датчиком снижено до 10 мкВт. Устройство включает кремниевую массу, подвешенную на балке с пьезоэлектрическим материалом AlN. Принцип работы — резонансный.

Существенные результаты в области архитектуры и схемотехники энергохарвестеров получены профессором Ивановым В.В. (Texas Instruments) [11-22].

2 Энергохарвестеры автономных систем мониторинга и связи с высокочастотными преобразователями низких напряжений, генерируемых возобновляемыми источниками энергии

Энергохарвестеры (a harvest - комбайн, to harvest – собирать урожай) должны собирать из природных источников электрическую энергию.

Среди всех природных источников, из которых можно получать электрическую энергию, можно выделить:

- солнечную энергию (Solar);
- энергию тепла - термоэлектричество (Thermoelectric);
- энергию магнитного поля (Magnetic);
- энергию пьезоэффекта (Piezoelectric).

Существуют преобразователи этих видов энергии в электрическую энергию.

Мощность таких преобразователей и их эффективность невелики. В таблице 1 приведены удельные мощности и коэффициенты эффективности таких источников энергии [23].

Таблица 1 – Показатели эффективности энергохарвесторов [23]

Energy Source	Characteristics	Efficiency	Harvested power
Light	Outdoor	10-24%	100mW/cm ²
	Indoor		100μW/cm ²
Thermal	Human	0,1%	60 μW/cm ²
	Industrial	3%	1-10 mW/cm ²
Vibration	Hz-human	25-50%	4μW/cm ³
	kHz-machines		800μW/cm ³
RF	GSM 900MHz	50%	0,1μW/cm ²
	WiFi		0,001 μW/cm ²

На выходе таких преобразователей чаще всего напряжение и ток имеют небольшую величину и большой разброс, которые не позволяют использовать энергию напрямую. В таблице 2 в столбцах V_{out} приведены напряжения на выходе таких преобразователей, которые подтверждают этот вывод.

Таблица 2 - Виды преобразователей энергии и их параметры

Микросхема	Число выходов	Источник энергии	Выполняемые функции	Vout Min (V)	Vout Max (V)
LTC3104	2	-	Buck, LDO	2.5	15
LTC3105	1	Solar	Boost	0.2	5
LTC3107	3	Thermoelectric	Boost, LDO	0.02	0.5
LTC3109	3	Thermoelectric	Boost	0.02	0.5
LTC3330	2	Piezoelectric, Solar, Magnetic	Buck-Boost	3	18
LTC3588	1	Piezoelectric	Buck	2.7	20

Устройства, предназначенные для приведения этих напряжений и токов в стандартную норму или для их оптимального использования, называются «энергохарвестеры» (ЭНХ).

Если некоторые преобразователи из табл. 2 имеют относительно высокое выходное напряжение, которое является входным для ЭНХ, то, согласно табл. 1, они имеют малую величину выходного тока.

ЭНХ могут использоваться для выполнения нескольких задач [24-28], среди

которых выделим:

- усиление входного напряжения и его стабилизация с непосредственным питанием нагрузки;
- стабилизация входного напряжения с непосредственным питанием нагрузки;
- усиление и стабилизация входного напряжения с накоплением энергии в аккумуляторе.

Рассмотрим работу ЭНХ при решении этих задач.

ЭНХ в режиме усиления входного напряжения и его стабилизации с непосредственным питанием нагрузки. При решении рассматриваемой задачи ЭНХ всегда имеют на входе и на выходе накопительные конденсаторы, а также или дроссель или входной трансформатор (рис. 1).

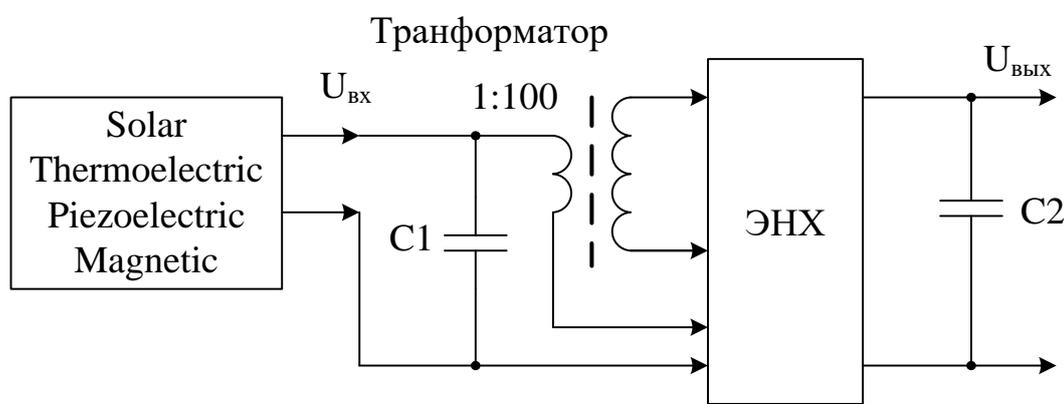


Рис. 1. Схема соединения ЭНХ при решении задач усиления напряжения, его стабилизации и непосредственного питания нагрузки

ЭНХ обеспечивает увеличение аналогового входного напряжения и накопления его на выходном конденсаторе $C2$. Типичные значения емкостей конденсаторов $C1=47\text{мкФ}$, $C2=470\text{мкФ}$.

Микросхема ЭНХ для решения этой задачи представляет собой объединение входного ультранизковольтного импульсного однотактного преобразователя и линейного DC – DC стабилизатора.

На рис. 2 для примера показано изменение напряжения на выходном конденсаторе после включения преобразователя с выходным напряжением 12mV [29].

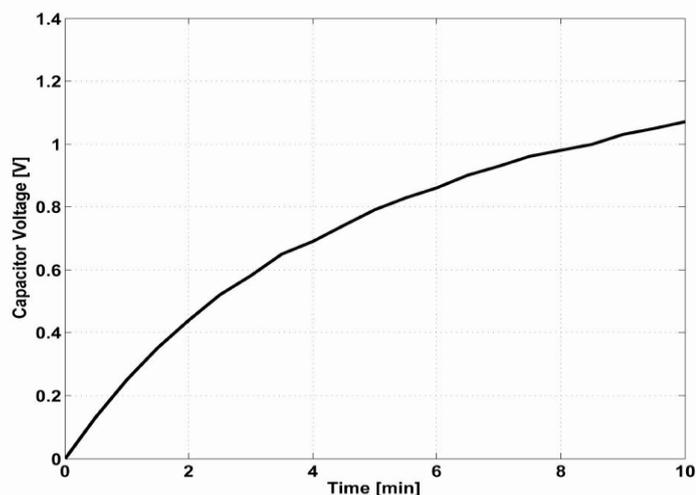


Рис. 2. График зависимости выходного напряжения ЭНХ от времени после включения

Как видно из этого графика, источник напряжения будет готов к работе после десятков минут предварительного накопления энергии.

ЭНХ в режиме стабилизации входного напряжения с непосредственным питанием нагрузки. Если преобразователь имеет высокое выходное напряжение (единицы вольт), то ЭНХ представляет собой традиционный DC – DC стабилизатор (рис. 3).

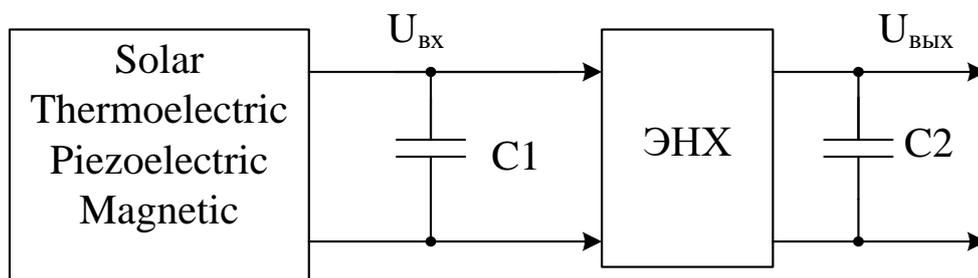


Рис. 3. Структурная схема соединения ЭНХ при его работе в режиме стабилизации

В связи с тем, что входное напряжение ЭНХ обычно изменяется в широких пределах, то в качестве ЭНХ используют импульсный DC – DC стабилизатор, который имеет высокий КПД во всем диапазоне входных напряжений.

Недостатком такого решения является наличие катушки индуктивности в составе ЭНХ, что снижает технологичность производства и сокращает область применения.

Применение линейного стабилизатора в структурной схеме рис. 3 чаще всего предпочтительней в связи с его технологичностью. Тот факт, что КПД линейного стабилизатора невысок и часть входной энергии рассеивается на нем, не играет большой роли в связи с тем, что в таких системах рассеиваются небольшие мощности и обычно отвод тепла не является проблемой.

ЭНХ в режиме усиления и стабилизации входного напряжения с накоплением энергии в аккумуляторе. Структурная схема системы питания с использованием аккумулятора (АКР) приведена на рис. 4.

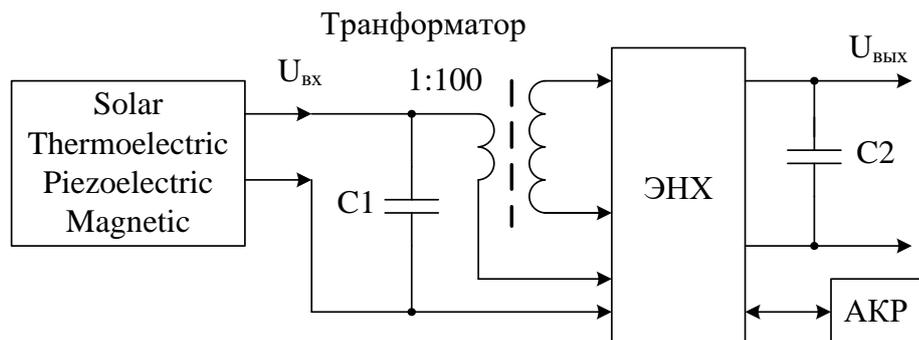


Рис. 4. Структурная схема системы питания с использованием аккумулятора

В этом случае на ЭНХ возлагаются дополнительные функции для обеспечения совместной работы с АКР.

В таких системах обычно ЭНХ работает в режиме подзарядки АКР.

Если АКР заряжен и выходной ток системы меньше тока ЭНХ, то АКР просто «отдыхает».

При выходе из строя АКР напряжение питания обеспечивает ЭНХ и наоборот.

На рис. 5. в качестве примера приводится схема подключения двух АКР при использовании ЭНХ ADP5090 [30].

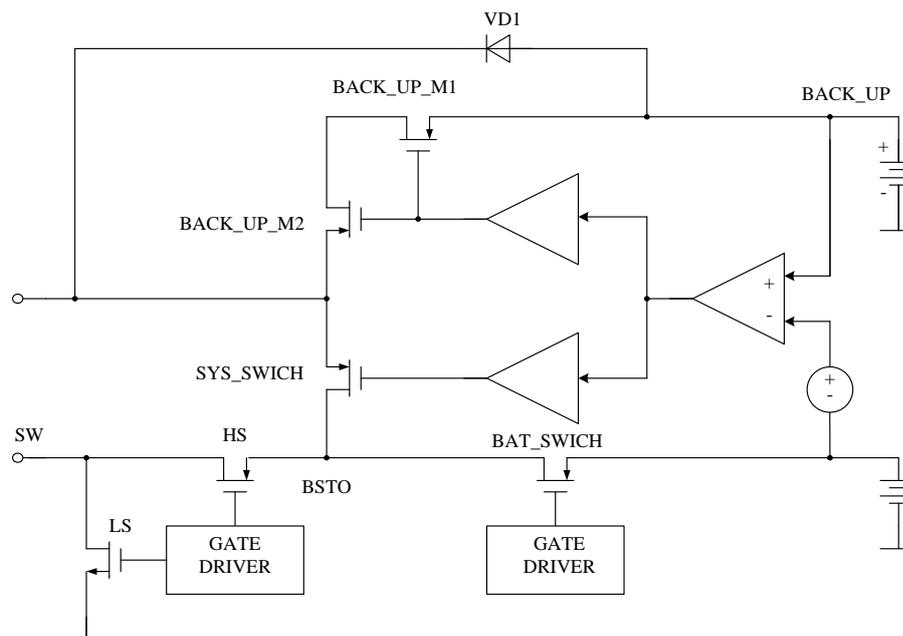


Рис. 5. Структурная схема подключения АКР при использовании ЭНХ ADP5090

Имеются два АКР: БАТ и BACK UP, которые питают выход (SYS).

ЭНХ заряжает БАТ. Компаратор, расположенный между двумя АКР, обеспечивает алгоритм работы ЭНХ.

В момент пуска ЭНХ к выходу SYS подключен BACK UP, а ЭНХ подзаряжает БАТ. После того, как БАТ зарядится, выход SYS может питаться непосредственно от ЭНХ.

В случае, если по какой-то причине один из трех источников (ЭНХ, БАТ или BACK UP) уменьшает своё выходное напряжения, схема управления на основе

компаратора, четырех ключей и модуля Battery boost control обеспечивает бесперебойное питание выхода SYS.

Наличие АКР в ряде случаев позволяет упростить ЭНХ, если режим работы системы позволяет использовать напряжение АКР для функционирования ЭНХ.

Аналогичная система может быть построена и для случая работы ЭНХ в режиме стабилизации входного напряжения (рис. 3).

ЭНХ имеют широкие области применения. Отметим некоторые из них.

1. Питание носимых систем регистрации информации датчиков для контроля состояния пациента, спортсмена, оценки эффекта применения лекарств при их испытаниях [24-28], [31].

В качестве источников питания могут использоваться электромагнитные волны в диапазоне радиочастот [25-28]. На рис. 6 приведена структурная схема автономной системы регистрации такого типа с последующей передачей данных по радиоканалу, использующая в качестве ЭНХ микросхему P2110.

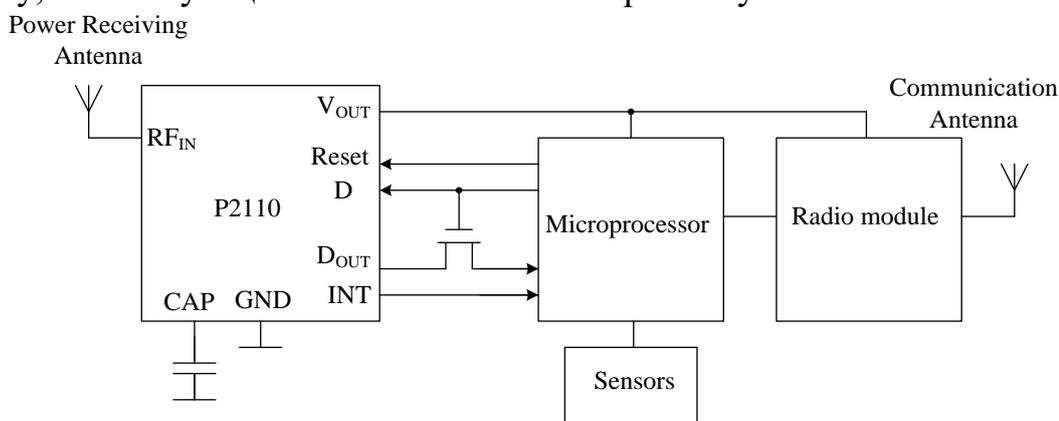


Рис. 6. Структурная схема автономной системы регистрации с последующей передачей данных по радиоканалу

Входная антенна принимает сигналы в диапазоне низких радиочастот. Эти сигналы позволяют с помощью ЭНХ обеспечить напряжением питания весь комплекс, включая и радиопередатчик с выходной антенной, который работает в коммерческом диапазоне частот.

2. Имплантируемые кардиостимуляторы используются уже более 50 лет, но у них всегда имелся один недостаток, а именно – батареи, которые должны заменяться путем проведения серьезной операции каждые семь лет.

Сейчас проводятся работы по применению ЭНХ для питания кардиостимулятора путем использования колебаний внутри грудной полости и энергии электромагнитного поля.

Технология применения энергии электромагнитного поля следующая: кардиостимулятор, как и раньше, работает от расположенного в нем АКР, а ЭНХ, также являясь частью кардиостимулятора, получает энергию по радиоканалу и подзаряжает АКР.

Пациент периодически (например, один раз в год) располагается в кресле, вокруг которого создается низкочастотное электромагнитное поле, которое в течение нескольких часов подзаряжает АКР.

3. Питание автономных охранных систем.

4. Питание радиосистем связи.

В дальнейшем будут рассматриваться технические решения, обеспечивающие использование энергии от преобразователей с малым выходным напряжением (< 150mВ).

3 Аналитический обзор основных архитектурных и схемотехнических решений

Микросхемы с функциями ЭНХ выпускаются целым рядом компаний, которые обеспечивают современную электронную компонентную базу.

В их число входят: Linear Technology; Texas Instruments; Analog Devices; Maxim Integrated; Microchip Technology; Powercast. Общее число выпущенных в продажу микросхем не более двух десятков.

С учетом принятых ограничений по минимальному входному напряжению $U_{вх}^{мин}$, которое должно быть не более 150mВ, число фирм производителей и количество типов выпускаемых микросхем сократились.

Ниже в таблице 3 приведена информация о микросхемах ЭНХ с входным напряжением $U_{вх}^{мин} < 150mВ$ [32-34, 30].

Таблица 3 - Информация о микросхемах ЭНХ с входным напряжением

$$U_{вх}^{мин} < 150mВ$$

Фирма производитель	Микросхема	Минимальное входное напряжение mВ	Входное напряжение старта mВ
Linear Technology	LTC3107	20	-
	LTC3108	20	-
	LTC3109	30	-
Texas Instruments	bq25504	80	330
Analog Devices	ADP5090	80	380

Основной задачей ЭНХ является повышение входного постоянного напряжения до уровня, которое требуется для нормальной работы питаемых им устройств.

Структурная схема ЭНХ состоит из двух ступеней (рис. 7):

- преобразователя низкого постоянного напряжения в высокое постоянное напряжение без стабилизации;
- стабилизатора напряжения.

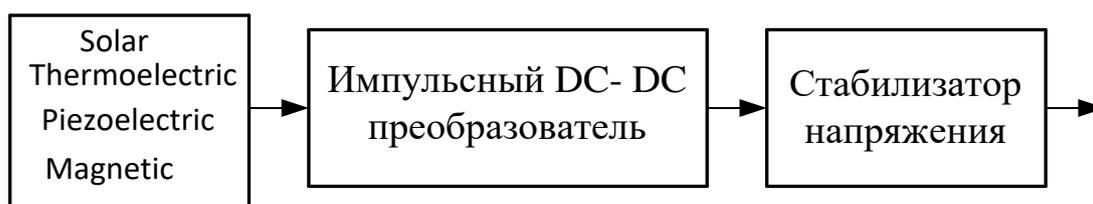


Рис. 7. Структурная схема ЭНХ при низковольтном входном напряжении

Выходной стабилизатор напряжения обычно линейного типа, без особых

претензий к точности выходного напряжения.

В обычной ситуации импульсный DC-DC преобразователь на основе ШИМ-контроллера выполняет функции этих двух ступеней. Но в данном случае, при таких низких напряжениях, применение ШИМ-контроллера весьма проблематично.

Рассмотрим первую ступень структурной схемы ЭНХ.

В системе классификации источники питания первой ступени называются «импульсными повышающими DC-DC преобразователями» или «boost» [35-38].

Можно выделить три отличительные черты таких преобразователей: наличие индуктивности в виде дросселя или трансформатора; электронного ключа; генератора импульсов для управления этим ключом.

Существуют два подхода к проектированию таких схем без применения ШИМ-контроллеров:

- на основе релаксационных LC-генераторов с использованием трансформатора;
- на основе повышающих DC-DC преобразователей, которые синхронизируются с помощью задающего RC-генератора.

Фирменные описания микросхем из таблицы 3 чаще всего не открывают в деталях внутреннюю структуру и схемные решения, ограничиваясь замечанием, что все делает модуль «Boost Change Controller».

Рассмотрим возможные схемные решения.

Импульсный повышающий DC-DC преобразователь на основе релаксационного LC-генератора с использованием трансформатора. В работе [29] рассматривается такой генератор, работающий при напряжениях питания 7 – 10mV.

Принципиальная схема генератора приведена на рис. 8.

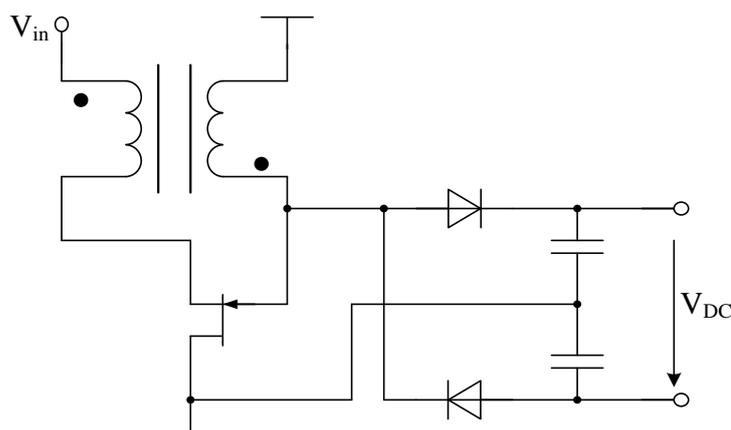


Рис. 8. Принципиальная схема генератора для ЭНХ с $U_{вх} < 10mV$

В этой схеме при проведении эксперимента использовались: транзистор BF862 и два типа диодов: 1N4148 и HSMS-2862.

На рис. 9 приведены временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора схемы рис. 8.

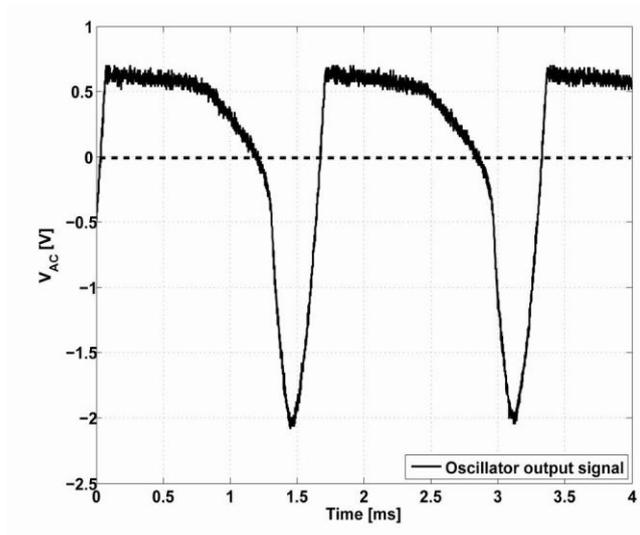


Рис. 9. Временные диаграммы напряжения на вторичной обмотке трансформатора

Проведенная в работе [29] оценка эффективности применения диодов выпрямителя позволяет сделать выбор оптимального варианта (Рис. 10.).

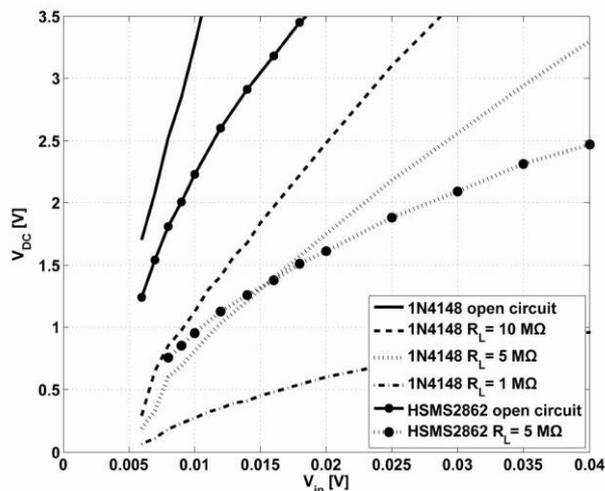


Рис. 10. Графики зависимости выходного напряжения преобразователя на основе LC – генератора от напряжения питания для двух типов диодов

Микросхемы фирмы Linear Technology из таблицы 3 также используют в первом каскаде LC генератор (часть схемы рис. 11) [32].

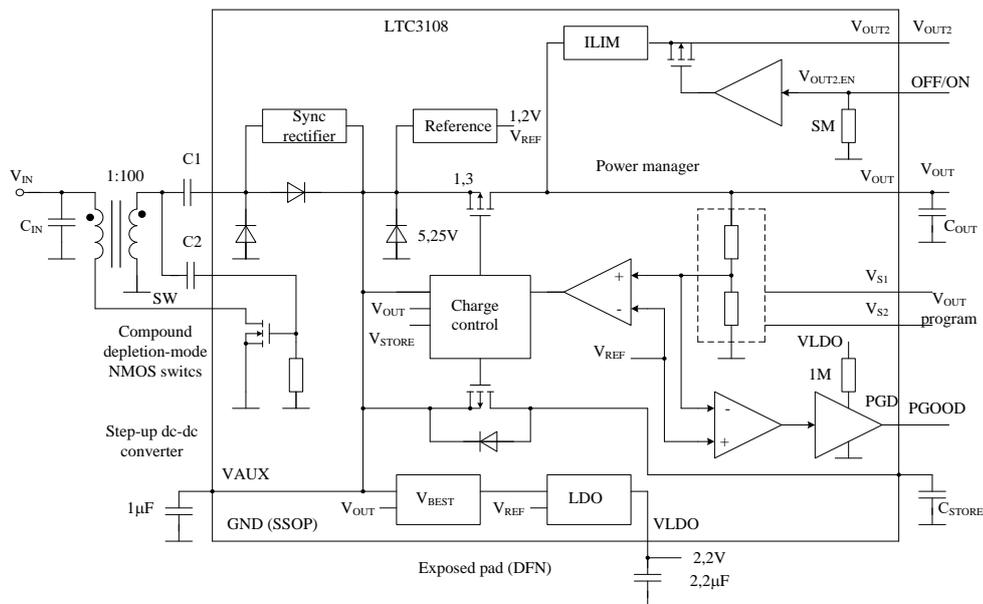


Рис. 11. Структурная схема ЭНХ на основе микросхемы LT3108

Для повышения эффективности выпрямителей в микросхеме LT3108 применяют синхронные выпрямители. Каждая из двух ветвей этого синхронного выпрямителя имеет три соединенных параллельно транзистора (Рис. 11.) [32].

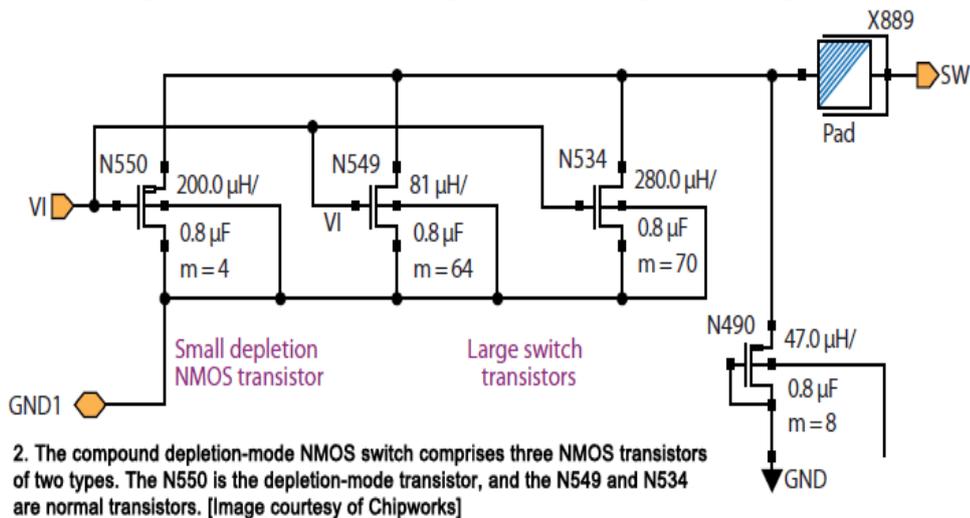


Рис. 11. Принципиальная схема включения транзисторов одного плеча синхронного выпрямителя в микросхеме ЭНХ типа LT3108

Входной импульсный повышающий DC – DC преобразователь ЭНХ.

Классическая схема импульсного повышающего преобразователя на входе ЭНХ приведена на рис. 12 [35-38].

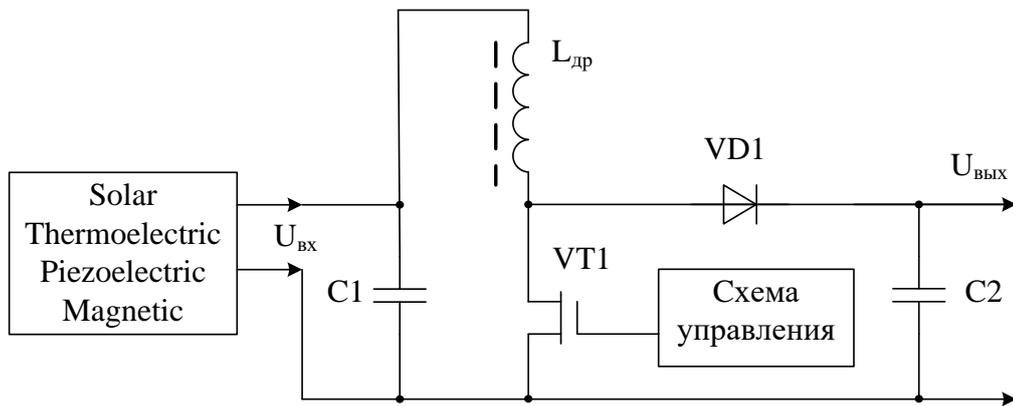


Рис. 12. Принципиальная схема импульсного повышающего преобразователя

В схеме управления имеется генератор, задающий частоту коммутации преобразователя.

Для нормальной работы этой схемы при сверхнизких входных напряжениях, также как и в случае LC генератора, необходимы специальные транзисторы и синхронные выпрямители.

Необходимость использования схемы управления для работы транзистора VT1 повышает минимальный уровень входного напряжения ЭНХ и ставит еще одно условие: в момент пуска входное напряжение должно быть в 4-5 раз выше минимального рабочего напряжения.

С этой точки зрения ЭНХ на основе LC генераторов имеют неоспоримые преимущества.

На рис. 13 приведена структурная схема ЭНХ на основе микросхемы ADP5090, в которой на входе реализован импульсный повышающий DC-DC [30].

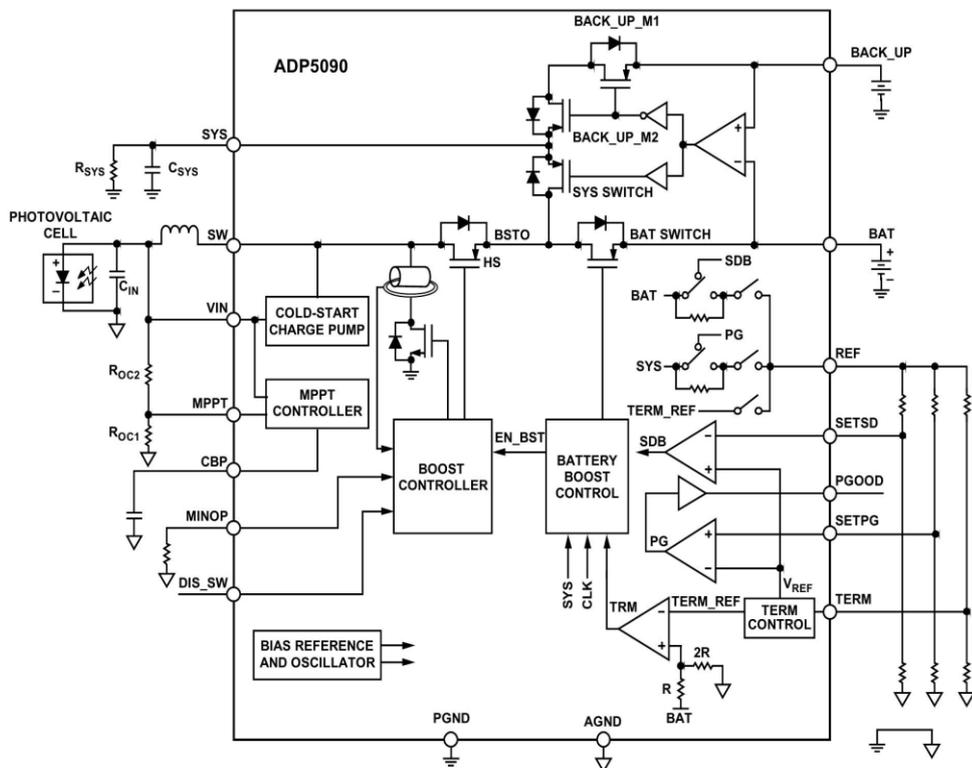


Figure 25. Detailed Functional Block Diagram

Рис. 13. Структурная схема ЭНХ на основе импульсного DC- DC с использованием микросхемы ADP5090

Управление транзистором импульсного DC- DC преобразователя обеспечивает модуль Boost Controller.

Рассмотрим вторую ступень структурной схемы ЭНХ (рис. 7).

Как отмечалось в начале этого раздела, структурная схема ЭНХ состоит из двух ступеней (рис. 7). Второй ступенью ЭНХ является линейный (непрерывный) DC- DC стабилизатор.

Классическая структурная схема линейного DC- DC стабилизатора приведена на рис. 14 [35-38].

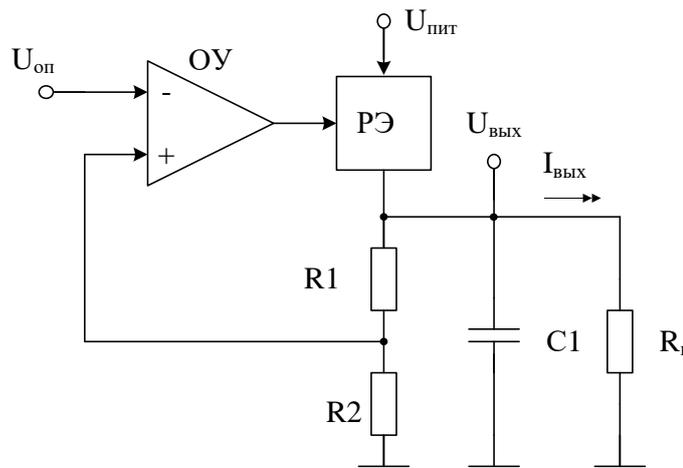


Рис. 14. Структурная схема линейного DC- DC стабилизатора

Во всех микросхемах ЭНХ выход линейного DC- DC стабилизатора нагружен или на АКР или на конденсатор сверхбольшой емкости. Такая нагрузка создает благоприятные условия для его работы как по фильтрации выходного напряжения, так и поддержанию обычно невысоких требований к стабильности выходного напряжения.

В микросхеме LT 3108 (рис. 11) регулирующий элемент (РЭ) второй ступени реализована на МОП транзисторе, который управляется цепью обратной связи через модуль Charge Control.

Цепь обратной связи позволяет также программировать выходное напряжение ЭНХ путем задания напряжения U_{on} на компараторе обратной связи.

4 Методы проектирования микросхем импульсных повышающих DC/DC преобразователей для энергохарвестеров

Как отмечалось в разделе 2, структурная схема ЭНХ состоит из двух ступеней: импульсного повышающего DC-DC преобразователя и линейного DC-DC стабилизатора.

Рассмотрим вопросы проектирования импульсных повышающих DC/DC

преобразователей для ЭНХ. Далее используется методика проектирования импульсных DC/DC преобразователей, которая предложена в [32].

Оценка схемных решений проектируемого ЭНХ производится по следующим параметрам и результатам частных решений:

1. выходная мощность ($P_{вых}$);
2. входная мощность ($P_{вх}$);
3. среднее значение входных токов;
4. входной пиковый ток;
5. оценка потерь компонентов;
6. выбор переключателей мощности и выпрямителей;
7. проектирование выходных каскадов (пассивные и синхронные выпрямители);
8. проектирование магнитных элементов;
9. выходной фильтр;
10. проектирование драйверов мощных транзисторов;
11. выбор метода управления импульсным источником;
12. проектирование цепи обратной связи по напряжению;
13. проектирование схемы запуска;
14. схема защиты входов.

Оценка схемных решений с точки зрения пунктов 1-5.

В принципе, не один из пунктов 1-5 не предъявляет к выбору схемного решения ЭНХ какого либо существенного ограничения, за исключением КПД, который является интегральным параметром:

$$КПД = \frac{P_{вых}}{P_{вх}}. \quad (1)$$

Проведенные экспериментальные исследования и моделирование [39], [23], [29] дают близкие результаты, позволяющие утверждать, что КПД всех возможных схем ЭНХ в диапазоне входных напряжений 15-40 мВ примерно одинаков и равен 10-14%.

На графиках рис. 15 показаны экспериментально снятые зависимости КПД от величины сопротивления нагрузки первой ступени ЭНХ рис. 8 [29] при использовании различных диодов выпрямителя.

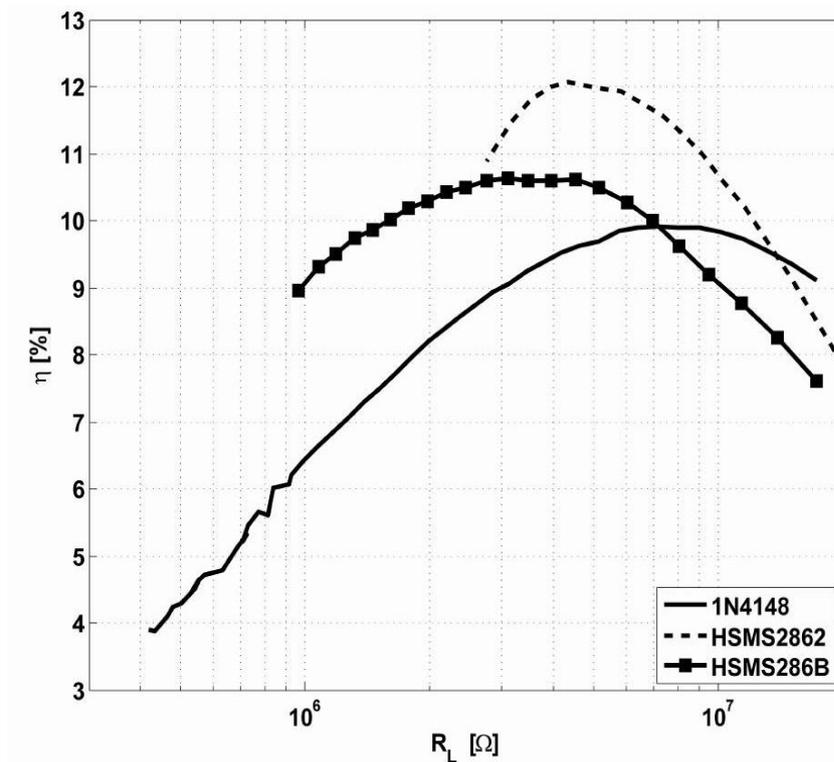


Рис. 15. Зависимости КПД от величины сопротивления нагрузки первой ступени ЭНХ рис. 8 при использовании различных диодов выпрямителя (1N4148, HSMS2862, HSMS286B)

Зависимость КПД от величины коэффициента трансформации трансформатора ЭНХ (рис. 8) [29] приведены на рис. 16.

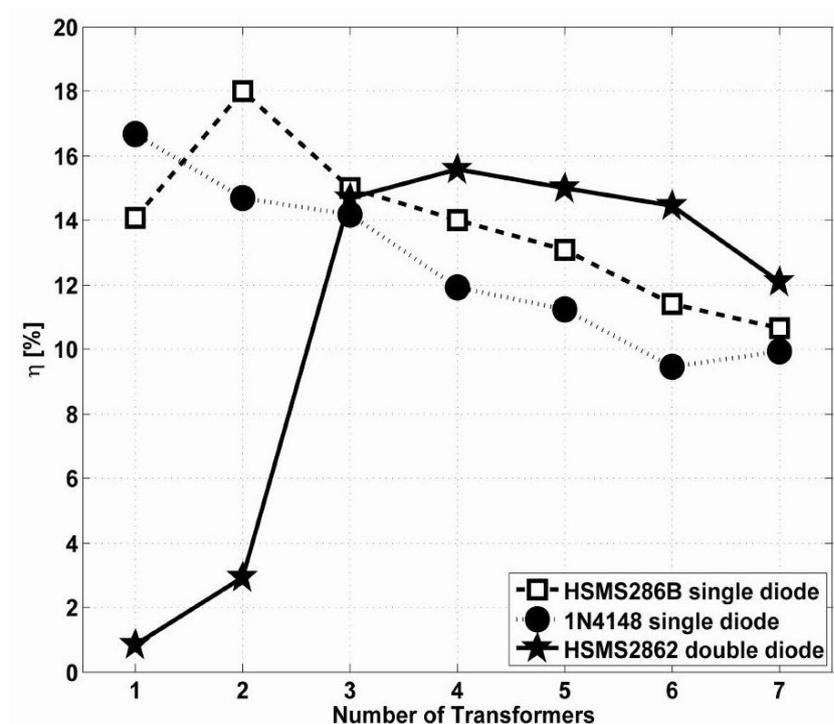


Рис. 16. График зависимости КПД от величины коэффициента трансформации трансформатора ЭНХ (рис. 8) [29]

При малых входных напряжениях ЭНХ наблюдается слабая зависимость КПД от входного напряжения (табл. 4).

Таблица 4 - Зависимость КПД от входного напряжения

V_{in} , mV	η , % 1N4148	η , % HSMS286B	η , % HSMS2862
7	8,28	9,53	10,37
12	9,93	9,65	12,07
17	8,04	8,12	9,53

В статье [32] приводятся графики зависимости КПД от входного напряжения для микросхемы LTC3108-1 при коэффициенте трансформации, равном 100 (рис. 17). Как видно из этого графика, применение трансформатора с повышенным коэффициентом трансформации (1:100) дает увеличение вдвое КПД при малых входных напряжениях. С ростом входного напряжения КПД падает в связи с тем, что избыточное напряжение просто гасится в выходном линейном стабилизаторе.

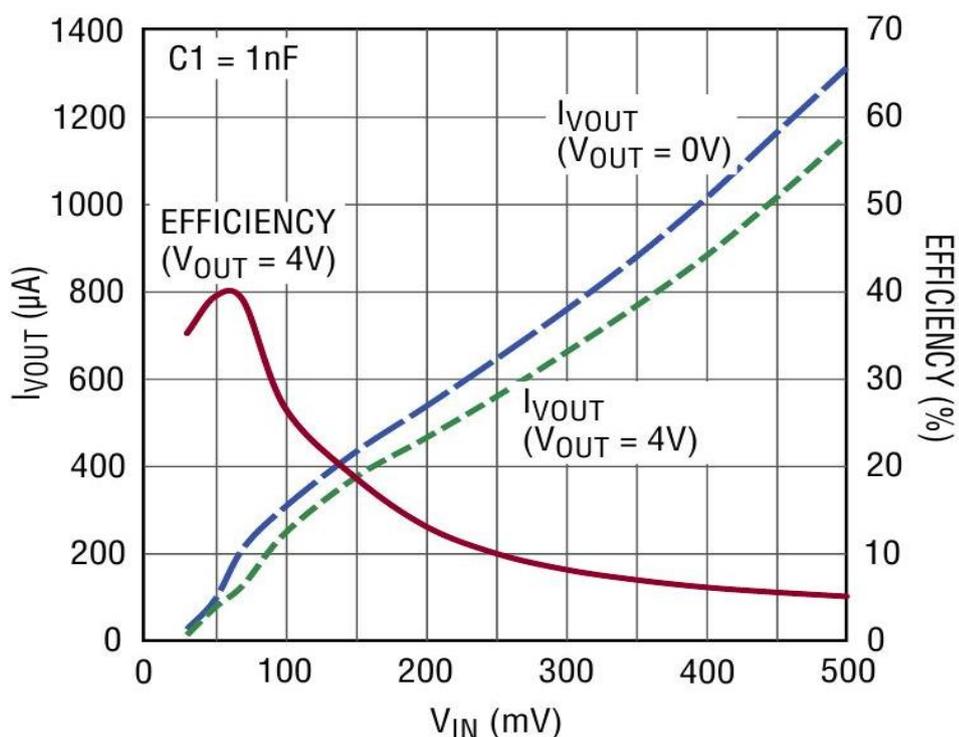


Рис. 17. Графики зависимости КПД от входного напряжения для ЭНХ на основе микросхемы LTC3108-1

Далее о выборе переключателей мощности и выпрямителей.

Проектирование выходных каскадов (пассивные и синхронные выпрямители). При проектировании низковольтных ЭНХ используются транзисторы и диоды, обеспечивающие эффективную работу при низких напряжениях.

Среди транзисторов отмечают JEFT транзистор типа BF862, диоды Шоттки типа HSMS2862 [29].

В микросхемах ЭНХ фирм производителей используются транзисторы, параметры которых не раскрываются. Иногда в выходных каскадах первой ступени (импульсный повышающий DC-DC) используются синхронные выпрямители, состоящие из трех параллельно соединенных транзисторов (рис. 11).

Проектирование магнитных элементов. Магнитные элементы первой ступени ЭНХ работают в режимах малых сигналов, которые не предъявляют к магнитопроводу каких либо специфичных условий.

В ЭНХ, которые используют генераторы на входе, могут возникнуть проблемы при реализации трансформаторов с большим коэффициентом трансформации (1:100).

Коэффициент трансформации задает минимальное число витков вторичной обмотки, равное 100. Именно это условие может определять размеры магнитопровода. Ниже в таблице 5 приводятся типы рекомендуемых изготовителем микросхем трансформаторов [33].

Таблица 5 - Типы микросхем трансформаторов

Vendor	Part Number
Coilcraft www.coilcraft.com	LPR6235-752SML (1:100 Ratio)
Würth www.we-online	74488540070 (1:100 Ratio) 74488540120 (1:50 Ratio) 74488540250 (1:20 Ratio)

Индуктивность вторичной обмотки трансформатора ($L_{\text{втор}}$) определяет резонансную частоту работы входного генератора [33]:

$$f_{\text{ген}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{\text{втор}}C_1}}, \quad (2)$$

где C_1 - емкость конденсатора на входе микросхемы [33].

Рабочие частоты входных генераторов, которые рекомендуются изготовителем микросхем при использовании трансформаторов из таблицы 8.5, лежат в диапазоне 10 – 100 кГц.

Для ЭНХ, использующих на входе импульсные DC-DC преобразователи, реальные значения индуктивностей входных дросселей около 20мкГн при частоте переключения регулирующего транзистора 1 мГц [34].

В таблице 6 приведены типы входных дросселей, рекомендуемых изготовителем микросхемы [34].

Таблица 6 - Типы входных дросселей

Inductance, μH	Dimensions, mm	Part number	Manufacturer
---------------------------	----------------	-------------	--------------

22	4.0x4.0x1.7	LPS4018-223M	Coilcraft
22	3.8x3.8x1.65	744031220	Würth
22	2.8x2.8x2.8	744025220	Würth

Выходной фильтр. В качестве выходного фильтра используется керамический конденсатор. Чем больше будет емкость этого конденсатора, тем дольше будет устанавливаться выходное напряжение, но одновременно и пульсации выходного напряжения будут меньше.

Как видно из проведенного обзора ограничений, которые могут возникнуть при проектировании ЭНХ, схемы не предъявляет жестких требований к входящим компонентам, за исключением требований к сопротивлениям резисторов. Иногда величины сопротивлений могут быть сотни кОм или единицы мОм. Реализация таких резисторов в микросхемах может создавать технологические проблемы.

5 Схемы прототипов DC/DC преобразователей для энергохарвестеров

В соответствие с табл. 3 существуют три типа микросхем ЭНХ, удовлетворяющие поставленным ограничениям на величину минимального входного напряжения. Это микросхемы трех производителей: Linear Technology; Texas Instruments; Analog Devices.

Однотипные микросхемы фирмы Linear Technology (LTC3107, LTC3108, LTC3109) используют трансформатор на входе.

Микросхема bq25504 фирмы Texas Instruments также как и микросхема ADP5090 фирмы Analog Devices используют на входе накопительные дроссели.

Структурные схемы двух микросхем уже были приведены ранее:

- LTC3108 на рис. 11;
- ADP5090 на рис. 13.

Структурная схема ЭНХ фирмы Texas Instruments bq25504 приведена на рис. 18 [34].

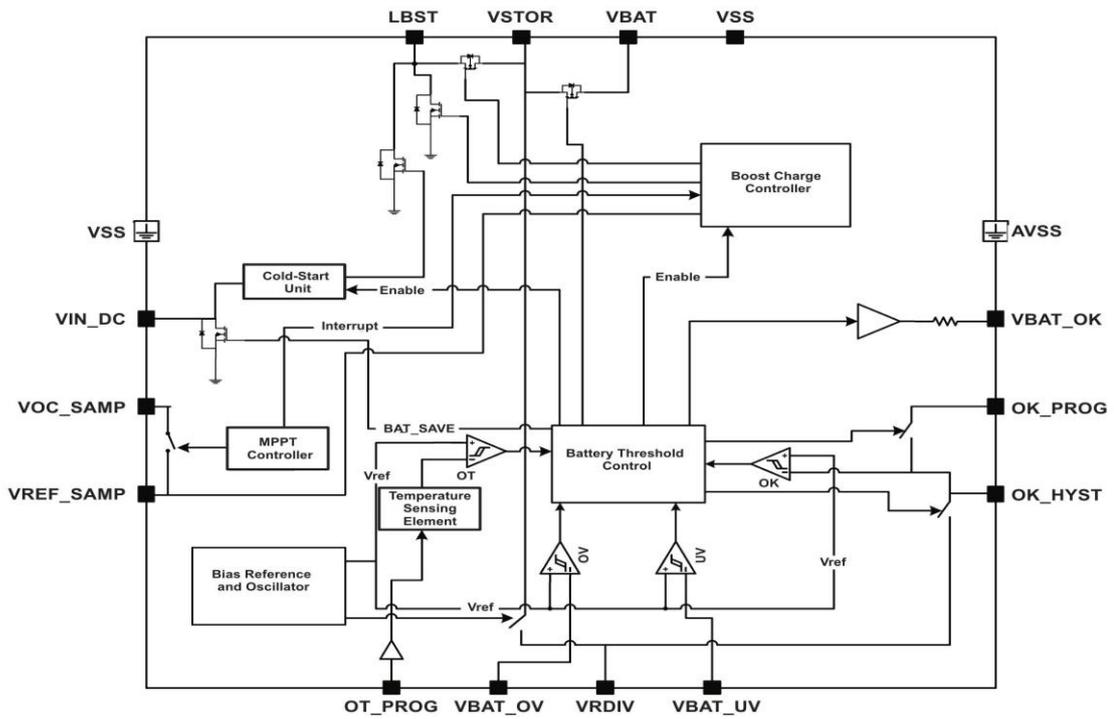


Рис. 18. Структурная схема ЭНХ фирмы Texas Instruments bq25504

Предлагаемый разработчиками микросхемы вариант её подключения к источнику энергии приведен на рис. 19.

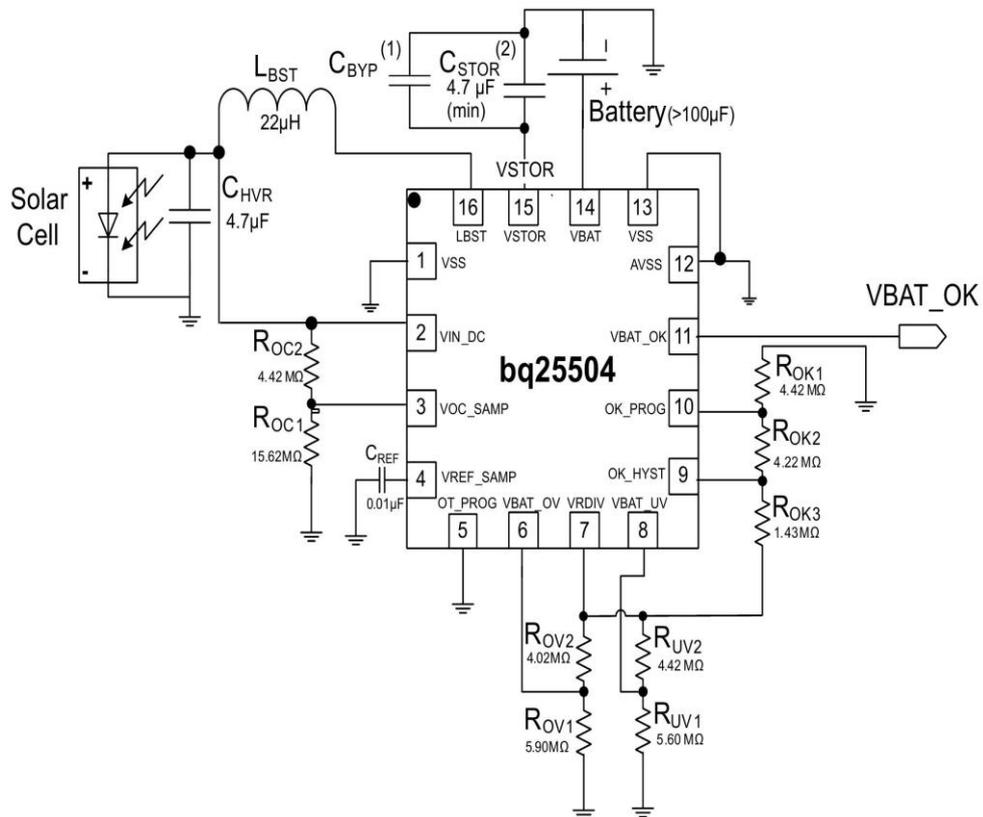


Рис. 19. Структурная схема подключения микросхемы к источнику энергии

6 Планарные индуктивности с технологией «проводящая пленка в токовом кольце» для энергохарвестеров нового поколения

Планарные индуктивности, которые реализуются на диэлектрической подложке в виде многovitковых круглых, спиральных, квадратных или более сложных геометрических форм, например, ортогональных спиралей, широко используются в современных устройствах связи и телекоммуникаций, в структуре «система на кристалле» или «система в корпусе» [40].

В работах [41-44] предложены методы расчёта частотно-зависимой индуктивности сплошного проводящего цилиндра с азимутальной плотностью вихревого тока.

Цель данного исследования [45] – разработка метода расчёта частотно-независимой микроскопической планарной индуктивности при технологии её создания типа «проводящая плёнка в токовом кольце». Реализация этой технологии позволит повысить поверхностную плотность индуктивности до предельных значений порядка 10 Гн/м^2 .

Индуктивности данного класса при дополнительных исследованиях могут стать основой для «запускающих» генераторов и маломощных DC-DC преобразователей энергохарвестеров.

Конструкция планарной индуктивности с тонкой цилиндрической пленкой. На рис. 20 приведена конструкция предлагаемой индуктивности, которая использует известную одновитковую топологию её создания [40].

Во внутреннюю область витка (токового кольца) из металлической пленки толщиной h_1 введена дополнительная тонкая пленка толщиной $h_2 \ll h_1$ радиусом $R < R_1$ из материала, обладающего заданной электропроводностью и не имеющего электрического контакта с витком.

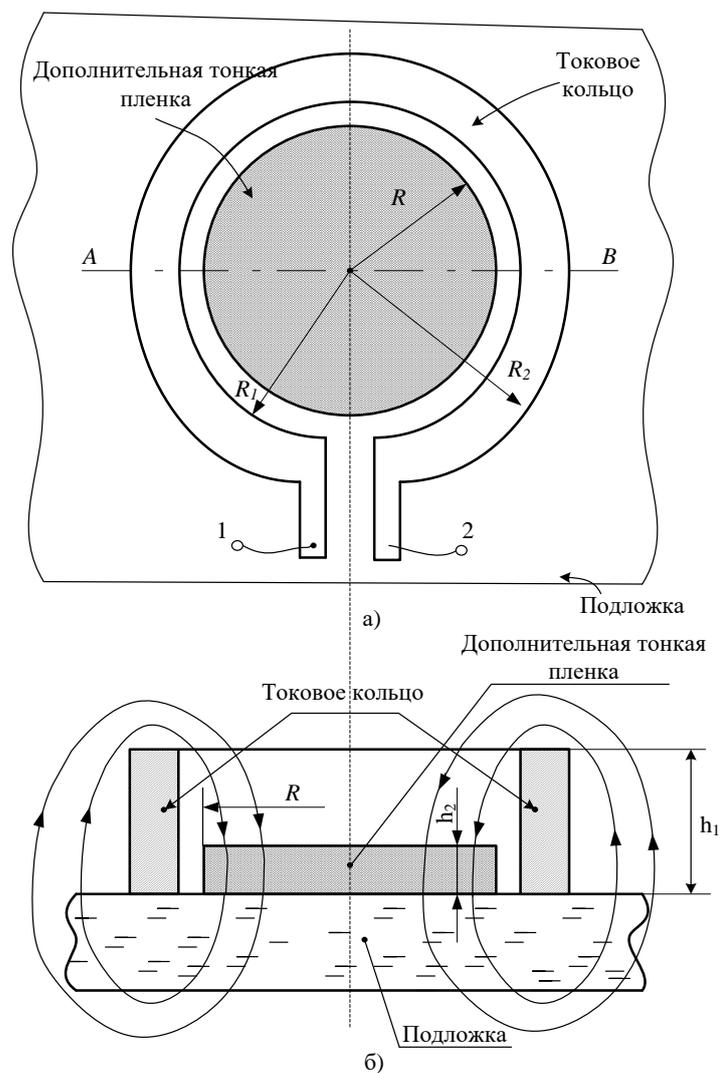


Рис. 20. Предлагаемая конструкция индуктивности (а) и ее разрез по вертикальному сечению АВ (б)

На рис. 20, 21 приняты следующие обозначения: R – радиус дополнительной тонкой плёнки, h_2 – ее толщина; R_1 – внутренний радиус витка (токового кольца) из металлической пленки толщиной h_1 ; R_2 – внешний радиус витка; 1 и 2 выходы интегральной индуктивности для ее включения в электронную схему.

Метод расчета частотно-независимой индуктивности проводящей пленки. На рис. 21 показаны направления основных векторов задачи. Индуктивность конструкции L (рис. 20) относительно выводов 1 и 2 складывается из двух составляющих

$$L = L_{\kappa} + L_{\phi}, \quad (3)$$

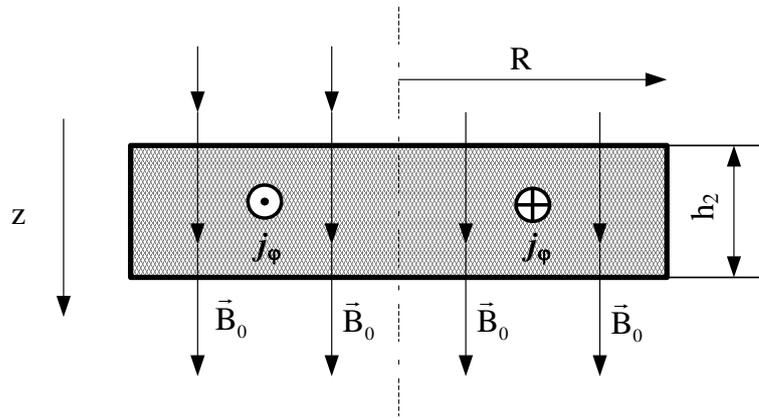


Рис. 21. Направления основных векторов задачи

где L_k – индуктивность витка (токового кольца), расчет которой можно выполнить на основе формул и графиков, представленных в [40]; L_ϕ – потоковая индуктивность дополнительной тонкой пленки h_2 , расчет которой представлен ниже.

Предположим, что дополнительная тонкая плёнка (сплошная, проводящая, немагнитная) рис. 21 находится во внешнем однородном переменном магнитном поле, направленном по оси z , которое имеет только одну компоненту $\vec{B} = (0, 0, B_z)$. Это внешнее магнитное поле создаётся витком (токовым кольцом), а его зависимость от времени имеет вид

$$B_z = B_0 \cos \omega t. \quad (4)$$

Для простоты предполагаем, что однородное в пространстве магнитное поле $B_0 = \text{const}$ не зависит от цилиндрических координат системы (r, ϕ, z) и ограничено в радиальном направлении внешним радиусом цилиндра R дополнительной тонкой плёнки, а в аксиальном направлении – толщиной дополнительной тонкой пленки, обозначенной через h_2 .

При такой ориентации переменное магнитное поле будет порождать в тонкой плёнке вихревое электрическое поле, напряженность которого $\vec{E} = (0, E_\phi, 0)$ имеет только одну компоненту [46].

Компоненты переменных электромагнитных полей в проводящей плёнке рис. 21 связаны между собой первым уравнением Максвелла, записанным в проекциях цилиндрической системе координат (r, ϕ, z)

$$\sigma(\text{rot} \vec{E})_z = -\frac{\partial B_z}{\partial t}, \quad (5)$$

где $\sigma = \pm 1$ – уточняющий знаковый множитель. Он включает в себя две возможные ориентации ротора вихревого электрического поля по отношению к исходному направлению вектора B_0 . Как показывают эксперименты, проведенные американскими технологами [47], значение $\sigma = -1$ возникает в цилиндрических плёнках с толщиной десятки и сотни нанометров. В таких сверхтонких плёнках токи Фуко формируют частотно-независимую положительную индуктивность L_ϕ , которая

приводится к выводам 1 и 2 интегральной индуктивности, проявляя свои неожиданные парамагнитные свойства.

Полагая в (5), что

$$\sigma E_{\varphi} = E_0(r) \sin \omega t, \quad (6)$$

из уравнения (6) получим уравнение, связывающее $E_0(r)$ и B_0

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} (r \sigma E_0) = \omega B_0, \quad (7)$$

где r – радиус текущей точки наблюдения в цилиндрической системе координат, который может изменяться в диапазоне $0-R$.

Решение уравнения (7) для $E_0(r)$ имеет вид

$$\sigma E_0(r) = \omega B_0 r / 2 + C_1 / r, \quad (8)$$

где C_1 – постоянная величина.

В решении (8) избавимся от особенности при $r \rightarrow 0$, полагая $C_1=0$. Это условие приводит к тому, что при $B_0 = 0$ величина $E_0 = 0$. Из (8) видно, что азимутальная компонента вектора напряженности вихревого электрического поля – линейная функция радиуса r с масштабом

$$E_* = \omega B_0 R / 2 = \pi f B_0 R. \quad (9)$$

В масштабе напряжённости учтено соотношение $\omega = 2\pi f$. Тогда (8) с учётом (9) при $0 \leq r \leq R$ имеет вид

$$E_0(r) = \sigma E_* r / R. \quad (10)$$

Плотность токов Фуко рассчитывается из дифференциального закона Ома

$$j_{\varphi} = E_{\varphi} / \rho, \quad (11)$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление дополнительной тонкой плёнки.

Из (11) видно, что плотность тока Фуко в однородной проводящей среде $\rho = \text{const}$ также является линейной функцией радиуса r и также зависит от времени, как и E_{φ}

$$j_{\varphi} = \sigma j_0(r) \sin \omega t, \quad (12)$$

где $j_0(r)$ связано с масштабом плотности тока

$$j_* = \pi f B_0 R / \rho \quad (13)$$

соотношением

$$j_0(r) = j_* r / R. \quad (14)$$

Вихревой ток, индуцированный во всей дополнительной тонкой плёнке, может быть получен из интегрирования плотности тока в цилиндрических координатах

$$i = \int_S \vec{j} d\vec{s} = \int_0^{h_2 R} \int_0^{2\pi} j_\varphi dr dz = i_* \sin \omega t, \quad (15)$$

где

$$i_* = j_* h_2 R / 2 = \pi f B_0 h_2 R^2 / (2\rho) \quad (16)$$

– масштаб индукционного тока.

Плотность вихревых токов Фуко (12) создаёт в пространстве плёнки собственное магнитное поле \vec{B}_1 .

Распределение магнитного поля отклика вещества можно рассчитать из второго уравнения Максвелла, записанного в цилиндрической системе координат (r, φ, z) :

$$(\text{rot } \vec{B}_1)_\varphi = -\frac{\partial B_{1z}}{\partial r} = \mu_0 j_\varphi. \quad (17)$$

Интегрируя (17) для начального условия $B_{1z}(0)$ с учётом (12), получим

$$B_{1z} = -\sigma B_{1*} (r/R)^2 \sin \omega t, \quad (18)$$

где

$$B_{1*} = \mu_0 j_* R / 2, \quad (19)$$

масштаб индукции магнитного поля отклика вещества. Его можно связать с индукцией внешнего магнитного поля безразмерным параметром β

$$B_{1*} = \beta B_0, \quad (20)$$

который указывает на влияние магнетизма токов Фуко:

$$\beta = \frac{\mu_0 \pi R^2 f}{2\rho} = \frac{f}{f_*}, \quad (21)$$

где

$$f_* = 2\rho / (\mu_0 \pi R^2) \quad (22)$$

– масштаб частоты системы.

Исследуем индуктивные свойства дополнительной тонкой плёнки. Найдём её потоковую индуктивность из соотношения

$$\langle \Phi \rangle = L_\Phi \langle i \rangle, \quad (23)$$

где под $\langle \Phi \rangle$ будем понимать суммарный средний за полупериод поток, пересекающий проводящую дополнительную тонкую плёнку, который формируется внешним переменным магнитным полем B_0 и магнитным полем отклика вещества B_1 . Под значением $\langle i \rangle$ будем понимать среднее значение переменного тока одного направления за полупериод. Тогда коэффициент пропорциональности между ними

(L_Φ) будет играть роль средней потоковой индуктивности дополнительной тонкой пленки.

Поток внешнего однородного переменного магнитного поля имеет вид

$$\Phi_0 = B_0 \pi R^2 \cos \omega t, \quad (24)$$

а поток переменного магнитного поля отклика вещества вычисляется из соотношения

$$\begin{aligned} \Phi_1 &= \int_s \vec{B}_1 d\vec{s} = \\ &= -\sigma \int_0^{2\pi} d\varphi \int_0^R B_{1*} \sin \omega t \frac{r^3}{R^2} dr = -\frac{\sigma \pi R^2}{2} B_{1*} \sin \omega t. \end{aligned} \quad (25)$$

Среднее значение суммарного потока за полупериод имеет вид

$$\langle \Phi \rangle = \langle \Phi_0 \rangle + \langle \Phi_1 \rangle, \quad (26)$$

где

$$\langle \Phi_0 \rangle = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} B_0 \pi R^2 \cos \omega t dt = 0, \quad (27)$$

а

$$\langle \Phi_1 \rangle = -\frac{2\sigma}{T} \int_0^{T/2} B_{1*} \pi R^2 \sin \omega t dt / 2 = -\sigma R^2 B_{1*}. \quad (28)$$

Подставляя (25) и (26) в (24) с учётом связи (21), получим

$$L_\Phi = \langle \Phi \rangle / \langle i \rangle = -\frac{\sigma \pi R^2 B_{1*}}{2i_*} = \pm \frac{\mu_0 \pi R^2}{2h_2}. \quad (29)$$

Из (29) следует, что средняя за полупериод потоковая индуктивность L_Φ дополнительной тонкой пленки не зависит от частоты и может быть как положительной, так и отрицательной величиной.

Как показывают эксперименты, проведённые в [47], проводящая микроплёнка толщиной меньше 500 нм формирует положительную планарную индуктивность. В экспериментах использовался планарный спиральный индуктор [48]-[50].

Если толщина тонкой плёнки $h_2 > 1$ мкм, а условие $h_2 < R$ не выполнено, то плёнка может находиться в состоянии частотно-зависимой динамической индуктивности, которая обращается в нуль на двух характеристических частотах [51].

В таблице 7 приведены значения потоковой индуктивности L_Φ , рассчитанные из (29), которые можно реализовать на наноразмерном эффекте для тонкой плёнки радиусом $R = 50$ мкм.

Таблица 7 – Зависимость потоковой индуктивности L_{ϕ} тонкой плёнки от ее толщины h_2

h_2 , нм	50	100	150	200	250	300	350
L_{ϕ} , нГн	100	50	33,3	25	20	16,7	14,3

При этом удельное сопротивление тонкой плёнки не влияет на величину индуктивности между выводами 1 и 2, а изменяет только частотный диапазон, в котором такая индуктивность будет оставаться постоянной. Данный диапазон частот можно оценить из условия $0,1f_* < f < 10f_*$, где f_* - масштаб частоты (22) проводящей пленки.

Значения масштаба частоты, зависящего от удельного сопротивления тонкой плёнки, рассчитанные из соотношения (22), представлены в таблице 8.

Таблица 8 – Масштаб частоты проводящей плёнки радиусом 50 мкм

№ п/п	Материал	Удельное сопротивление, ом·м	Масштаб частоты, Гц
1	медь	$15,5 \cdot 10^{-9}$	$3,14 \cdot 10^6$
2	алюминий	$25,0 \cdot 10^{-9}$	$5,0 \cdot 10^6$
3	вольфрам	$48,9 \cdot 10^{-9}$	$10,0 \cdot 10^6$
4	никель	$61,4 \cdot 10^{-9}$	$12,4 \cdot 10^6$
5	нихром	$1,0 \cdot 10^{-6}$	$203 \cdot 10^6$
6	кремний электронный (КЕФ)	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$203 \cdot 10^9$

Из таблиц 7 и 8 видно, что использование, например, алюминия при напылении дополнительной тонкой плёнки радиусом $R=50$ мкм и толщиной $h_2=100$ нм позволяет получить потоковую индуктивность тонкой плёнки $L_{\phi}=50$ нГн. Такая тонкая плёнка будет обеспечивать частотно-независимую индуктивность в диапазоне частот от 0,5 до 50 МГц.

Оценки, представленные в таблицах 7 и 8, подтверждают возможность решения поставленной задачи. При изменении толщины плёнки от 50 нм до 350 нм предлагаемая индуктивность изменяется в диапазоне от 100 нГн до 14 нГн, что значительно лучше (в 7-50 раз) максимальной индуктивности известных в КМОП – традиционных технологиях, достигаемых в одном слое [52].

Представленная конструкция и расчёт ППИ с технологией «проводящая плёнка в токовом кольце» имеют существенные преимущества по величине получаемой микроскопической интегральной индуктивности в сравнении с классическим одновитковым решением. Наноразмерный эффект, обнаруженный экспериментально в [47] и подтверждённый теоретически в настоящей работе, позволяет реализовать в $7 \div 50$ раз более высокие значения микроскопической индуктивности. Выбор значения удельного сопротивления материала, из которого создается дополнительная тонкая пленка, позволяет «сдвигать» рабочий диапазон частот предлагаемой индуктивности в заданный частотный диапазон.

7 Выводы

1 Технологии преобразования различных видов неэлектрической энергии в электрическую являются одним из приоритетов Национальной технологической инициативы РФ Межведомственной программы Правительства России. Успешное применение энергохарвестеров в системах мониторинга, связи и телекоммуникаций определяется научно-техническим уровнем соответствующих специализированных микросхем.

2 Существующие энергохарвестеры (ЭНХ) характеризуются минимальным входным напряжением, при котором ЭНХ устойчиво функционирует. Некоторые ЭНХ требуют при запуске повышенное входное напряжение (напряжение старта). Далее, после запуска, когда внутри микросхемы и на её выходе будет высокое напряжение, микросхема допускает снижение входного напряжения до уровня, в 3-4 раза меньшего, чем напряжение старта.

3 Входные повышающие DC-DC преобразователи ЭНХ могут проектироваться как на основе генераторов, так и на основе классических структур. ЭНХ, использующие в качестве повышающих DC-DC преобразователей генераторы, имеют меньший нижний допустимый порог входного напряжения и не требуют стартового напряжения, которое обычно в несколько раз превышает минимально допустимое входное напряжение. Микросхемы, которые обеспечивают работу ЭНХ в рассматриваемом в настоящей публикации диапазоне входных напряжений, являются маломощными приборами, что упрощает условия обеспечения их теплового режима. Рабочая частота задающих генераторов и импульсных преобразователей микросхем ЭНХ не превышает 1мГц, что не накладывает жестких ограничений на частотные свойства применяемых транзисторов. Технологические и конструктивные сложности могут возникнуть при реализации регулирующего транзистора первого каскада повышающего преобразователя. Транзистор должен обеспечить при сверхнизких напряжениях или режим усиления во входном генераторе, или ключевой режим в импульсном DC-DC. ЭНХ не накладывают особых условий на применяемые трансформаторы и катушки индуктивности, которые могут быть выбраны из выпускаемых серийно или предложенных в настоящем проекте. Некоторые микросхемы имеют внутренние модули для работы ЭНХ совместно с двумя АКР. Микросхемы ЭНХ обычно имеют внутренние модули, которые обеспечивают традиционные для источников питания режимы: защита от короткого замыкания на выходе, защита от перегрева, программирование величины выходного напряжения и т.д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1 MicroGen Systems, Inc.: www.microgensystems.com

2 Infinite Power Solutions, Inc.: www.infinitepowersolutions.com

3 Perpetuum - a vibration harvesting company. URL: <http://www.energyharvestingjournal.com/articles/perpetuum-a-vibration-harvestingcompany-00001274.asp>

4 Perpetuum: www.perpetuum.com.

5 Microstrain: www.microstrain.com

6 Сысоева, С. Новые сенсорные решения. Выход на новый уровень измерений / С. Сысоева // Компоненты и технологии. – 2011. - № 8. – URL: http://kit-e.ru/articles/sensor/2011_8_59.php

7 Nextreme Thermal Solutions: www.nextreme.com.

8 Сысоева С. Новые мосты в дорожной карте эволюции МЭМС, 3D-ИС и нанотехнологий / С. Сысоева // Компоненты и технологии. - 2010. - № 6.

9 IMEC: www.imec.be

10 http://www2.imec.be/be_en/press/imec-news/micromachined-piezoel-harvester-with-recordpower-autonomous-wireless-sensor.html

11 Patent US № 6.522.110, G05F 1/10; G05F 1/577; G05F 001/577. Multiple output switching regulator / Ivanov V.V.; Assignee: Texas Instruments Incorporated // Appl. No: 10/011,213. – Filed: October 23, 2001. – Date of Patent: February 18, 2003

12 Pub. No. US 2011/0050250, G01R 19/0092 20130101; H02M 3/156 20130101; H02M 2001/0009 20130101. Electronic device and method for inductor current measurement / Ivanov V.V.; Neuhaeusler J.; Vanselow F.; Assignee: Texas Instruments, Deutschland GmbH, Freising DE // Filed: August 6, 2010. – Pub. Date: March 3, 2011

13 Pub. No. WO 2009/094497, H02M3/07; H03L7/093. Self-oscillating regulated low-ripple charge pump and method / Ivanov V.V.; Janjic T.; Assignee: Texas Instruments INC // International Appl. No: PCT/US2009/031760. – International Filing Date: 23.01.2009. – International Pub. Date: 30.07.2009

14 Pub. No. US 2008/0272833, G05F 1/10 20060101 G05F001/10. Charge Pump / Ivanov V.V.; Gerber J.; Vanselow F.; Assignee: Texas Instruments Incorporated // Filed: May 2, 2008. – Pub. Date: November 6, 2008

15 Patent US № 8.228.130, G04C 3/06; H03B 5/32. Circuitry and method for precision amplitude control in quartz and MEMS oscillators / Ivanov V.V., Shay M.J.; Assignee: Texas Instruments Incorporated // Appl. No: 12/931,940. – Filed: February 15, 2011. – Date of Patent: July 24, 2012

16 Patent US № 6.441.598, H02M 3/04; H02M 3/158; G05F 001/40; G05F 001/44. Synchronous rectifier circuit and method of use in switching voltage converter / Ivanov V.V.; Assignee: Texas Instruments Incorporated // Appl. No: 10/010,632. – Filed: November 5, 2001. – Date of Patent: August 27, 2002

17 Pub. No. WO 2011/093966, H02J15/00; H02J7/00; H02M3/155. Power management dc-dc converter and method for induction energy harvester / Ivanov V.V.; Assignee: Texas Instruments INC; Ivanov Vadim V; Texas Instruments Japan // International Appl. No: PCT/US2010/061818. – International Filing Date: 22.12.2010. – International Pub. Date: 04.08.2011

18 Pub. No. WO 2011/090687, G05F1/10; G05F1/56. Low-power feedback and method for DC-DC converters and voltage regulators for energy harvesters / Ivanov V.V.; Kalthoff T.V.; Assignee: Texas Instruments INC; Ivanov Vadim V; Kalthoff Timothy V; Texas Instruments Japan // International Appl. No: PCT/US2010/062035. – International Filing Date: 23.12.2010. – International Pub. Date: 28.07.2011

19 Pub. No. WO 02/065227, H02M3/158; (IPC1-7): G05F3/16. Method and circuit for maintaining high efficiency in a buck-boost switching regulator / Ivanov V.V.; Assignee: Texas Instruments INC // International Appl. No: PCT/US02/05197. –

International Filing Date: 11.02.2002. – International Pub. Date: 22.08.2002

20 Pub. No. WO 2011/102876, H02H7/18; H02J7/00; H02M3/155. Battery protection circuit and method for energy harvester circuit / Ivanov V.V.; Scoones K.A.; Assignee: Texas Instruments INC; Ivanov Vadim V; Scoones Kevin A; Texas Instruments Japan // International Appl. No: PCT/US2010/061831. – International Filing Date: 22.12.2010. – International Pub. Date: 25.08.2011

21 Pub. No. WO 2011/112228, G05F1/66; H02J7/10; H02M3/155. Energy harvester battery charger circuit and method / Ivanov V.V., Link C.; Assignee: Texas Instruments INC; Ivanov V.V.; Link C.; Texas Instruments, Japan // International Appl. No: PCT/US2010/061532. – International Filing Date: 21.12.2010. – International Pub. Date: 15.09.2011

22 Pub. No. WO 2011/115652, H02J7/00; H02N2/00; H02N2/06. Converter and method for extracting maximum power from piezo vibration harvester / Ivanov V.V.; Assignee: Texas Instruments INC; Ivanov V.V.; Texas Instruments Japan // International Appl. No: PCT/US2010/061423. – International Filing Date: 21.12.2010. – International Pub. Date: 22.09.2011

23 Evanczuk S. Low-voltage DC-DC Converters Build Efficient Power Management into Energy Harvesting Designs. <http://www.digikey.com/es/articles/techzone/2011/aug/>.

24 Paradiso J. Energy scavenging for mobile and wireless electronics / J. Paradiso, T. Starner // Pervasive Computing, IEEE, vol. 4, no. 1, pp. 18–27, Jan.-March 2005.

25 Hudak S. Small-scale energy harvesting through thermoelectric, vibration, and radiofrequency power conversion / S. Hudak, G. G. Amatucci // Journal of Applied Physics, vol. 103, no. 10, p. 101301, 2008.

26 Mateu L. Human body energy harvesting thermogenerator for sensing applications / L. Mateu, C. Codrea, N. Lucas, M. Pollak, and P. Spies // International Conference on Sensor Technologies and Applications 2007, SensorComm 2007, pp. 366–372, Oct. 2007.

27 Ungan T. Harvesting low ambient rf-sources for autonomous measurement systems / T. Ungan and L. Reindl // Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings 2008, IEEE IMTC 2008, pp. 62–65, May 2008.

28 Гавриков В. Модули от Powercast: питание датчика от сотовой сети / В. Гавриков // В. Гавриков // Новости электроники. - № 7. - 2015.

29 Grgić D. Ultra-Low Input Voltage Dc-Dc Converter For Micro Energy Harvesting / D. Grgić, T. Ungan, M. Kostić and L.M. Reindl // PowerMEMS 2009, Washington DC, USA, December 1-4, 2009.

30 ADP5090.Datasheet AD. www.analog.com/AD5090

31 Broeders Jan-Hein. Wearable Electronic Devices Monitor, Vital Signs, Activity Level, and More / Jan-Hein Broeders // Analog Dialogue 48-12, December 2014.

32 Allan R. Chipworks Analysis: Linear Technology's LTC3108 DC-DC Converter For Energy Harvesting Apps Electronic Design. URL: <http://electronicdesign.com/energy/chipworks-analysis-linear-technology-s-ltc3108-dc-dc-converter-energy-harvesting-apps>.

33 LTC3108-1.Datasheet LT. www.Linear.com/LTC3108-1.

34 bq25504.Datasheet TI. www.ti.com/bq25504

35 Березин О.К. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / О.К. Березин, В.Г. Костиков, В.А. Шахнов. – М.: «Три Л», 2000. – 400с.

36 Готтлиб И.М. Источники питания. Инверторы, конверторы, линейные и импульсные стабилизаторы / И.М.Готтлиб. - Москва: Постмаркет, 2002. - 544 с.

37 Браун М. Источники питания. Расчет и конструирование / М. Браун: Пер. с англ. - К. «МК-ПРЕСС». 2005. – 288 с.

38 Самойлов Л.К. Источники питания. Устройства формирования служебного напряжения. ВИНТИ, Деп. рукопись №1066-В2006, 169с.

39 Amirtharajah R. Circuits for Energy Harvesting Sensor Signal Processing / R. Amirtharajah, J. Wenck, J. Collier, J. Siebert, B. Zhou // AMC/IEEE Design Automation Conference, pp. 639 - 644, July 2006. (Моделирование [26])

40 Сапогин В.Г., Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н., Будяков А.С., Савченко Е.М. Интегральные индуктивности и трансформаторы аналоговых микросхем СВЧ-диапазона. – Шахты: ГОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2010. 273 с.

41 Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н., Манжула В.Г., Сапунцов Н.Е., Нестюрина Е.Е. Индуктивность сплошного проводящего цилиндра с азимутальной плотностью вихревого тока в низкочастотной области//Фундаментальные исследования. – 2013. – №11 (часть 3). – С. 441-446.

42 Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н., Марчук В.И., Манжула В.Г., Будяков А.С. Индуктивные свойства микроскопического проводящего кольца с плотностью вихревого тока азимутального направления // Нано- и микросистемная техника. – 2014. – №1. – С. 22-26.

43 Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н., Сапунцов Н.Е. Индуктивность цилиндрической плёнки с азимутальной плотностью вихревого тока // Материалы международной конференции «Актуальные проблемы электронного приборостроения». Т.II. Саратов, Россия, 25-26 сентября 2014 г. – С. 358-365.

44 Сапогин В.Г., Прокопенко Н.Н. О методах расчёта микроскопической интегральной индуктивности с высокой симметрией // Радиотехника. – 2015. – №2. – С. 116-125.

45 Сапогин, В. Г., Прокопенко, Н. Н., Иванов, Ю. И., Бугакова, А. В. "Наноразмерный эффект в планарной индуктивности с технологией" проводящая пленка в токовом кольце" //Проблемы разработки перспективных микро-и наноэлектронных систем (МЭС). – 2016. – №. 3. – С. 114-119.

46 Савельев И.В. Курс общей физики. Т.2. Электричество и магнетизм. Главная редакция физико-математической литературы издательства «Наука», 1978 г.

47 Widjaja A. and Sarangan A. Method for Fabrication Thin Film Structures with Negative Inductance. Case #: UD-488. US-Patent Pending; Publication # 20090261936. Inventor: Agus-Widjaja, et. al.

48 Yue C.P. and Wong S.S. On-Chip Spiral Inductors with Paterned Ground Shields for Si-Based RFIC's. IEEE J.Solid State Circuit, vol. 33, no. 5, p.p. 743-752, may 1999.

49 Ragonese E., Biondi T., Scuderi A., Palmisano G.A Lumped Scalable Physics-Based Model for Silicon Spiral Inductors. 0-7803-7530-0/02\$17.00 ©2002 IEEE. P. 119-124.

50 Scuderi A., Ragonese E., Biondi T., Palmisano G. “Integrated Inductors and Transformers”, CRC Press. Taylor & Francis Group, New York. 2011. P.151.

51 Sapogin V.G., Prokopenko N.N., Sapogina L.K. Solution of Solitary Current Inductor’s “Cutoff Frequency Problem” for EHF Applications // The International IEEE Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (COMCAS-2015), 2-4 november 2015 Tel Aviv, Israel.

52 Эннс В.И., Кобзев Ю.М. Проектирование аналоговых КМОП-микросхем. Краткий справочник разработчика //Под ред. канд. техн. наук В.И.Эннса. М: Горячая линия – Телеком. 2005. 455 с.