

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

СУМСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Кафедра електроніки і комп'ютерної техніки

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА

до кваліфікаційної роботи бакалавра на тему:

«Індукційний нагрівач з фазовим налаштуванням частоти»

Завідувач кафедрою

Опанасюк А. С.

Керівник

кваліфікаційної роботи

Новгородцев А. І.

Виконав студент

гр. ЕС – 71

Шаповалов О. І.

Суми 2021 р.

Сумський державний університет
Факультет ЕлІТ
Кафедра «Електроніки і комп'ютерної техніки»
Спеціальність 6.171 «Електроніка»

Затверджую:
Зав.кафедрою Е і КТ
Опанасюк А. С.
„_____” _____ 2021 р.

ЗАВДАННЯ

на кваліфікаційну роботу бакалавра

Шаповалову Олексію Ігоровичу

1. Тема роботи: «Індукційний нагрівач з фазовим налаштуванням частоти»

Затверджена наказом по університету від „_____” _____ 2021 р. № _____

2. Термін здачі студентом закінченої роботи: 30.05. 2021 р.

3. Вихідні дані до роботи:

- потужність розсіювана на навантаженні 4 кВт;
- автоматичне фазове підлаштування робочої частоти;
- наявність схем захисту в режимі холостого ходу;
- стійкість до кидків мережевої напруги та захищеність від завад;
- регулятор реалізувати на мікроконтролері;
- наявність таймеру відключення.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки:

- розробка алгоритму функціонування та структурної схеми пристрою;
- розробка та розрахунок принципової схеми пристрою.

5. Перелік графічного матеріалу:

- креслення схеми алгоритму;
- креслення схеми електричної структурної;
- креслення схеми електричної принципової.

Дата видачі завдання: 15.03.2021 р.

Прийняв до виконання студент:

Шаповалов О. І.

Календарний план

№ п/п	Перелік етапів виконання кваліфікаційної роботи	Термін виконання	Примітки
1	Огляд літератури за вибраним напрямком проектування	20.03.2021 р.	
2	Розробка алгоритму функціонування пристрою	10.04.2021 р.	
3	Розробка структурної схеми пристрою	15.04.2021 р.	
4	Розробка принципової схеми пристрою	20.04.2021 р.	
5	Оформлення пояснювальної записки	30.04.2021 р.	
6	Розробка та оформлення графічної частини	10.05.2021 р.	
7	Представлення роботи на рецензування	15.05.2021 р.	
8	Представлення роботи для захисту	10.06.2021 р.	

Керівник кваліфікаційної роботи:

Новгородцев А. І.

Студент дипломник:

Шаповалов О. І.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка містить: 46 сторінок, 13 рисунків, 13 літературних джерел, додатки 3 сторінки.

Графічна частина роботи містить: блок-схему алгоритму роботи пристрою, структурну і принципову електричну схеми.

Пояснювальна записка містить три розділи.

Перший розділ містить огляд технічної літератури за вибраним напрямком проектування.

Другий розділ присвячений розробці алгоритму функціонування і структурної схеми.

У третьому розділі розроблена принципова схеми пристрою і виконаний розрахунок основних її вузлів.

По результатам розробки зроблені висновки.

Приведений перелік літературних джерел.

ЗМІСТ

Вступ	4
1 Огляд літератури за вибраним напрямком проектування	6
1.1 Індукційний нагрівач на основі автогенераторної схеми	6
1.2 Індукційний нагрівач що працює від напруги мережі.....	8
1.3 Індукційний нагрівач на основі ШІМ контролера IR2153	9
1.4 Однотактний індукційний нагрівач зі стабілізацією струму	11
2 Розробка алгоритму функціонування і структурної схеми проектowanego пристрою	17
2.1 Розробка блок-схеми алгоритму пристрою	17
2.2 Розробка структурної схеми проектowanego пристрою	20
3 Розробка і розрахунок електричної принципової схеми пристрою	26
3.1 Вибір елементної бази	26
3.2 Розрахунок і синтез основних електронних вузлів	38
3.3 Опис електричної принципової схеми індукційного нагрівача	40
Висновки	45
Література	46
Додатки	

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ			
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата	Індукційний нагрівач з фазовим налаштуванням частоти. Пояснювальна записка.	Лит.	Лист	Листов
Разраб.		Шаповалов					3	46
Проверил		Новгородцев						
Реценз.								
Н. Контр.		Новгородцев						
Утверд.		Опанасюк			СумДУ, ЕС –71			

ВСТУП

З розвитком напівпровідникової техніки індукційний нагрів перестав бути просто складовою технологічного процесу крупної промисловості. Більш розвинені схеми керування дозволяють зменшити розміри і масу нагрівачів. Тим самим відкриваючи можливості вирішення безлічі побутових завдань за допомогою цієї технології.

Індукційні нагрівачі використовуються для розігріву магнітних матеріалів наприклад графіт або сталь за допомогою наведення всередині цих матеріалів високочастотних вихрових струмів. Це створює суттєву перевагу перед традиційними теновими нагрівачами. Оскільки відсутній електричний контакт з нагрівальним елементом, що має високу температуру. Індукційний нагрів можна приміняти для розігріву жал паяльників, плавки кольорових металів у феромагнітних тиглях, нагріву металевих теплообмінників опалювальних систем та в багатьох інших випадках.

Основною складністю для систем керування є налаштування частоти роботи пристрою в резонанс. Так як робота на частоті відмінній від резонансної призводить до збільшення коефіцієнта потужності, зменшенню потужності що розсіюється нанавантаженні, та збільшенні навантаження на схему керування пристрою в наслідок більш жорстких режимів комутації силових транзисторів. Найбільш точним методом керування такими схемами є фаазове налаштування робочої частоти. Його суть зводиться до зміни робочої частоти до тих пір поки фазовий зсув між струмом і напругою в резонансному контурі не стане рівним нулю. В цей момент реактивні складові опору навантаження є скомпенсованими, отже контур працює на резонансній частоті. Такий метод керування знаходить все більшу популярність через суттєве зменшення теплових втрат на елементах схеми, та забезпечення максимальної потужності в навантаженні.

Метою даної роботи є розробка індукційного нагрівача з фазовим налаштуванням робочої частоти, призначеного для нагріву заготовок що мають різну магнітну проникність, або змінюють магнітну проникність під час нагріву.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		4

Прилад повинен мати систему керування реалізовану на основі мікроконтролера, мати вбудований таймер, та регулювання потужності. Напруга мережі до якої підключається прилад має значні пульсації. Оскільки до неї під'єднано значну кількість споживачів що призводять до нелінійних спотворень форми напруги. З огляду на це проєктований пристрій повинен бути стійким до кидків мережевої напруги.

Реалізація вимог поставлених технічним завданням в рамках проєктованого пристрою дозволить досягнути максимальної універсальності виробу і сильно розширить область його застосування.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		5

1 ОГЛЯД ЛІТЕРАТУРИ ЗА ВИБРАНИМ НАПРЯМКОМ ПРОЕКТУВАННЯ

1.1 Індукційний нагрівач на основі автогенераторної схеми

Однією з найбільш поширених схем індукційних нагрівачів що використовуються для вирішення побутових задач є схема на основі автогенераторної топології. В якості живлення використовується постійна напруга в діапазоні від 10 до 30 Вольт, відповідно для живлення схеми від мережі потрібен блок живлення. Навантаженням є котушка індуктора [13].

При увімкненні пристрою в початковий момент часу струм поступово наростає на індуктивностях $L1$, $L2$ та котушці контура, так як реальні деталі схеми мають певні розбіжності параметрів то одине з плечей схеми відкриється раніше ніж інше, а оскільки затвор транзистора одного плеча з'єднаний через діод зі стоком протилежного то відкриття одного з транзисторів призведе до зменшення напруги затвор-витік іншого транзистора до рівня падіння напруги на відкритому діоді в наслідок цього цей транзистор буде закритим доки магнітний потік в резонансному контурі не зайде в область насичення [13]. Схему індукційного нагрівача на основі автогенераторної схеми зображено на рисунку 1

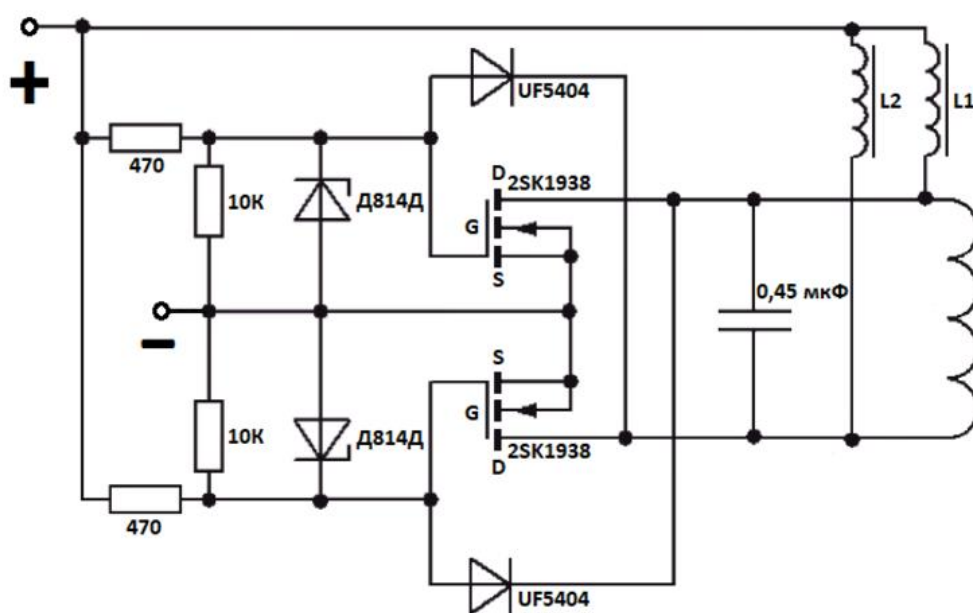


Рисунок 1 – Індукційний нагрівач на основі автогенераторної схеми

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		6

Від так відкриється запірний діод що призведе до запирання того транзистора що знаходився у відкритому стані, збільшення потенціалу на його стокові, а отже і на катоді запірного діода іншого плеча і як наслідок відпирання раніше закритого транзистора. Надалі всі процеси у схемі повторюються.

Частота роботи схеми залежить від значення індуктивностей L_1 , L_2 та котушки резонансного контура, таким чином в залежності від зміни параметрів об'єкта що нагрівається змінюється і індуктивність котушки резонансного контура що в свою чергу призводить до зміни частоти роботи схеми забезпечуючи зворотній зв'язок за магнітною проникністю [1].

Це є основною перевагою цієї схеми над іншими оскільки резонансний контур завжди буде працювати на частоті резонансу. Однак основним недоліком даної схеми є низька напруга живлення, а отже навіть при невеликій розсіюванні на навантаженні потужності в силових ланцюгах контура будуть протікати великі струми. Це призведе до сильного нагріву транзисторів та встановлення великих радіаторів з активним обдувом при незначній споживаній потужності.

Так як переважна більшість нагрівачів живеться від мережевої напруги то для забезпечення роботи даного пристрою від мережі потрібен потужний блок живлення. Масогабаритні властивості блоків живлення необхідної потужності побудованих на основі трансформаторів з осердям із електро-технічної сталі, а також їх значна вартість робить їх застосування не доцільним. Імпульсні блоки живлення аналогічної потужності мають досить складну будову що повністю нівелює простоту схеми. Таким чином низький діапазон напруги живлення сильно обмежує можливості застосування цієї схеми [1].

Відсутність схеми керування унеможливорює забезпечення петлі гістерезису або роботу в різних режимах, наприклад робота на частоті вдвічі більшої за резонансну розсією чи таким чином 50 % від максимальної потужності. Від так данна схема є малопридатною для використання її в промислових та побутових цілях оскільки більшість побутових нагрівачів потребують значно більшу потужність ніж така конструкція здатна забезпечити [13].

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
						7
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

1.2 Індукційний нагрівач що працює від напруги мережі

Схема індукційного нагрівача (рис. 2) призначена для нагрівання бойлера з водою, основною ідеєю покладеною в данну схему є живлення індукційного нагрівача безпосередньо від напруги мережі, це дозволяє мінімізувати втрати енергії на перетвореннях напруги та дозволяє жити достатньо потужні пристрої. Виключення зі схеми трансформаторних або імпульсних блоків живлення значно спрощує конструкцію приладу збільшуючи тим самим надійність [13].

Конденсатори C1, C2 та синфазний дросель FL1 виконують роль мережевого фільтра нівелюючи спотворення мережевої напруги викликані імпульсним характером споживання струму. Діоди VD1-VD4 створюють діодний міст що призначений для випрямлення змінного мережевого струму. Змінний резистор R2 обмежує струм зарядки конденсатора C6 і як наслідок змінюється кут відпирання тиристора.

Роль навантаження виконує осердя трансформатора розв'язки T1. При підключенні живлення через буферний конденсатор напруга надходить на діодний міст, де напруга випрямляється і заряджає конденсатор ємністю 4 мкФ до 300-350В [7].

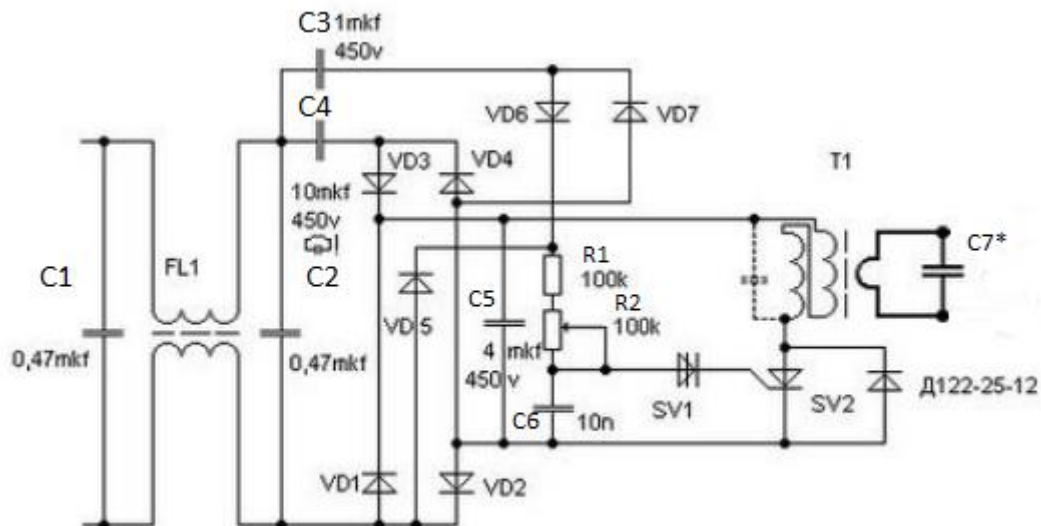


Рисунок 2 – Схема індукційний нагрівача що працює від напруги мережі

Як тільки напруга досягає 300 В схема управління тиристором (зібрана на диністорі, діодах і конденсаторі) створить імпульс, який відкриє тиристор. Заряд накопичений на конденсаторі С5 буде прикладений до первинної обмотки трансформатора Т1, струм самоіндукції закриє тиристор, оскільки магнітний потік що протікає в осерді трансформатора не може змінитися миттєво то він створить імпульс напруги зворотної полярності.

Високий ККД даної схеми пояснюється введенням в трансформатор намотаною біфілярно первинною обмоткою і двох коливальних контурів з індуктивним зв'язком і коротко імпульсним запуском тиристора [1].

Схема може дати побічний ефект, пов'язаний з випередженням напруги в буферній ємності щодо струму на кут 80 градусів. Суттєвим недоліком цієї схеми є вибір тиристора в якості силового ключа оскільки швидкість перемикання тиристорів та спосіб керування описаний в цій схемі не дозволяє працювати на високій частоті що значно збільшує кількість витків в обмотках контуру та трансформатора розв'язки, і що більш суттєво частота роботи цієї схеми знаходиться в межах слухового діапазона тим самим призводячи до значного дискомфорту користувача [13].

1.3 Індукційний нагрівач на основі ШІМ контролера IR2153

Схема індукційного нагрівача (рис. 3) призначена для розігріву батареї опалення, вона побудована за топологією «напівміст», тобто є двотактною. Це зроблено з метою мінімізації втрат на силових транзисторах, а також для довготривалої роботи в режимі споживання потужності більше 3 кВт що є неможливим для одноконтурних схем [12].

Дроссель L1 виконує роль мережевого фільтру тобто призначений для нівелювання викривлень мережевої напруги викликаних імпульсним характером споживання струму навантаженням та сгладжує струм зарядки конденсатора С1, що виникає в початковий момент часу після подачі на схему напруги живлення , інтегральний діодний міст VD1 випрямляє напругу мережі, котру потім сгладжує конденсатор С1. Стабілітрон VD2, резистор R1 та транзистор VT1 утворюють

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		9

ШІМ контролер IR 2153 формує послідовність імпульсів керування що підсилюються транзисторами VT4 – VT7 і поступають на затвори VT8, VT9. Резистори R14, R15 та конденсатори C5, C6 є елементами обв'язки вбудованого ШІМ контролер релаксаційного генератора що формує частоту роботи силової частини пристрою, мікросхема IR2153 забезпечує паузи тривалістю 1,2 мкс. між перемиканням транзисторів це направлено на боротьбу з явищем наскрізного струму який короткочасно виникає через різний час відкриття і силових закриття транзисторів [5].

Котушка індуктивності L2 та батарея конденсаторів C17-C24 формує контур послідовного резонансу. Трансформатор T1 розташований послідовно з резонансним контуром призначений для відбору частини потужності з подальшою стабілізацією за допомогою лінійного стабілізатора напруги LM7812 та живлення вентилятора що забезпечує активний обдув елементів схеми.

Ця схема здатна забезпечити значну потужність, однак використання ШІМ контролера що не має виводів зворотнього зв'язку унеможливорює підлаштування резонансної частоти в залежності від зміни магнітної проникності радіатора що виконує роль осердя котушки L2. Це робить дану схему вузькоспеціалізованою так як вона не має ніякої можливості працювати без навантаження. Платою за простоту схеми керування є жорсткий режим роботи силових ключів, що може пагубно сказатися на надійності схеми в цілому [12].

1.4 Однотактний індукційний нагрівач зі стабілізацією струму

Так як при роботі індукційного нагрівача на частоті резонансу реактивні складові повного опору навантаження є скомпенсованими, то повний опір схеми буде найменшим забезпечуючи тим самим максимальне споживання струму навантаженням для контуру послідовного резонансу при роботі на резонансній частоті та навпаки для контуру паралельного резонансу. Тому в установках що використовуються у побуті широке застосування знайшов метод керування частотою в залежності від споживаного струму [12].

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		11

Оскільки в силових ланцюгах протікають досить значні струми то найбільш поширеним є використання трансформатора струму в якості елемента що відстежує силу струму.

Схема зображена на рисунку 4 відноситься саме до такого типу пристроїв, вона побудована за однотактною топологією, і структурно представляє із себе: фільтр вхідної напруги, діодний міст, LC фільтр що сгладжує вхідну напругу, контур паралельного резонансу, силовий ключ, схему керування та блок живлення.

Оскільки схема керування містить декілька мікросхем та багато елементів об'язки то для їх живлення звичайний параметричний стабілізатор є недостатнім, і потрібно використовувати трансформаторний або імпульсний блок живлення. В даній схемі використовується імпульсний однотактний блок живлення зі зворотнім включенням діода (зворотньоходовий). Синфзний дросель L1 та конденсатор C4 формують фільтр вхідної напруги, діоди VD1, VD2, VD5, VD6 утворюють діодний міст напругу на виході з якого надалі згладжує конденсатор C6.

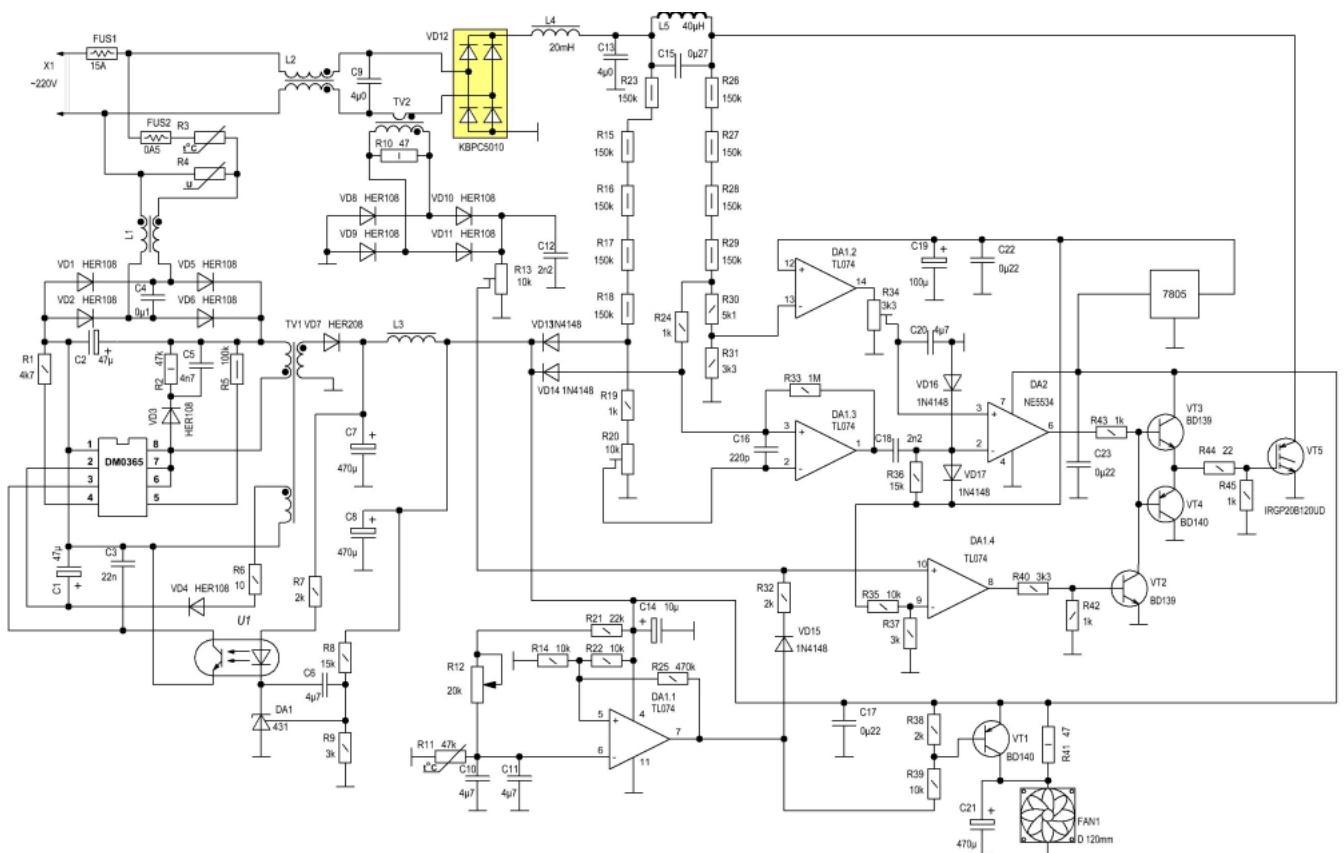


Рисунок 4 – Схема індукційного нагрівача зі стабілізацією струму

Мікросхема ШІМ контролера DM0365 містить інтегрований силовий транзистор а від так вона керує первинною обмоткою трансформатора TV1 безпосередньо. Діод VD3 конденсатор C5 та резистор R2 утворюють ланцюг захисту від викидів ЕРС самоіндукції в первинній обмотці трансформатора що виникають в момент запирання ключа. Обмотка трансформатора L2 є додатковою вторинною обмоткою і призначена для живлення ШІМ контролера після запуску схеми [1].

На виході схеми встановлений П образний LC фільтр вихідної напруги що забезпечує сглажування пульсацій вихідної напруги що присущі однотактним схемам. Для стабілізації вихідної напруги використовується зворотній зв'язок по напрузі побудований на стабілізаторі напруги DA1 - TL431 та оптроні U1 який забезпечує гальванічну розв'язку з мережею. TV2 трансформатор струму струм на його вторинній обмотці пропорційний силі струму що протікає в первинній обмотці, оскільки роль навантаження для вторинної обмотки виконує резистор R10 то сила струму в первинній обмотці TV2 пропорційна падінню напруги на R10.

Надалі діодний міст побудований на VD8-VD11 випрямляє цю напругу, а конденсатор C12 інтегрує до певного постійного рівня компаратор DA 1.4 порівнює цю напругу з опорною яка сформована лінійним стабілізатором LM 7805 та подільником напруги R35, R37, вихід DA1,4 з'єднаний з базою транзистора VT2 [13].

Логіка роботи даного вузла наступна при підвищенні сили струму в ланцюгу резонансного контура зростає напруга на C12 яка через подається на прямий вхід DA1.4, коли напруга на його прямому вході стане більшою ніж на інверсному то на його виході сформується логічна «1» яка буде прикладена до бази VT2 та відкриє його, потенціал на колекторі VT2 стане рівним нулю тим самим надійно закриваючи VT3 та відкриваючи VT4 що в свою чергу призведе до закриття IGBT транзистора VT5. Вузол контролю температури працює аналогічно схемі зображеній на рисунку 3 але окрім силового IGBT транзистора вихід DA1.1 керує також і базою VT1 колектор і емітер якого розташовані паралельно резистору R41

						ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата			13

що обмежує струм вентилятора FAN1 тим самим зменшуючи частоту його обертання [13].

Коли ж температура нагрівача збільшиться більше заданого рівня то DA1.1 сформує логічну «1» заблокувавши тим самим роботу силової частини пристрою, і закриє транзистор VT1 зменшивши тим самим частоту обертання вентилятора FAN1.

Компаратори DA1.2, DA1.3, DA2 формують послідовність імпульсів керування в залежності від струму резонансного контуру. Транзистори VT3, VT4 утворюють драйверний каскад тому що затвор IGBT транзистора має значну ємність, яка в моменти зміни стану призводить до короткочасного протікання достатньо великих струмів [1].

Дана схема побудована за однотактною топологією що дозволяє здешевити конструкцію застосувавши лише один IGBT транзистор однак однотактна схема через низький розмах напруг не дозволяє розвивати потужності більше 3 кВт що обмежує область застосування.

Застосування в якості навантаження кіл паралельного резонансу є небажаним оскільки при роботі на частотах відмінних від резонансної опір контуру не тільки отримує ємнісний або індуктивний характер, а також стрімко зменшується що викликає значне зростання струму в контурі. Така конструкція є більш вимогливою до схеми керування, і значно ускладнює, а досить часто і унеможлиблює роботу в режимі неповної потужності. Для контурів послідовного резонансу опір схеми на резонансній частоті є мінімальний, а при зміні частоти значно збільшується. Таким чином можна плавно регулювати потужність що розсіюється на навантаженні [12].

Для забезпечення необхідної потужності що розсіюється в навантаженні найбільш доцільним є використання мостового інвертора напруги оскільки ця схема забезпечує найбільший розмах напруг на первинній обмотці узгоджуючого трансформатора. Більшість схем побудованих на однотактній топології не перевищують потужність в 3 кВт. Так як у двотактній схемі напруга на первинній обмотці не містить постійну складову то у разі використання трансформатора

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		14

розв'язки немає необхідності використовувати контури розмагнічування що є невід'ємною складовою одноконтурних схем (за виключенням тих випадків коли роль контура розмагнічування виконує вторинна обмотка трансформатора).

Отже проаналізувавши найбільш поширені рішення що використовуються для вирішення завдання індукційного нагріву мною були виявлені наступні їх недоліки: спрощення схемотехнічних вузлів призводить до зменшення діючого значення напруги що прикладається до резонансного контура і як наслідок обмеження максимальної потужності.

Неможливість точного підбору резонансної частоти роботи схеми призводить до неповного виключення реактивної складової навантаження що в свою чергу ускладнює комутацію силових транзисторів, окремі схемотехнічні рішення не дають можливості розвитку схем керування. Це може призвести до обмеження сфери застосування пристрою [7].

Виходячи з вище сказаного можна зробити висновок що більшість схем представлених на даний момент є вузькоспеціалізованими і не придатні для широкого застосування в якості нагрівача для побутових цілей та дрібних підприємств, таких як: плавлення кольорових металів у сталевих або графітових тиглях, накаливання закислих шпильок автомобільних двигунів, розігрів заготовок в кузнечних цехах, варочні поверхні та інше.

Отже аналіз вище наведених схем показує на необхідність створення універсального, потужного пристрою з елементами захисту та точними методами корекції робочої частоти для роботи на навантаження різного характеру [1].

Необхідну точність здатна забезпечити тільки схема фазового підлаштування робочої частоти оскільки навіть при відхиленні в декілька наносекунд сильно погіршуються умови комутації силових ключів. Як наслідок відхилення від резонансної частоти і значне підвищення теплових втрат на силових елементах схеми особливо на силових транзисторах та шунтуючих їх діодах. У випадках значного відхилення від резонансної частоти можливий навіть вихід схеми з ладу через тепловий пробій, або високовольтний пробій оскільки перехідні процеси в моменти комутації ключів можуть призвести до викидів напруги.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		15

Постановка завдання

Потрібно створити індукційний нагрівач конструкція якого буде позбавлена вище вказаних недоліків та відповідатиме наступним вимогам:

- потужність розсіювана на навантаженні 4 кВт;
- автоматичне фазове підлаштування робочої частоти;
- наявність схем захисту в режимі холостого ходу;
- стійкість до кидків мережевої напруги та захищеність від завад;
- регулятор реалізувати на мікроконтролері;
- наявність таймеру відключення.

Пристрій повинен впродовж довгого часу витримувати навантаження близькі до максимальних. Робота в якості кузнечного горна вимагає захист від виходу з ладу в разі роботи котушки індуктивності без сердечника тобто без об'єкта що нагрівається та можливість повернутися в робочий режим коли образец знову помістять в котушку. Пристрій повинен мати плавне регулювання потужності.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		16

2. РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ ФУНКЦІОНУВАННЯ ТА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРОЕКТОВАНОГО ПРИСТРОЮ

2.1 Розробка блок-схеми алгоритму пристрою

Необхідною умовою проектування пристрою є його багатофункціональність і універсальність. Цей пристрій може використовуватися для розігріву різних об'єктів: тиглів для плавки на дрібному виробництві чи в домашніх умовах, закисших шпильок двигунів, в якості кузнечного горна, як індукційний котел опалювальної системи, для розігріву гарячої води та ін. Основним елементом схеми є система керування що побудована на основі мікроконтролера який керує режимами роботи та мікросхем генераторів послідовності імпульсів [1].

Виходячи із поставленого завдання і функцій, що покладені на пристрій, про які неодноразово згадувалося вище, наведемо алгоритм його функціонування рисунок 5.

У разі виникнення неполадок, система повинна заблокувати роботу пристрою щоб уникнути подальшого ушкодження пристрою та проінформувати оператора про їх наявність за допомогою відповідної індикації.

Робота в режимі значного навантаження протягом великого проміжку часу вимагає точного налаштування резонансної частоти що призведе до мінімізації теплових втрат на силових елементах схеми і відповідно збільшить її ресурс і надійність. Найбільш доцільним в такому випадку є використання системи фазового автопідлаштування робочої частоти. Тому що інші методи (наприклад відслідковування максимального споживаного струму) мають відносно низьку точність і є непридатними для керування потужною системою [12].

Силова частина пристрою повинна мати великий закладений запас міцності щоб витримувати як довготривалу роботу на повній потужності так і короткочасні імпульсні кидки напруги. Таким параметрам відповідає топологія «Міст» тобто інвертор напруги складається з чотирьох силових транзисторів в діагональ яким включається навантаження. Оскільки дана топологія вимагає наявність значної

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		17

ємності на вході схеми то виникає необхідність в схемі «плавного запуску» яка буде обмежувати струм зарядки конденсаторів в момент запуску схеми.

Навантаженням для схеми буде слугувати контур послідовного резонансу оскільки його повний опір збільшується при відхиленні від резонансної частоти, а в режимі роботи на резонансній частоті він носить характер низькоомного активного навантаження що як найбільше відповідає вимогам. Оскільки через котушку індуктивності будуть протікати великі струми то це призведе до втрат енергії на еквівалентному послідовному опорі котушки тобто до її сильного нагріву [5].

Це може призвести до розм'якчення матеріалу з якого вона зроблена та внаслідок дії міжвиткового магнітного моменту її деформації з подальшим збільшенням індуктивності розсіювання або навіть міжвитковим замиканням.

Також сильний нагрів котушки може призвести до плавлення припою яким вона приєднана до основної плати, це вимагає включення в конструкцію системи охолодження котушки. Вона складається з водяного насоса який прокачує дистильовану воду через радіатор і котушку тим самим відводячи значну температуру від котушки [7].

Використання дистильованої води обумовлено вимогами електричної безпеки пристрою. Ще однією вимогою є висока теплопровідність. Як відомо дистильована вода є гарним теплоносієм. Відсутність сторонніх мінералів та низька хімічна активність зменшують вимоги до матеріалів системи охолодження.

Велика кількість елементів у схемі керування та наявність системи охолодження вимагають наявність вбудованого блока живлення що здатен забезпечити потужність в 100 Вт для надійної роботи насоса системи охолодження та схеми керування.

Для раціоналізації конструкції варто сумістити вхідні каскади блока живлення і інвертора. І живити їх від спільного безтрансформаторного блоку живлення - призначеного для перетворення змінної напруги діючим значенням 220В в сглажену постійну величиною 310В.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		18

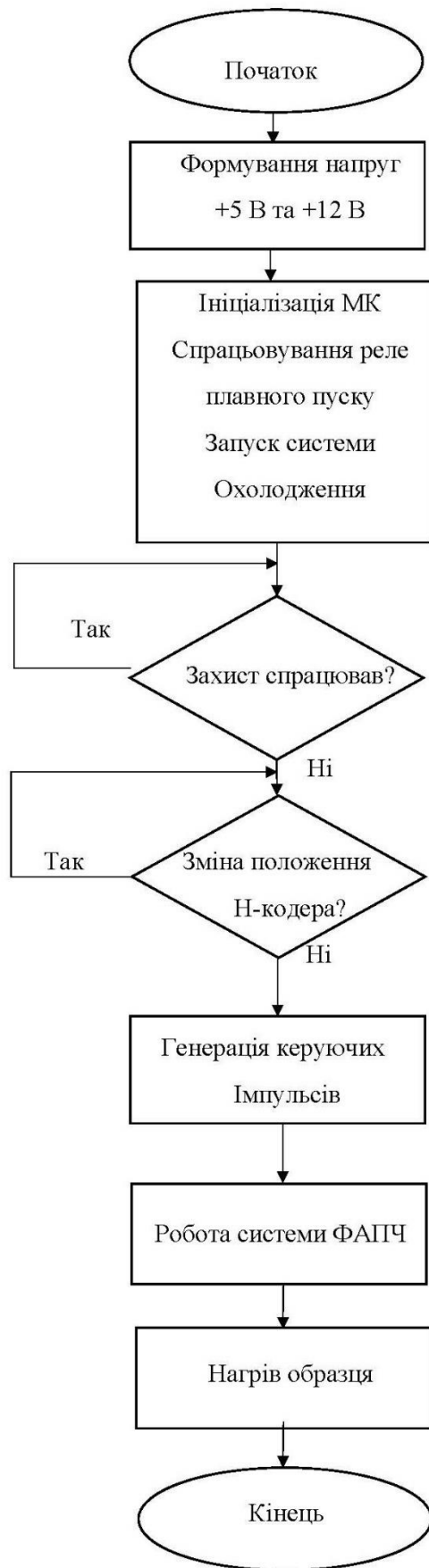


Рисунок 5 – Блок схема алгоритму роботи індукційного нагрівача

2.2 Розробка структурної схеми проектованого пристрою

Виходячи з необхідності забезпечення великої споживаної потужності найбільш доцільним є використання топології повний міст. Сам міст буде складатися з чотирьох IGBT транзисторів що вносить відповідні вимоги до схеми керування [1].

Також оскільки мостова схема вимагає наявності конденсатора великої ємності на виході діодного моста то струм його зарядки в момент включення схеми у мережу може призвести до виходу з ладу діодного моста. Структурну схему індукційного нагрівача зображено на рисунку 6.

Отже необхідно включити в конструкцію схему плавного пуску що буде обмежувати струм зарядки вхідного конденсатора. В якості елемента додаткового захисту в первинному ланцюзі варто встановити трансформатор струму що буде виконувати роль елемента вторинного захисту (контроллер буде блокувати роботу схеми у разі короткого замикання в первинних ланцюгах або перевантаження). Так як навантаження має малий повний опір на резонансній частоті то для його узгодження з джерелом високої змінної напруги варто використовувати узгоджуючий трансформатор на основі феритового кільця.

Резонансний контур представляє з себе контур послідовного резонансу, послідовно з яким включено трансформатор струму сигнал з якого подається на схему керування.

Схема керування блокує роботу приладу у разі спрацьовування сигналів захисту: перегрів котушки, перевищення струму у первинних ланцюгах, перевищення струму у резонансному контурі. Формує послідовність керуючих імпульсів частота яких залежить від фази струму і напруги в контурі а також забезпечує роботу в різних режимах наприклад часткове навантаження або таймер.

До складу системи керування входить також інтерфейсний блок що складається з тумблера подачі напруги живлення, семи сегментного індикатора, декількох світлодіодів, кнопок та Н-кодера. Система керування та система активного охолодження жавляться від вбудованого блока живлення що забезпечує

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		20

напруги котрі необхідні для стабільної роботи схеми керування, кулерів та насосів системи охолодження [5].

Опис структурної схеми індукційного нагрівача.

Схема керування нагрівачем побудована на основі мікроконтролера STM-8 фірми STMicroelectronics, фазового компаратора з вбудованим ГУН CD4045BE фірми Taxes Instruments та драйвера польових транзисторів FAN7393 фірми Fairchild Semiconductor. Мікроконтролер має вбудований релаксаційний генератор імпульсів, енергонезалежну пам'ять, аналогово цифровий перетворювач та ін. Дані, що містять відомості про задані рівні і режими, зберігаються у енергонезалежній пам'яті. Контролер керує системою індикації що повідомляє користувачу про вмикання приладу та про аварійну ситуацію [13].

Конструкція нагрівача побудована у вигляді трьох плат: силової, плати керування, та блока живлення. На силовій платі розташовані транзистори «моста», батарея конденсаторів резонансного контура, виводи якими приєднується котушка індуктивності та окремі елементи схеми керування (трансформатори струму та ін.) через технологічні отвори через цю плату продівається та припаюється в подальшому дві інші плати: плата блока живлення та плата системи керування.

Блок живлення представляє із себе типовий імпульсний одноконтурний зворотньоходовий (із зворотнім включенням діода) блок живлення який формує напругу +12 В та за допомогою параметричного стабілізатора KP142EH5 формує +5 В для живлення мікроконтролера та схеми його обв'язки. Зворотній зв'язок побудований на основі параметричного стабілізатора TL431 що забезпечує стабільність вихідної напруги. Лінія +12 В здатна забезпечити максимальний струм 8,3 А що дає можливість жити систему охолодження без використання додаткових блоків живлення. Однією із переваг вбудованого блока живлення є використання в якості його вхідного каскаду – вхідний каскад Інвертора напруги тим самим здешевивши конструкцію та збільшивши надійність [13].

Плата керування містить: мікроконтролер з елементами обв'язки, Фазовий компаратор з вбудованим ГУН та та драйвери польових транзисторів. Контролер перевіряє в якому стані знаходяться схеми захисту та формує дозвіл на роботу

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		21

системі ФАПЧ, у разі потреби в регулюванні навантаження контролер формує на вході дозволу сигнал частота якого перевищує робочу частоту резонансного контуру, змінюючи скважність цього сигналу ми керуємо потужністю на навантаженні [5].

В режимі керування потужністю інвертор формує пакети імпульсів довжина яких пропорційна потужності на навантаженні. Фазовий компаратор порівнює фазу струму на виході трансформатора струму та фазу напруги резонансного контура та відповідно до цього зменшує робочу частоту до тих пір поки фазовий зсув не стане рівним нулю. Драйвери польових транзисторів FAN7393 підсилюють сигнал отриманий від ГУН, формують паузи мертвого часу мінімальною тривалістю 370 нс. під час яких закриті оба транзистора плеча тим самим уникаючи явища наскрізних струмів.

Необхідність наявності драйверів польових транзисторів викликана тим що силові ключі на основі IGBT транзисторів або потужних КМОН польових транзисторів мають значну ємність Затвор-Емітар та Затвор Витік відповідно це призводить до короткочасного протікання великих струмів в моменти зміни станів транзисторів (під час відкривання або закривання) у разі безпосередньої комутації затворів силових транзисторів з логічними виводами мікросхем таке схемотехнічне рішення може з високою ймовірністю призвести до виходу з ладу останніх [5].

Також на платі керування наявні допоміжні мікросхеми: компаратори, логічні елементи НЕ які виконують допоміжні функції такі як перетворення аналогових сигналів в цифрові та інверсія послідовності імпульсів на вході другого драйвера польових транзисторів.

Узгоджуючий трансформатор – узгоджує інвертор (тобто джерело високої напруги) і низькоомне навантаження. Виготовлений на основі тороїдального сердечника з фериту. Резонансний контур представляє собою котушку індуктивності що генерує високочастотне електро-магнітне поле і батарея компенсуючих конденсаторів.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		22

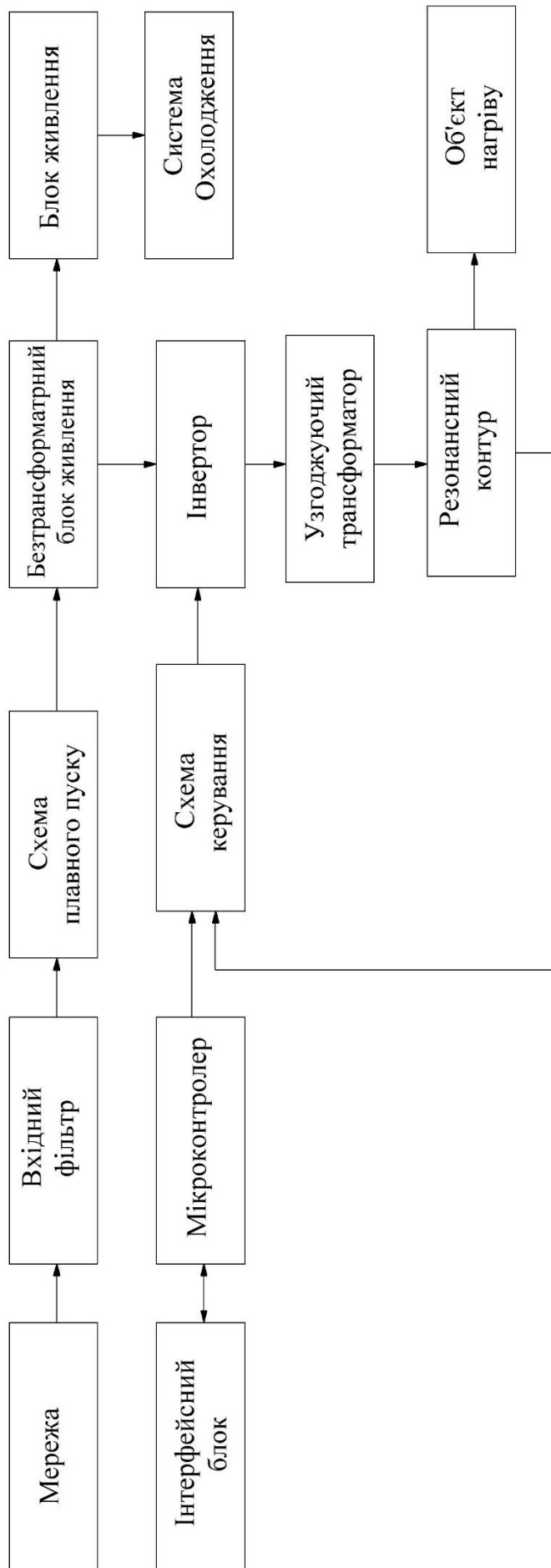


Рисунок 6 – Структурна схема індукційного нагрівача

Опис роботи блоків структурної схеми.

У початковий момент часу напруга мережі надходить через увімкнений тумблер до входу силової плати. Вхідний фільтр що складається з конденсаторів включених паралельно входу схеми та синфазного дроселя гасить завади мережевої напруги, трансформатор струму формує напругу на вторинній обмотці однак схема керування поки що вимкнута і не реагує на його сигнал [5].

Послідовно вхідним ланцюгам включений резистор що обмежує струм зарядки вхідних конденсаторів. Відфільтрована напруга мережі випрямляється діодним мостом і поступово заряджає електролітичні конденсатори до амплітудного значення напруги мережі (до 310 В). Як тільки напруга на конденсаторі досягне рівня в 160 В увімкнеться ШІМ контролер блока живлення і почне генерувати керуючі імпульси на затворі комутуючого транзистора який керує первинною обмоткою імпульсного трансформатора з не магнітним зазором. В наслідок цього сформується вторинні напруги +12 В та +5В що призведе до спрацьовування реле плавного пуску контакти якого зашунтують токообмежуючий резистор в схемі плавного пуску та запуску вентилятора що охолоджує деталі на схемі та водяного насоса який почне прокачувати воду через котушку індуктивності резонансного контура [5].

Разом з тим напруга буде прикладена до схеми керування що призведе до її запуску, а саме мікроконтролер ініціалізується і в разі відсутності сигналів помилки (які формуються компараторами та перевіряють силу струму в первинних ланцюгах, резонансному контурі та температуру котушки індуктивності) проведе опитування інтерфейсного блоку, зміну параметрів у разі натискання на клавіша або обертання Н-кодера, та виведе на семисегментний індикатор інформацію про останні налаштування внесені користувачем.

Після цього контролер сформує сигнал дозволу що надійде на блокуючий вхід мікросхеми фазового компаратора з вбудованим ГУН CD4046BE, так як на неї надходить напруга живлення і на вході заборони відсутній блокуючий сигнал то ГУН почне формувати послідовність керуючих імпульсів «стартової» частоти тобто практично на максимально можливій частоті схеми по мірі зарядки

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		24

спеціального конденсатора в об'язці даної мікросхеми частота роботи пристрою буде поступово зменшу ватись забезпечуючи плавний запуск резонансного контуру. Сформована послідовність імпульсів потрапляє на відповідні входи двох драйверів FAN7393 які вносять паузи «dead time» під час яких вимкнуті оба транзистора стійки.

Керуючі імпульси подаються на затвори силових транзисторів будучи підсиленими та відповідно зсунутими один від одного. Керуючі імпульси що надходять на затвор верхнього транзистора стійки мають підвищену амплітуду напруги задля подавлення ефекту Міллера, оскільки напруга на стокові верхнього транзистора не є постійною і може призвести до хибних спрацьовувань цього транзистора якщо подавати на затвор звичайні керуючі імпульси амплітудою $U_{кер.} = U_{живл.}$.

В наслідок цього до первинної обмотки узгоджуючого трансформатора буде прикладена змінна напруга великої частоти що призведе до появи напруги на вторинній обмотці та запуску коливального контура. Поява сигналу на подільнику напруги що розташований паралельно контуру та трансформаторі струму який увімкнений послідовно з ним призведе до формування сигналу на виході фазового компаратора та зменшення робочої частоти доки сигнал на виході ФАПЧ не стане мінімальним тобто коли фазовий зсув між струмом і напругою не стане рівним нулю що є свідченням того що контур працює на резонансній частоті. Ця система буде постійно коректувати робочу частоту контура тримаючи його в резонансі впродовж усього часу роботи [12].

Мікроконтролер STM8 в залежності від сигналів схем захисту (сигнал помилка) та заданих користувачем налаштувань керує блокуючим входом мікросхеми CD4046BE забезпечуючи роботу в режимах повного навантаження, часткового (керуючі імпульси надходять не постійно а пакетами тривалість яких визначає потужність що здатна розвинути система), та «сплячий» режим коли формування керуючих імпульсів відсутнє наприклад після спрацьовування таймера або схеми захисту. Система охолодження працює постійно не залежно від режиму роботи схеми керування [5].

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		25

3 РОЗРОБКА І РОЗРАХУНОК ЕЛЕКТРИЧНОЇ ПРИНЦИПОВОЇ СХЕМИ ПРИСТРОЮ

3.1 Вибір елементної бази

Нагрівач має широке застосування, і може виконувати роботи в різних приміщеннях наприклад удома тобто при кімнатній температурі, або кузнечній майстерні де температура повітря порівняно висока. Отже необхідно закласти технологічний запас у конструкцію виробу. Для цього необхідно використовувати радіатори великої площі, потужні вентилятор і насос а також зкорегувати вибір елементної бази [5].

Під час проєктування системи керування необхідно використовувати мікроконтролер що дозволить спростити її конструкцію. Однак для більшої точності підлаштування робочої частоти а також забезпечення необхідних затворних струмів силових транзисторів генератор керуючих імпульсів буде виконаний на окремих мікросхемах: Фазовий компаратор з вбудованим блоком ГУН, Напівмостовим драйвером польових транзисторів, та допоміжними видкодіючими компараторами і логічними елементами НЕ. Силова частина пристрою буде реалізована на потужному Інтегральному діодному мостові, IGBT транзисторах, та узгоджуючому трансформаторі на основі феритового кільця [12].

Вибір мікроконтролера. Обираючи мікроконтролер слід орієнтуватися на об'єм пам'яті, швидкодію, сумісність з логічними рівнями КМОП та ТТЛ сімейств, наявність вбудованого генератора та ін. Оскільки всім цим параметрам відповідає мікроконтролер STM8S001J3 фірми STMicroelectronics то його і обираємо для реалізації даного проєкту.

Основні параметри даного контролера:

- напруга живлення 1,65...5,5 В;
- ядро процесора 8-біт;
- програмна шина 32 біта;
- підтримується 80 інструкцій;
- час виконання більшості інструкцій 1 такт;

					ЕлІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
						26
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

- трьох ступінчатий конвейер ядра;
- підтримка операцій додавання, віднімання, зсув, множення (8 x 8 біт) і ділення (16/8 біт і 16/16 біт);
- 24-бітний лічильник команд, який забезпечує доступ до адресного простору 16 Мбайт;
- 16-бітний покажчик стека, який забезпечує прямий доступ до стека розміром до 16 кбайт;
- максимальна робоча частота до 24 МГц і продуктивність до 20 DMIPS;
- об'єм Flash-пам'яті до 128 кбайт;
- об'єм ОЗУ до 6 кбайт;
- енергонезалежна пам'ять EEPROM об'ємом до 2 кбайт;
- вбудований релаксаційний RC-генератор 16 МГц;
- широкий вибір комунікаційних інтерфейсів: UART / USART, SPI, I²C, CAN;
- багатоканальний 10-бітовий АЦП послідовного наближення, що має час перетворення 2,33 мкс;
- 8/16-бітні таймери, у тому числі - для ШІМ-управління трьома парами комплементарних виходів з підтримкою мертвого часу;
- спеціальні таймери: сторожовий незалежний таймер (IWDG), віконний сторожовий таймер (WWDG), таймер для управління зумером (Beeper), годинник реального часу (RTC), таймер автопробудження (AWU). Є можливість очищення Flash пам'яті за одну операцію і можливість зчитування вбудованого коду ідентифікації.

Мікроконтролери STM8 відрізняються від інших своєю стабільністю: їх характеристики мало змінюються при зміні напруги живлення або робочої температури. Це пов'язано з тим, що ядро і периферія мікроконтролера працюють на напрузі 1,8 В (завдяки технологічному процесові 130 нм). Наприклад, швидкість перетворення АЦП для STM8S гарантовано становить 2,3 мкс і не погіршується при коливаннях температури і напруги. Точність частоти тактування вбудованого релаксаційного генератора, яка калібрується на заводі до $\pm 2\%$ (при 5 В / 16 МГц -

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		27

до $\pm 1\%$ при додатковому програмному калібруванні користувача), має розкид $\pm 5\%$ для температурного діапазону $-40 \dots 150 \text{ }^\circ\text{C}$ і напрузі $3 \dots 5,5 \text{ В}$. Гранично допустимі параметри роботи мікроконтролера наведені в таблиці 1

Таблиця 1 – Гранично допустимі параметри роботи STM8S001J3

Гранично допустимі параметри і температурні характеристики		
Параметр	Значення	Одиниця виміру
Максимальна напруга живлення	5,5	V
Максимальний вихідний струм одного піна	25	mA
Максимальний вихідний струм усіх пінів піна	80	mA
Напруга між будь-яким виводом і GND	1,0 to +7,0	V
Температура навколишнього середовища	-40 + 150	$^\circ\text{C}$
Максимальна робоча частота	24	МГц

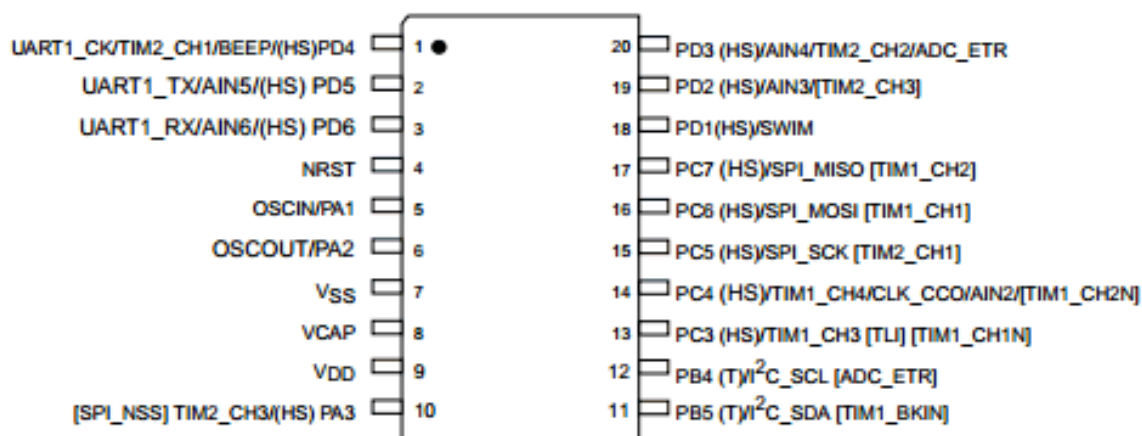


Рисунок 7 – Призначення виводів мікроконтролера STM8S001J3

Призначення виводів:

1. NRST – сброс;
2. PA1 – порт A1 Резонатор;
3. PA2 – порт A2 Резонатор;
4. VSS – цифрова земля;
5. VCAP – конденсатор регулятора 1,8 В;
6. VDD – цифрове джерело живлення;
7. PA3 / TIM2_CH3 – порт A3 таймер 2 канал 3 менеджер SPI;
8. PF4 – порт F4;
9. PB7 – порт B7;
10. PB6 – порт B6.

Контролер проводить опитування датчиків що відповідають за захист і в разі виникнення сигналу «помилка» на будь якому з них, або на декількох одночасно формує сигнал «заборона» який блокує роботу ГУН і тим самим припиняє роботу інвертора. У разі потреби в роботі на неповній потужності мікроконтролер формує прямокутний сигнал на виході «заборона». Період сигналу 1 с. тобто змінюючи скважність сигналу від 1 до 100 % інвертор формує імпульсні пакети відповідної тривалості. Під час роботи в режимі таймер на семисегментному індикаторі відображається час роботи що залишився. Також контролер керує світлодіодом котрий загорається в разі виникнення сигналу помилка та інформує користувача.

Фазовий компаратор з вбудованим ГУН CD4046 BE.

Для точного виставлення фази струму і напруги необхідно використовувати Фазовий компаратор котрий формує на своєму виході прямокутні імпульси ширина яких пропорційна фазовому зсуву. Надалі ці імпульси інтегруються на інтегруючому RC ланцюгу тим самим утворюючи постійний рівень напруги на конденсаторі даного ланцюга. Вбудований в мікросхему Генератор прямокутних імпульсів керований напругою формує прямокутні імпульси скважністю 50 % частота яких пропорційна напрузі на конденсаторі інтегруючого ланцюга. В початковий момент часу генератор працює на максимальній частоті роботи

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		29

Призначення виводів:

1. Phase Pulses – вихід першої ступені фазового компаратора 2;
2. Phase Comparator I Out – вихід фазового компаратора 1;
3. Comparator In – вхід фазових компараторів;
4. VCO Out – вихід ГУН;
5. Inhibit – вхід «заборона»;
6. C1 – виводи частотозадаючого конденсатора;
7. C1 – виводи частотозадаючого конденсатора;
8. VSS – низький рівень напруги живлення;
9. VCO In – вхід ГУН;
10. RS – вихід обв'язки демодулятора;
11. R1 - частотозадаючий резистор ГУН;
12. R2 - частотозадаючий резистор ГУН;
13. Phase Comparator II Out – вихід Фагового компаратора 2;
14. Signal In – вхід фазових компараторів;

Таблиця 2 – Технічні характеристики CD4046 BE

1	Напруга живлення	від +5 до +15 В
2	Максимальна частота ГУН	1,2 МГц
3	Лінійність ($V_{VCO\ in} = 5\ V \pm 2.5\ V$)	1%
4	Вхідний опір	10 МОм
5	Скважність ГУН	50%
6	Счас наростання	50 нс

Драйвер польових транзисторів FAN7393.

Оскільки в моменти зміни стану затвори MOSFET та IGBT транзисторів споживають значні струми то їх безпосереднє з'єднання з з виходами мікросхем ТТЛ або КМОП логіки може призвести до виходу з ладу останніх. Крім того витік верхнього транзистора стійки не є безпосередньо з'єднаним з нульовою шиною, а

в ході роботи потенціал на ньому змінюється що загрожує хибними спрацьовуваннями цього ключа внаслідок ефекту Міллера.

Силові транзистори мають значний час відкриття та закриття що може призвести до пробію по стійці. Це явище викликане різницею часу закриття і закриття транзисторів, а саме час закриття значно перевищує час відкриття.

При зміні стану транзисторів протягом короткого проміжку часу вони оба залишаються відкритими і через них протікає значний струм. Для боротьби з цим явищем у послідовність керуючих імпульсів необхідно ввести паузи під час яких закриті оба транзистора. Оскільки ГУН формує імпульси скважністю 50% то драйвер повинен мати вбудований формувач пауз «dead time». Також він повинен мати вбудовані вузли для керуванням верхнім транзистором стійки. Всім цим вимогам відповідає мікросхема FAN7393. На її вхід подається прямокутна напруга необхідної частоти, драйвер вносить паузи «dead time» та формує дві інвертовані одна відносно одної послідовності імпульсів що подаються на затвори польових транзисторів. Максимальний вихідний струм 2,5 А дозволяє керувати потужними MASFET або IGBT транзисторами. Напруга на затворі верхнього транзистора плеча підвищена задля подавлення ефекту міллера. Таким чином драйвер FAN7393 найбільш оптимально влаштовує умови технічного завдання. Схема підключення наведена на рисунку 9

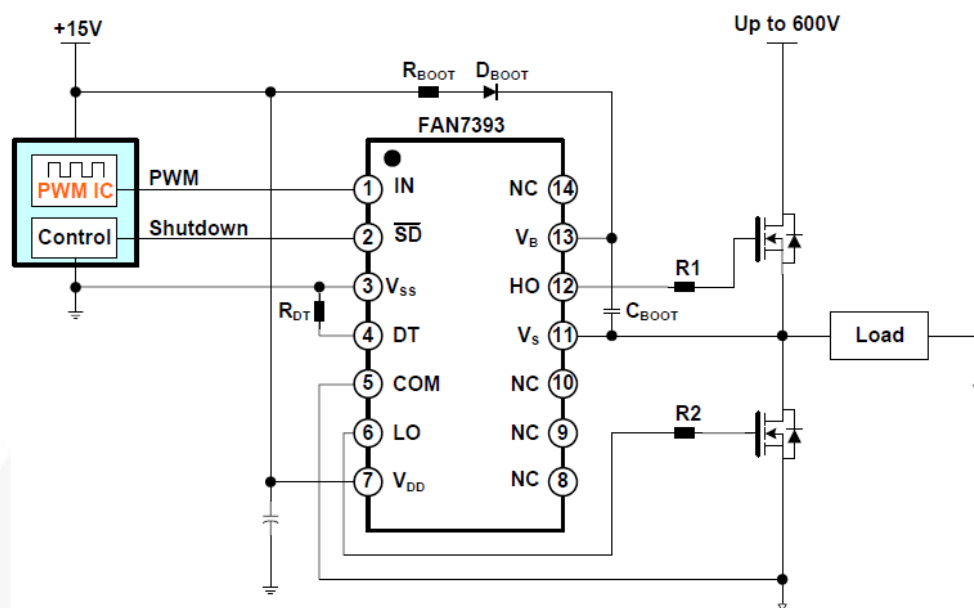


Рисунок 9 – Схема включення FAN7393

Призначення виводів:

1. PWM – вхідний сигнал;
3. Shutdown– вхід «заборона»;
4. VSS – низький рівень напруги живлення;
5. DT – програмування величини «dead time»;
6. COM – «Заземлення»;
7. LO – вихід керування затвором нижнього транзистора;
8. VDD – напруга живлення;
9. NC – не використовується;
10. NC – не використовується;
11. NC – не використовується;
12. VS – середня точка;
13. HO - вихід керування затвором верхнього транзистора;
14. VB – вихід живлення драйверного каскаду верхнього транзистора плеча;
15. NC – не використовується.

Таблиця 3 – Технічні характеристики

1	Номінальна напруга живлення	від +10В до +20 В
2	Максимальний струм кінцевого каскаду	2,5 А
3	Логічний рівень	+5 В
4	Діапазон робочих температур	Від -40 до +125 °С
5	Максимальна робоча частота	500 кГц

Швидкісний компаратор МАХ 942.

У якості компаратора використаний достатньо швидкий Rail-to-Rail компаратор МАХ942. Невелике зміщення порогу спрацювання необхідне для зменшення шумів. По суті справи цей компаратор робить коефіцієнт підсилення ланцюга зворотнього зв'язку майже безкінечним, забезпечуючи ключовий режим роботи. Структурну схему компаратора зображено на рисунку 10.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		33

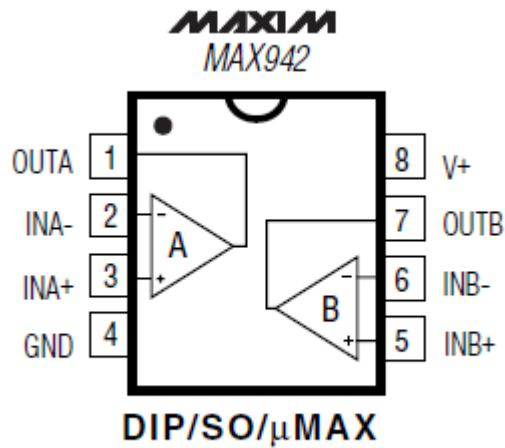


Рисунок 10 – Функціональна схема компаратора MAX 942

Параметри компаратора:

- кількість каналів 2;
- напруга живлення +5В;
- час затримки 30нс;
- струм споживання 700 мкА;
- температурний діапазон - 40 ... + 125 С.

Швидкісний КМОН інвертуючий тригер шмітта 74НС14D.

Так як проєктований пристрій відноситься до категорії імпульсної техніки, а по силовим доріжкам плати протікають короточасні великі струми. В наслідок ємнісних зв'язків між доріжками плати зростає ймовірність виникнення завад. Напруга завади може досягати логічного рівня ТТЛ сімейств і навіть призвести до спрацьовування мікросхем КМОН сімейств. Для подавлення короточасних імпульсних завад було вирішено використати швидкісний КМОН інвертор з тригером шмітта який нівелює зону невизначеності присутню звичайним мікросхемам. Функціональну схему 74НС14D зображено на рисунку 11

Основні параметри:

- кількість логічних елементів 6;
- напруга живлення 5 В;
- напруга логічної «1» 4,5 В;
- затримка наростання 12 нс.

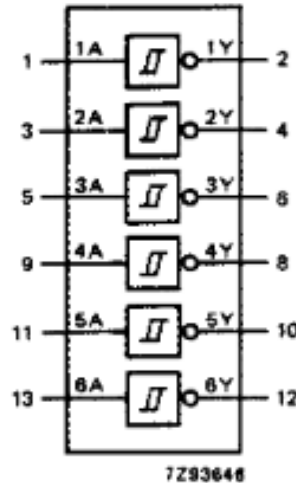


Рисунок 11 – Функціональна схема логічного «НЕ» 74HC14D

Взагалі, триггер Шмітта може бути виконаний та на дискретних елементах (транзисторах, операційних підсилювачах тощо), але якщо потрібно знайти компромісне рішення за кількома параметрами одночасно, то це вже не буде проста задача. Крім того, технологія виробництва мікроелектронних виробів дозволяє виготовляти на одному кристалі кілька (зазвичай 4 - 6) триггерів Шмітта з практично однаковими параметрами. Триггер Шмітта КМОН-серій, у порівнянні з ТТЛШ-триггером Шмітта, володіє цілим рядом переваг. Тому він використовується в тих схемах, де останній виявляється недостатнім. Ці схеми включають: узгодження операційних підсилювачів з цифровими схемами, передачу та прийом сигналів при роботі на довгих лініях, схеми перетворень рівня та деякі інші.

Триггер Шмітта, виконаний на КМОН-серіях мікросхем має наступні переваги:

- Високий вхідний опір;
- Порогова напруга симетрична відносно половини напруги живлення;
- Амплітуда вихідногої напруги практично рівна напрузі джерела живлення;
- Зміна порогової напруги мало залежить від температури;
- Можливість застосування в схемах з двополярним живленням.

ШИМ контролер CR6853T.

Проектований виріб має розвинену систему керування що складається з великої кількості мікросхем. Крім того вентилятор та насос системи охолодження споживають більш значну потужність ніж здатні забезпечити параметричні стабілізатори напруги.

Враховуючі ці обставини було вирішено включити в конструкцію імпульсний блок живлення який би дозволив живити споживачі загальною потужністю до 100 Вт. Найбільш раціональним вирішенням даного питання є побудова одноктного зворотньогоходового (зі зворотнім включенням діода) блока живлення. Така конструкція при заданій потужності потребує мінімальної кількості деталей, і є найбільш раціональним вирішенням цієї задачі.

Провівши огляд мікросхем ШИМ контролерів запропонованих різними виробниками було вирішено зупинити свій вибір на мікросхемі CR6853T фірми Chip-Rail Tech. Дана мікросхема потребує мінімальної обв'язки, що спрощує і здешевлює конструкцію.

Вбудований драйвер польового транзистора дозволяє керувати потужними MOSFET транзистора без додаткових схемотехнічних прийомів. Пакедне керування польовим транзистором в режимі малого навантаження дозволяє сильно зменшити теплові втрати на деталях блока живлення. Схему підключення виводів зображено на рисунку 12

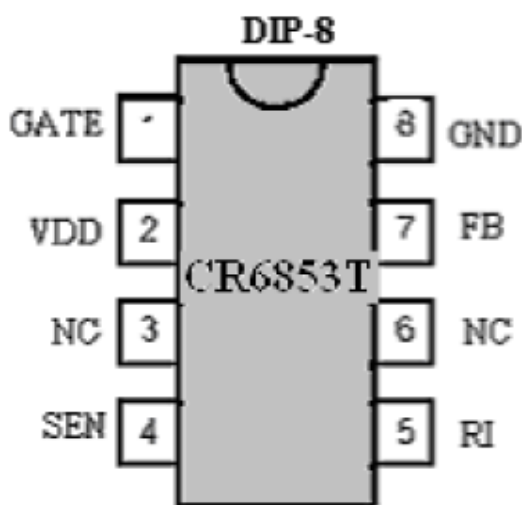


Рисунок 12 – Схема підключення виводів мікросхеми CR6853T

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		36

Основні параметри:

1. GATE – вихід на затвор ключа;
2. VDD – напруга живлення;
3. NC – не використовується;
4. SEN – датчик струму;
5. RI – вивід частото задаючого резистора;
6. NC – не використовується;
7. FB – зворотній зв'язок;
8. GND – низький рівень напруги живлення.

З огляду на раніше описані вимоги до проектного пристрою та обрані мікросхеми можна провести синтез принципової електричної схеми пристрою. Так як більшість виробників наводять у технічній документації на мікросхеми типові схеми включення то процес синтезу окремих вузлів можна спростити. Як раніше зазначалось для забезпечення стійкості від кидків мережевої напруги буде використано вхідний фільтр.

Для забезпечення значної потужності та максимального розмаху напруги вирішено використовувати інвертор напруги на основі мостової топології. В якості силових ключів будуть використовуватись MOSFET транзистори. Для узгодження низькоомного навантаження і джерела високої напруги потрібен согласуючий трансформатор.

Схема керування включатиме в себе контроллер що відповідає за режими роботи та захист від несправностей або перенавантаження. Для створення послідовності імпульсів використовуватиметься мікросхема ГУН з вбудованим фазовим компаратором.

За формування послідовності керуючих імпульсів на затворах силових транзисторів використовуються 2 напівмотових драйвера. Котрі будуть безпосередньо керувати узгоджувачим трансформатором. Охолодження виконуватимуть водяний насос, що прокачуватиме воду через котушку індуктивності та вентилятор [5].

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
						37
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3.2 Розрахунок і синтез основних електронних вузлів

Розрахунок параметрів резонансного контуру.

Заміряємо індуктивність котушки контуру і отримуємо результуючу індуктивність 660 нГн

Обираємо середню точку робочої частоти в 150 кГц

Відповідно до цієї точки вираховуємо ємність конденсаторної батареї резонансного контура за формулою:

$$C = \frac{1}{(2\pi f)^2 L} = \frac{1}{(2 \cdot 3,14 \cdot 150000)^2 \cdot 660 \cdot 10^{-9}} = 1,706 \cdot 10^{-6} \text{Ф.}$$

Для зменшення нагріву конденсаторів використовуємо батарею паралельно з'єднаних 6 конденсаторів ємністю 300 нФ кожен.

Розрахунок узгоджуючого трансформатора Т1.

Так як контур працює в режимі резонансу то реактивні складові контура є скомпенсованими і повний опір контура є $Z = R$ отже повним опором резонансного контура $Z_{\text{конт.}} = R_{\text{конт.}} = 1,8 \cdot 10^{-3} \text{Ом}$ що відповідає опору 1 м мідної трубки діаметром 4мм з товщиною стінки 1 мм.

Знайдемо опір інвертора напруги (для більшої точності врахуємо опори точок пайки провідників плати та проводу первинної обмотки приймемо їх суму за 0,2 Ом).

$$R_{\text{інв.}} = R_{\text{пров.}} + 2 \cdot R_{DS(on)} = 0,2 + 2 \cdot 0,27 = 0,64 \text{ Ом.}$$

Так як первинна обмотка согласуючого трансформатора є продітою через тороїдальний сердечник трубкою з якої завивається котушка індуктивності резонансного контура то приймемо число витків вторинної обмотки $N_1 = 1$

За наступною формулою знайдемо кількість витків вторинної обмотки:

$$\frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

Звідси отримуємо:

$$N_2 = N_1 \cdot \sqrt{\frac{R_2}{R_1}} = 1 \cdot \sqrt{\frac{0,64}{1,8 \cdot 10^{-3}}} = 18,85 \text{ Витків.}$$

Для зручності намотки округлюємо це значення до 20 витків.

Розрахунок трансформатора струму Т4.

Оскільки первинна обмотка трансформатора струму представляє собою шину продіту через сердечник то прийmemo кількість витків первинної обмотки $N_1 = 1$

Оберемо типове значення струму резонансного контура в 200 А що відповідає розсіюваній на образці потужності 3000 Вт.

Необхідною напругою на вторинній обмотці $U_2 = 5 \text{ В.}$

Задась необхідним струмом вторинної обмотки в $I_2 = 0,5 \text{ А.}$

Скориставшись наступним співвідношенням знайдемо кількість витків вторинної обмотки:

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{I_2}{I_1}$$

Звідси: $N_2 = \frac{N_1 \cdot I_1}{I_2} = \frac{1 \cdot 200}{0,5} = 400 \text{ Витків.}$

Розрахуємо навантажувальний резистор R_{13}

$$R_{13} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{5}{0,5} = 10 \text{ Ом.}$$

Проведемо розрахунок трансформатора струму Т3.

Обмежемо струм первинної обмотки що складає $N_1 = 1$ виток до $I_1 = 22,7 \text{ А.}$
Напруга вторинної обмотки $U_2 = 5 \text{ В.}$ Струм вторинної обмотки $I_2 = 0,1 \text{ А.}$

Розрахуємо кількість витків вторинної обмотки:

$$N_2 = \frac{N_1 \cdot I_1}{I_2} = \frac{1 \cdot 22,7}{0,1} = 227 \text{ Витків.}$$

Розрахуємо нвантажувальний резистор $R_2 = \frac{U_2}{I_2} = \frac{5}{0,1} = 50 \text{ Ом.}$

Обираємо з номінального ряду значення в 51 Ом.

						Лист
					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	39
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		

3.3 Опис електричної принципової схеми індукційного нагрівача.

Конденсатори C4, C5 та синфазний дросель L1 розташовані у вхідних ланцюгах принципової схеми наведеної на рисунку 13 утворюють вхідний фільтр що подавляє кидки мережевої напруги та завади створені імпульсним характером споживання струму. Плавкий запобіжник FU1 спрацьовує у разі короткого замикання в ланцюгах пристрою. Інтегральний діодний міст VD1 випрямляє мережеву напругу. Конденсатори C1, C2 сгладжують випрямлену мережеву напругу до постійного значення рівного амплітуді напруги мережі. Оскільки ємності C1, C2 дуже значні то у початковий момент часу після подачі напруги мережі струм зарядки цих конденсаторів може вивести з ладу діодний міст VD1. Для протидії цьому у конструкцію пристрою включено схему плавного пуску на резисторі R1 та реле K1 [13].

Одним з необхідних вузлів схеми є блок живлення. Для оптимізації конструкції пристрою в якості вхідних ланцюгів блока живлення використовується вхідний ланцюг силової частини індукційного нагрівача, тоб то діодний міст VD1 та конденсатори C1, C2. Блок живлення побудований на основі ШІМ контролера CR6853T. Для живлення даної мікросхеми передбачений вбудований параметричний стабілізатор. Резистор R3 виконує роль баластного опору вбудованого параметричного стабілізатора. Конденсатор C6 подавляє пульсації напруги живлення ШІМ контролера резистор R6 програмує частоту роботи блока живлення. Резистор R5 обмежує затворний струм транзистора VT5 який працює в ключовому режимі і керує первинною обмоткою трансформатора T2.

Для подавлення голкоподібних пульсацій напруги викликаних перехідними процесами в моменти комутації первинної обмотки у схему включено снаберний ланцюг R4 C7. Резистор R7 виконує роль шунта за допомогою якого ШІМ контролер відслідковує струм у первинній обмотці T2. Діод VD5 випрямляє напругу вторинної обмотки імпульсного трансформатора T2. П-подібний фільтр побудований на конденсаторі C13, дроселі L3 та конденсаторах C17, C18 сгладжує пульсації випрямленої напруги. Ці ланцюги формують напругу живлення +12 В. Лінійний стабілізатор напруги LM7805 (DA4) формує лінію живлення + 5 В.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		40

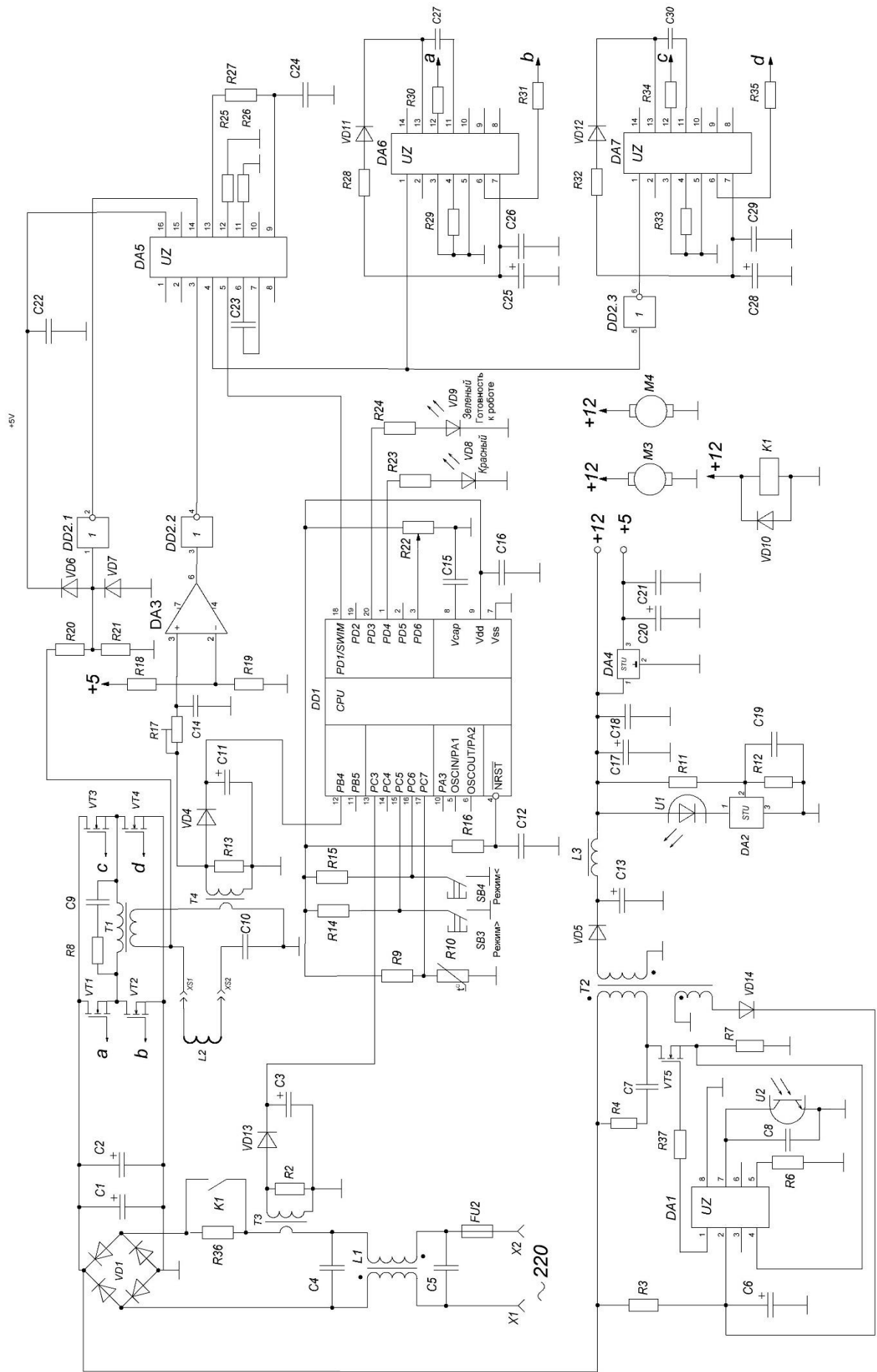


Рисунок 13 – Схема електрична принципова

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата

ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ

Лист

41

C21. Оскільки блок живлення є стабілізованим то для контролю вихідної напруги використовується лінія зворотнього зв'язку за напругою. Гальванічна розв'язка лінії зворотнього зв'язку з ШІМ контролером забезпечується оптроном U1. В основі лінії зворотнього зв'язку покладений стабілізатор напруги TL431 який є стабілізатором на основі напруги забороненої зони. Завдяки цьому він має мінімальний коефіцієнт пульсацій вихідної напруги. Послідовно зі стабілізатором DA2 увімкнено світлодіод оптрона U1.

Коли вихідна напруга досягає необхідного рівня стабілізатор DA2 стрімко зменшує свій опір тим самим збільшуючи струм що протікає через світлодіод оптрона U1. Фототранзистор U1 відкривається і генерація імпульсів на затворі транзистора VT5 припиняється. Резистори R11, R12 задають напругу стабілізації DA2. Конденсатори C8, C19 забезпечують незначний гістирезис вносячи інерційність у петлю зворотнього зв'язку. На трансформаторі T2 намотана додаткова вторинна обмотка, напруга з якої випрямляється діодом VD3. Ця обмотка призначена для самозапитування ШІМ контролера в робочому режимі та зменшення навантаження на резистор R3.

До лінії живлення +12 В під'єднано вентилятор та насос системи охолодження позначені M1 та M2. Також до цієї лінії приєднано котушку реле K1 системи плавного пуску. [5]

У початковий момент часу напруга мережі випрямляється діодним мостом VD1 та заряджає конденсатори C1, C2 струмом що обмежений резистором R1. Як тільки напруга на C1, C2 досягає 160 В вмикається мікросхема CR6853T та починає генерувати імпульси на затворі VT5. До первинної обмотки трансформатора T2 буде прикладено змінну напругу великої частоти що призведе до появи напруги на вторинних обмотках T2 та наростання напруги на C17, C18. Коли напруга на цих конденсаторах досягне 7 В реле K1 спрацює, і його контакти зашунтують резистор R1 і схема перейде в робочий режим. Поява напруг +12 В та +5 вольт призведе до ініціалізації мікроконтролера і запуску схеми керування, та запуску системи охолодження яка буде працювати протягом усього часу роботи пристрою не залежно від режиму роботи.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		42

Після появи напруги живлення мікроконтролер STM8S001J3 ініціалізується і почне опитування датчиків захисту. До таких відноситься трансформатор струму T3 навантаженням вторинної обмотки якого слугує резистор R2. Струм вторинної обмотки T3 пропорційний струму його первинної обмотки, а оскільки резистор R2 є постійним навантаженням для вторинної обмотки T3 то струм первинної обмотки T3 пропорційний падінню напруги на R2. Надалі змінна напруга вторинної обмотки T3 випрямляється діодом VD2 та сгладжується конденсатором C3. Напруга на C3 пропорційна струму через первинну обмотку T3. Аналогічно працює трансформатор струму T4. Він навантажений резистором R12, вихідна напруга випрямляється діодом VD4 та сгладжується конденсатором C11.

Через резонансний контур L2, C10 протікає великий струм що може призвести до сильного нагріву котушки L2. Для протидії цьому в конструкцію включено водяний насос який прокачує воду через котушку. Однак завжди існує ризик виходу з ладу системи охолодження, що створює ризик перегріву і руйнування пристрою. Тому у схему включено ланцюг додаткового захисту вуд перегріву котушки. Резистор R9 та терморезистор R10 утворюють подільник напруги. Напруга в середній точці подільника змінюється в залежності від температури R10 [7].

Мікроконтролер переглядає стан усіх датчиків і у разі виникнення аварійної ситуації подає логічну «1» на вхід заборона фазового компаратора CD 4046BE (DA5 на схемі). При потребі роботи в режимі неповної потужності контролер формує послідовність імпульсів періодом в 1 с. на вході заборони, зміна скважності цих імпульсів регулює час роботи нагрівача і потужність що розсіюється на навантаженні. Керування потужністю здійснюється змінним резистором R22. Натисканням клавіш SB1 та SB2 можна переходити в режим таймер та регулювати час роботи в цьому режимі. Світлодіоди VD8, VD9 повідомляють про те що пристрій готовий до роботи, та про виникнення аварійної ситуації.

Силова частина пристрою побудована на основі повномостової топології. Силowymi транзисторами є MOSFET транзистори VT1 – VT4. Соголасування

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		43

навантаження і джерела напруги виконує согласуючий трансформатор Т1. Для подавлення голкоподібних викидів високої напруги викликаних перехідними процесами під час комутації силових транзисторів використовується RC снабер R8, C9.

Схема керування силовими транзисторами побудована на основі Фазового компаратора з вбудованим ГУН CD4046BE на входи фазового компаратора подається напруга з подільника напруги R20, R21 тоб то зменшена по амплітуді напруга резонансного контура. А також з вторинної обмотки трансформатора струму Т4. Резистор R17 та конденсатор C14 створюють просту лінію затримки що компенсує затримки у мікросхемах системи керування.

Підлаштувальний резистор R16 необхідно привести до повного зникнення розбіжності фаз струму і напруги на частоті резонансу. Оскільки затримки в схемі керування є постійними і не залежать від частоти роботи то надалі параметри ланцюга R17, C14 залишатимуться незмінними і пристрій працюватиме на частоті резонансу.

Компаратор DA3 перетворює синусоїдальний сигнал «струму» з вторинної обмотки Т4 у прямокутні цифрові імпульси. DD1.1 та DD1.2 швидкісні КМОН інвертори з вбудованими тригерами Шмітта [1].

Їхня задача уникнення хибних спрацьовувань внаслідок завад викликаних ємнісними зв'язками між доріжками плати. На виході DA5 формується послідовність прямокутних імпульсів яка надалі підсилюється драйверами польових транзисторів DA6, DA7. Крім підсилення потужності керуючих імпульсів драйвери вносять затримки «dead time» для уникнення явища наскрізних струмів в моменти зміну стану силових ключів.

Величина пауз «мертвого часу» регулюється резисторами R29, R33. DD2.3 використовується безпосередньо як елемент «НЕ» інвертуючи вхідний сигнал одного з драйверів для спрацьовування силових транзисторів по діагоналі. Для захисту схеми керування від завад великої амплітуди використовуються діоди VD6, VD7.

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		44

ВИСНОВОК

В даній кваліфікаційній роботі було спроектовано індукційний нагрівач з фазовим налаштуванням частоти. Система керування містить фазовий компаратор котрий підлаштовує робочу частоту до резонансної з дуже високою точністю.

Схема керування містить мікроконтролер який забезпечує роботу таймера та режим регулювання потужності, при постійній роботі на резонансній частоті. Схема фільтра вхідної напруги робить пристрій стабільним до кидків напруги мережі. Додатково в конструкцію було включено схеми захисту від перенавантаження у первинних і вторинних ланцюгах, а також від перегріву котушки індуктора. Це значно підвищує надійність пристрою. Використання розвинутої системи охолодження дозволяє роботу при повному навантаженні протягом довгого проміжку часу.

Наявність схем захисту та широкий діапазон робочих частот розширює область застосування пристрою. Закладена можливість довготривалої роботи на повному навантаженні дозволяє використовувати цю схему в якості нагрівача гарячої води або системи парового опалення приміщення наприклад майстерні або гаража.

Завдяки схемам захисту допускається робота контуру без навантаження. Такий режим необхідний в разі використання нагрівача в якості кузнечного горну або індукційної печі для лиття малих виробів з кольорових металів.

					ЕлІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		45

ЛІТЕРАТУРА

1. The Art of Electronics: The x Chapters: Monography. –Paul Horowitz, Winfield Hill, 2020. – 522с.

2. Методичні вказівки до виконання дипломного проекту за напрямом електроніка / Укладачі: кафедра електроніки і комп'ютерної техніки. – Суми: Видавництво СумДУ, 2015.

3. Вплив відпалів на елементарний склад плівок CZTSe, отриманих друком: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2021.

4. Структурні та оптичні характеристики плівок $Cd_{1-x}Mn_xTe$: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2021.

5. Індукційний нагрівач з фазовим автопідлаштуванням резонансної частоти: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2021.

6. Синтез наночастинок сполук CZTS, CZTSe для створення чорнил для друку гнучкої електроніки.: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2020.

7. Автоматичний програмно-керований інкубатор.: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2020.

8. Розробка принтерів для 2D і 3D друку плівок чорнилами на основі наночастинок напівпровідників та металів: Теза – Шаповалов О. І. СумДУ ФЕЕ 2019.

9. Детектори рентгенівського випромінювання на основі товстих полікристалічних плівок $Cd_{1-x}Zn_xTe$: Тези - Конференція молодих вчених з фізики напівпровідників «Лашкарьовські читання – 2019»

10. A numerical simulation of solar cells based on the CuO and Cu₂O absorber layers with ZnMgO window layer: Стаття - Materials Science in Semiconductor Processing 2019.

11. Structural properties of flexible Cu₂ZnSnS₄ thin films, ink-jet printed by using polyol nanocrystals: Теза - Nanotechnology and nanomaterials (NANO-2019), 27 - 30 August 2019, Lviv, Ukraine.

12. <http://www.icct.ru/node/85>

13. http://soundbarrel.ru/bit_tehnika/ind_obogrevat.html

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		46

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
		Кл.	
	Конденсатори		
C1, C2	НК – 400 В 1000 мкФ	2	
C3	КМ 10В-330 мкФ	1	
C4, C5	МКР 400 В-0,33 мкФ	2	
C6	КМ 16В-10 мкФ	1	
C7	У5Р 2000В-2,2 нФ	1	
C8	К10-176-М47-330 пФ±10%	1	
C9	У5Р 2000В-2,2 нФ	1	
C10.1...6	МКРН 1200В-0,3мкФ	6	
C11	КМ 10В-330 мкФ	1	
C12	К10-176-М47-330 пФ±10%	1	
C13	КМ 25В-1000 мкФ	1	
C14	К10-176-М47-220 пФ±10%	1	
C15	К10-176-М47-100 пФ±10%	1	
C16	К10-176-М47-220 пФ±10%	1	
C17	КМ 16В-1000 мкФ	1	
C18	CL-21 63В-330нФ	1	
C19	К10-176-М47-220 пФ±10%	1	
C20	КМ 10В-1000 мкФ	1	
C21	CL-21 63В-300нФ	1	
C22	К10-176-М47-3,3 нФ±10%	1	
C23	К10-176-М47-100 пФ±10%	1	
C24	CL-21 63В-10нФ	1	
C25	КМ 50В-1 мкФ	1	
C26	К10-176-М47-2,2 нФ±10%	1	
C27,C30	КМ 50В-10 мкФ		
C28	КМ 50В-1 мкФ	1	
C29	К10-176-М47-2,2 нФ±10%		

ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЕ

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата				
Разраб.		Шаповалов			Индукційний нагрівач з фазовим налаштуванням частоти. Перелік елементів.	Лит.	Лист	Листов
Проверил.		Новгородцев					1	3
Реценз.						СумДУ, гр. ЕС -71		
Н. Контр.		Новгородцев						
Утверд.		Опанасюк						

<i>Поз. обозн.</i>	<i>Наименование</i>	<i>Кол.</i>	<i>Примечание</i>
	Мікросхеми		
DA1	CR6853T	1	
DA2	TL431AC	1	
DA3	MAX942	1	
DA4	LM7805	1	
DA5	CD4046BE	1	
DA6,DA7	FAN7393	2	
DD1	STM8S001J3	1	
DD2	74HC14D	1	
	Дроселі		
L1		1	
L2		1	
	Резистори		
R1	MF 2 Вт-50 Ом ±5%	1	
R2	MF 0,5Вт-50 Ом ±5%	1	
R3	MF 0,25Вт-1,5 МОм ±5%	1	
R4	MF 0,5Вт-1,5 кОм ±5%	1	
R5	MF 0,25Вт-10 Ом ±5%	1	
R6	MF 0,25Вт-100 кОм ±5%	1	
R7	MF 2Вт-1 Ом ±5%	1	
R8	MF 0,5Вт-1,5 кОм ±5%	1	
R9	MF 0,25Вт-100 кОм ±5%	1	
R10	NTC 10 кОм	1	
R11	MF 0,25Вт-19 кОм ±5%	1	
R12	MF 0,25Вт-5,1 кОм ±5%	1	
R13	MF 2 Вт-5,1 кОм ±5%	1	
R14,R15	MF 0,25 Вт-5,1 кОм ±5%	2	
R16	MF 0,25 Вт-1 кОм ±5%	1	
R17	3266Y -10 кОм	1	
R18	MF -0,25 Вт-9,1 кОм ±5%	1	
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись
			Дата
ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЕ			Лист
			2

Додаток А

Програма для мікроконтролера STM8S

```
#include <stdint.h>
#include <stdio.h>
#define CLK_DIVR (*(volatile uint8_t *)0x50c6)
#define CLK_PCKENR1 (*(volatile uint8_t *)0x50c7)
#define __IO volatile
typedef struct GPIO_struct
{
    __IO uint8_t ODR;
    __IO uint8_t IDR;
    __IO uint8_t DDR;
    __IO uint8_t CR1;
    __IO uint8_t CR2;
}
GPIO_TypeDef;
#define GPIOB_BaseAddress 0x5005
#define GPIOB ((GPIO_TypeDef *) GPIOB_BaseAddress)
#define TIM1_CR1 (*(volatile uint8_t *)0x5250)
#define TIM1_IER (*(volatile uint8_t *)0x5254)
#define TIM1_SR1 (*(volatile uint8_t *)0x5255)
#define TIM1_CNTRH (*(volatile uint8_t *)0x525E)
#define TIM1_CNTRL (*(volatile uint8_t *)0x525F)
#define TIM1_PSCRH (*(volatile uint8_t *)0x5260)
#define TIM1_PSCRL (*(volatile uint8_t *)0x5261)
volatile uint8_t led = 0;
void TIM1_overflow_Handler() __interrupt(11)
{
    TIM1_SR1 &= ~1;
    if (impuls == 1) {
```

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		1

```

    GPIOB->ODR |= (1 << 5);
}
else
{
    GPIOB->ODR &= ~(1 << 5);
}
impuls ^= 1;
}
void main(void)
{
    CLK_DIVR = 0x00;
    CLK_PCKENR1 = 0xFF;
    GPIOB->DDR |= (1 << 5);
    GPIOB->ODR |= (1 << 5);
    TIM1_PSCRH = 0x00;
    TIM1_PSCRL = 0xF4;
    TIM1_CR1 = 0x01;
    TIM1_IER = 0x01;
    __asm__ ("rim");
    error(1)
}
void main(void)
{
    CLK_DIVR = 0x00;
    CLK_PCKENR1 = 0xFF;
    GPIOB->DDR |= (1 << 5);
    GPIOB->ODR |= (1 << 5);
    TIM1_PSCRH = 0x00;
    TIM1_PSCRL = 0xF4;
    TIM1_CR1 = 0x01;
    {__asm__ ("WFI");}
}

```

					ЕЛІТ 6.171.00.10 505 ПЗ	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дата		2

Додаток Б

Таблиця призначення виводів живлення мікросхем

Мікросхема	Пін Високого рівня (VDD)	Пін низького рівня (VSS)	Напруга живлення
CR6853T	2	8	10 В.
MAX942	8	4	5 В.
CD4046BE	16	8	12 В.
FAN7393	7	5	12 В.
STM8S001J3	9	7	5 В.
74HC14D	14	7	5 В.