

Доброслав Данков

ЕЛЕКТРОННО- ТЕХНОЛОГИЧНИ И ИНДУСТРИАЛНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛНИ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМИ

РЪКОВОДСТВО ЗА ЛАБОРАТОРНИ
УПРАЖНЕНИЯ



ДОЦ. Д-Р ИНЖ. ДОБРОСЛАВ ДАНАИЛОВ ДАНКОВ

**ЕЛЕКТРОННО-ТЕХНОЛОГИЧНИ И
ИНДУСТРИАЛНИ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛНИ
УСТРОЙСТВА И СИСТЕМИ**

РЪКОВОДСТВО ЗА ЛАБОРАТОРНИ УПРАЖНЕНИЯ



УНИВЕРСИТЕТСКО ИЗДАТЕЛСТВО

“ВАСИЛ АПРИЛОВ”

ГАБРОВО, 2026

Рецензент: Проф. д-р инж. Николай Димитров Маджаров

© Доц. д-р инж. Доброслав Данаилов Данков

Второ преработено и допълнено издание

© Университетско издателство „Васил Априлов” – Габрово, 2026 г.

ISBN: 978-954-683-753-0

ПРЕДГОВОР

Ръководството за лабораторни упражнения /ЛУ/ по “Електронно-технологични и индустриални преобразователни устройства и системи” /ЕТИПУС/ е предназначено за студенти, обучаващи се в образователно-квалификационната степен "Бакалавър" от специалности "Промислена и автомобилна електроника" и „Електроника“ по избираемите дисциплини „Електронни технологични процеси и устройства“, „Електронни технологични устройства за бита“ и „Индустриални преобразователни системи“ в VIII семестър. Част от упражненията се използват и по дисциплината „Електронни технологии“, изучавана от студентите в образователно-квалификационна степен „магистър“ от специалност "Електроника".

Лабораторните упражнения разширяват теоретичната подготовка и дават практически методи за експериментално изследване и самостоятелна работа. В Ръководството са включени 12 ЛУ, като по голямата част са преработени и освен теоретична и експериментална включват и симулационна част. Обхващат голяма част от курса лекции и по конкретно са свързани със следната тематика:

- Индукционно нагряване /ИН/ – изследване на захранващи източници – лампови и полупроводникови, моделиране на системата „индуктор-детайл“ и динамичните процеси.
- Диелектрично нагряване – изследване на микровълнови фурни и електронни генератори за диелектрично нагряване.
- Ултразвукови технологии – изследване на ултразвукови преобразуватели, транзисторни инвертори за ултразвукови вани и приложение на ултразвуковите технологии.
- Газоразрядни технологии – разглеждат се във връзка с изследване на електронни баласти за газоразрядни тръбни и компактни луминисцентни лампи/CFL/ и съвременни бели светодиоди /LED/ лампи, както и съвременните инверторни електрожени.
- Основни части от индустриалните преобразователни системи – драйвери за управление на MOS транзистори, системи за управление на базата на интегрални схеми, обратни връзки и системи за измерване на критичните параметри и защита.
- Съвременни импулсни захранващи източници използвани в индустриалните преобразователни системи на базата на специализирани и мощни интегрални схеми и други.

Структурата на всяко лабораторно упражнение включва: теоретичен материал; цел на лабораторното упражнение; задачи на лабораторното упражнение; лабораторен макет и указания за изпълнение на задачите; експериментални резултати и изводи. Ръководството за лабораторни упражнения “ЕТИПУС” може да бъде полезно и за студенти по сродни специалности от други технически университети, както и на специалисти в областта на електрониката. Допълнителни материали, свързани с тематиката на лабораторните упражнения са систематизирани и достъпни за свободно ползване на адрес: <http://dmoodle.tugab.bg/enrol/index.php?id=436> и в Teams.

МЕТОДИЧЕСКИ УКАЗАНИЯ

Всяка лабораторна работа се състои от три етапа:

- подготовка за работа;
- провеждане на експеримента (измервания и изчисления);
- попълване на таблици и чертане на диаграми за извършеното, формулиране на изводи.

За **Първият етап** се препоръчва:

1. Да се прегледа раздела от лекциите, който се отнася до даденото упражнение.

2. Внимателно да се прочете теоретичната част, задачите за изпълнение и указанията за последователността на изпълняваните операции на съответната лабораторна работа, особеностите на методиката и техниката на експерименталните изследвания.

Подготовката за изпълнение на лабораторното упражнение може да се счита завършена ако студентите са получили ясна представа за това което има да се извършва, как да се работи и какви резултати се очакват. Преподавателят преди лабораторната работа ще проверява подготовката на студентите за изпълнение.

За **Вторият етап** е необходимо:

1. Преди включване на устройствата и приборите да се провери изправността и правилността на включване на електрическите и водни инсталации.

2. Внимателно и точно да се изпълняват измерванията.

3. Строго да се спазват правилата по техниката за безопасност, задължителни за всеки студент, допускан до изпълнение на лабораторните работи.

За целта преди всяка лабораторна работа се провежда кратък инструктаж като се посочват специфичните особености на устройството и защитата.

Третият етап - възпитава уменията критически да се анализират резултатите от измерването - качества необходими на бъдещият инженер. Основни изисквания към протокола са: критичност, точност, и акуратност на оформлението.

Лабораторното упражнение се счита за завършено след потвърждаване на получените резултати от преподавателят.

При съставянето на **изводите** е необходимо:

1. Да се направят критични забележки по усъвършенстването на методиката, техниката на измерване или по теоретичните методи.

2. Да се съсредоточи основното внимание на анализа на получените зависимости и съпоставянето на данните от разчетите и експеримента.

3. Да се пише само за предмета, метода и резултатите от изследванията.

Всички лабораторни упражнения съдържат следните указателни знаци за действията, които студентите трябва да извършат:



самостоятелно запознаване с текстова информация;



попълване на таблици и

форми, записване;



чертане на графики и осцилограми;



измерване с измер-

вателни уреди;



изчисления с калкулятор или компютър.

ИЗПОЛЗВАНИ СИМВОЛИ И ОЗНАЧЕНИЯ

α – фазов ъгъл

γ - електрическа проводимост, коефициент на напрежение на изхода на генератора

δ - коефициент на затихване, коефициент на загъване на импулсите.

Δ - дълбочина на проникване на тока в проводимо тяло

ϵ -дielekтрична проницаемост

$\epsilon(\omega)$ -комплексната dielekтрична проницаемост

$\epsilon_0 = 1/(4\pi \cdot 9 \cdot 10^9)$, [F/m] - абсолютна dielekтрична проницаемост

η - коефициент на полезно действие

η_{rec} - количество на възстановена енергия

λ - дължина на вълната

μ - магнитна проницаемост

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$, [H/m] - абсолютна магнитна проницаемост

χ - коефициент на загъване на управляващите импулси

ρ - плътност, собствено съпротивление

ω_0 – собствена резонансна честота

ω – кръгова честота

B - магнитна индукция

C – капацитет

C_m - еластичност

D - електрическа индукция

D - диод

E - напрежение на електрическото поле

G_e - електрическа проводимост

G_H - проводимост на натоварения преобразувател

G_M - проводимост на преобразувателя без товар

f – честота

f_0 - честота на механическия резонанс

f_a - честота на антирезонанса

f_s - честота на превключване

H - напрегнатост на магнитното поле

k_f - коефициентът на електро-механическата връзка

k_p - коефициентът на електро-механическата връзка по мощност

J - плътност на тока

L – индуктивност

L_m - еквивалентна колебаеща се маса

P – активна мощност

P_{out} – изходна мощност

p - коефициентът на натоварване

Q – качествен фактор на трептящ кръг

Q_m - механически качествен фактор

Q_e - електрически качествен фактор

q – дебит

R – съпротивление

R_m - съпротивление на механическите загуби

R_s – съпротивление на излъчване

S – ключ, ключев елемент

U - напрежение

t – време

t_r - време за нарастване

T - температура

t_{rec} - време за възстановяване

Z_0 - характеристичен импеданс

W – енергия, загуби

V – напрежение, обем

Y – проводимост

BJT (Bipolar Junction Transistor) - мощен биполярен транзистор

MOSFET (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor) – мощен полев транзистор с изолиран гейт

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) - биполярен транзистор с изолиран гейт

SMPS - импулсно захранване

ZCS - резонансна комутация при нулев ток

ZVS - резонансна комутация при нулево напрежение

ЕКРИ - едноключовия квази-резонансен инвертор

КПД – коефициент на полезно действие

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №1

УЛТРАЗВУКОВ ТРАНСДЮСЕР - УСТРОЙСТВО И ТЕХНОЛОГИЧНИ ОСОБЕНОСТИ.

1. Теоретична обосновка.

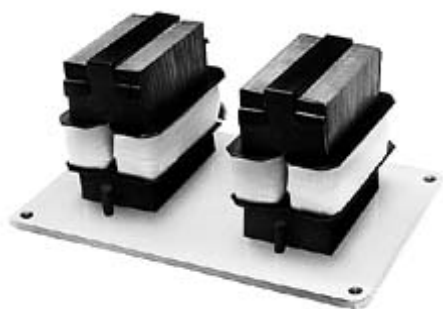


За възбуждане на еластични механични трептения при промишлени условия се използват свойствата на някои материали, чиито геометрични размери се увеличават или намаляват под влияние на електромагнитното, респективно електрическо поле. Този ефект може да се наблюдава при феромагнитните материали и се означава като магнитострикционен. Наблюдава се и при диелектричните материали и се нарича пиезоелектричен или електрострикционен ефект.

1.1. Магнитострикционни ултразвукови излъчватели/трансдюсери/.

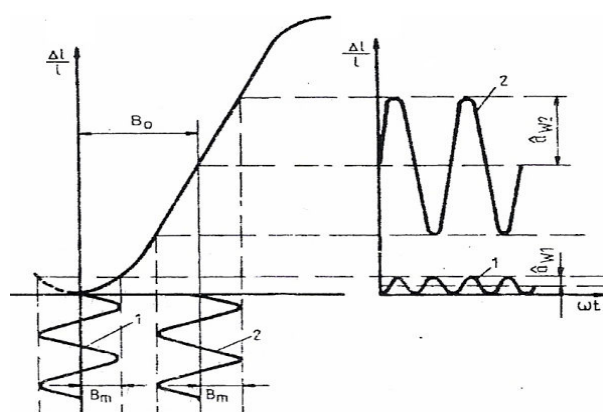
Най-широко разпространените магнитострикционни материали са сплавите на Ni

и Fe, а също кобалт и ванадий. Те се използват при $f=20-40$ kHz. Тъй като магнитострикционния ефект не зависи от посоката на полето, честотата на деформация, респективно на възбужданите механични трептения, е удвоена спрямо честотата на магнитното поле, което ги възбужда.



Фиг.1.1. Магнитострикционен ултразвуков преобразувател.

За увеличаване на амплитудата на трептене обикновено се използва допълнително подмагнитване на осцилатора (вibratora) с постоянен ток B_0 фиг.1.2. То е по-голямо от амплитудата B_m на намагнитването с променлив ток. В този случай честотата на деформация съответства на честотата на електромагнитното поле.



Фиг.1.2. Зависимост на честотата и амплитудата на трептенията на магнитострикционен УЗ излъчвател от подмагнитването с постоянен ток (1 – без подмагнитване, 2 – с подмагнитване)

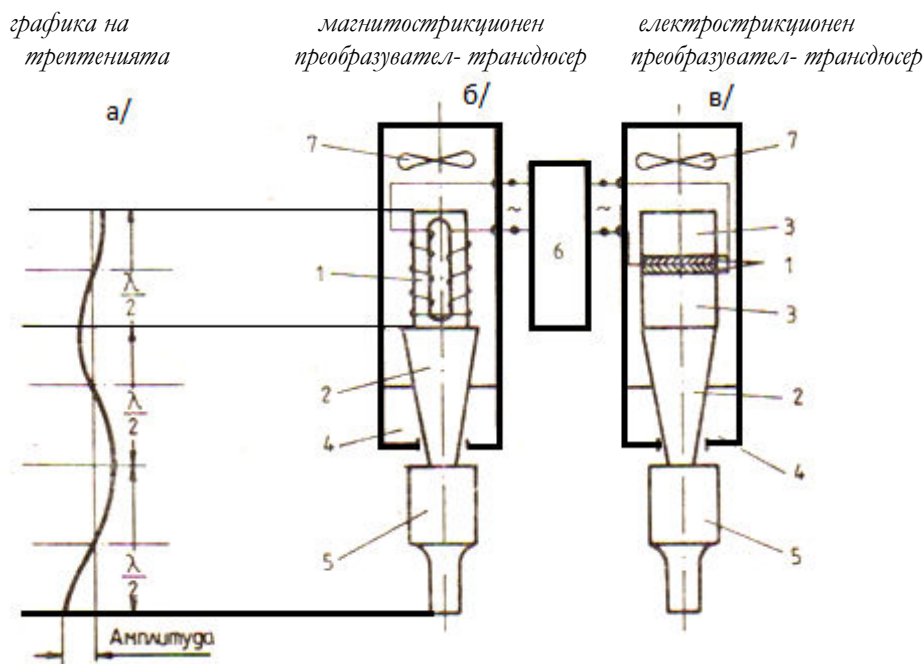
На фиг.1.3 е показано принципното устройство на магнитострикционен ултразвуков /УЗ/ трансдюсер. Реалният излъчвател е оформен като пакет от ламарини с различен профил, като носи възбудителната и подпомагачната намотки, подобно на един трансформатор.

По правило трансдюсерът трябва да се охлажда, понеже високите честоти обуславят загуби от пренамагнитване и от вихрови токове. За съгласуване на трансдюсера спрямо средата, в която трябва да въздействуват ултразвуковите

трептения, се използват вълноводи, респективно сонотроди (концентратори). Те усилват (трансформират) интензитета на ултразвука, и то от малки амплитуди на трептене върху

големи площи (малка плътност на мощността) към големи амплитуди върху малки площи (големи плътности на мощността) при приблизително една и съща звукова енергия.

Поради успехите на силовата електроника ултразвуковите генератори се изпълняват като полупроводникови статични преобразуватели на честота. Техните инвертори са за мощност до 10kW с мощни транзистори. За по-големи мощности се използват специални честотни тиристори. Неуправляемите токоизправители се свързват без трансформатори към захранващата мрежа. Необходимо е галванично разделяне от мрежата чрез специален изходен трансформатор. Заедно с това чрез неговата вторична страна се съгласуват честотата и импеданса спрямо елементите на трансдюсера. Често те се вграждат като подвижен блок в уредби за обработване.



Фиг. 1.3. Принципно устройство на УЗ излъчватели, където: 1 – преобразувател; 2 – междинен елемент; 3 – накрайник; 4 – звукова глава; 5 – соноотрод; 6 – УЗ генератор; 7 – охлаждане.

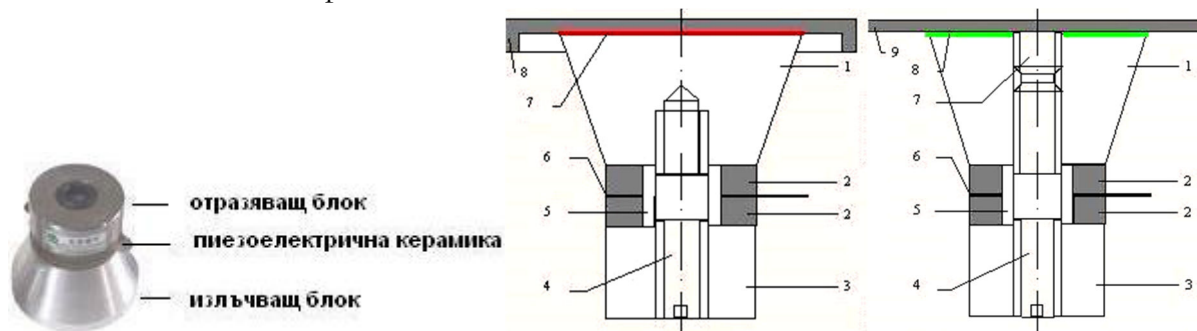
Ефективността на ултразвуковото обработване зависи съществено от поддържането на електромеханичния резонанс на ултразвуковата система. Върху резонансната честота на електромеханичните ултразвукови преобразуватели оказва влияние средата за обработване. Например: изменението на механичното натоварване при ултразвуково заваряване и снемане на материал, както и повишаването на температурата на почистващата течност могат да доведат до ограничаване на акустичната мощност. Поради това е необходимо автоматично поддържане на честотата на ултразвуковия генератор.

За откриване на резонансната честота се използват съответни честотни акустични сензори, респективно индуктивни, капацитивни или широколентови. Чрез управляващия блок се следи и управлява честотата на инвертора в ултразвуковия генератор. Ултразвуковите генератори трябва да се предпазват от претоварване. Те отдават максималната си мощност при натоварване, затова при празен ход може да се поддържа ограничена мощност.

1.2. Пиезоелектрически излъчватели (трансдюсери).

Те са основани на базата на пиезоефекта. При поставянето на пиезоелектрически материали в електрическо поле, те се деформират. При промяна на посоката на външното

електрическо поле се променя знакът на възникналата деформация. Пиезоелектричният ефект може да се получи с редица естествени кристали — например кварц. В ултразвуковите трансдюсери за тази цел се използват синтетични керамични материали - например бариев титанат и оловен цирконат титанат.



Фиг.1.4. Устройство на трансдюсер тип "сандвич" – преобразувател на Ланжвен.

1-Al накладка, 2- цирконий титанат олово (ЦТО) - метализирани керамични пиезопластини, 3-стоманена честотопонижаваща накладка, 4-затягащ болт, 5-изолационна вложка, 6-токопроводящи бронзови пластини, 7(8)-лепило, 8(9)- дъно на вана или стена на излъчваща повърхност.

Съществуват два вида преобразуватели на пиезоелектричен ефект (прав и обратен). При обратния пиезоелектричен ефект преобразувателите се състоят от пиезоелектрична пластина изрязана по определен начин от най-често използваните материали като кварц или бариев титанит. На двете повърхности на пластинката има нанесени електроди.



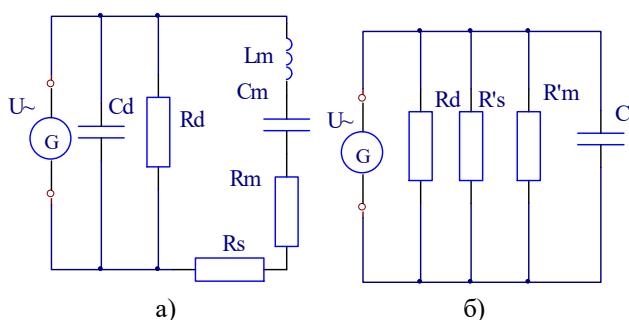
Фиг.1.5. Видове трансдюсери.

Ако въздействаме на електродите с ултразвуков генератор с променливо електрично поле, пластинката започва да трепти с честота равна на честотата на променливия сигнал подаден от генератора. Излъчващата способност е особено голяма, ако честотата на променливото

електрично поле съвпадне с механичната резонансна честота на пластинката.

1.3. Заместваща електрическа схема на пиезоелектрически преобразувател. Резонансна характеристика.

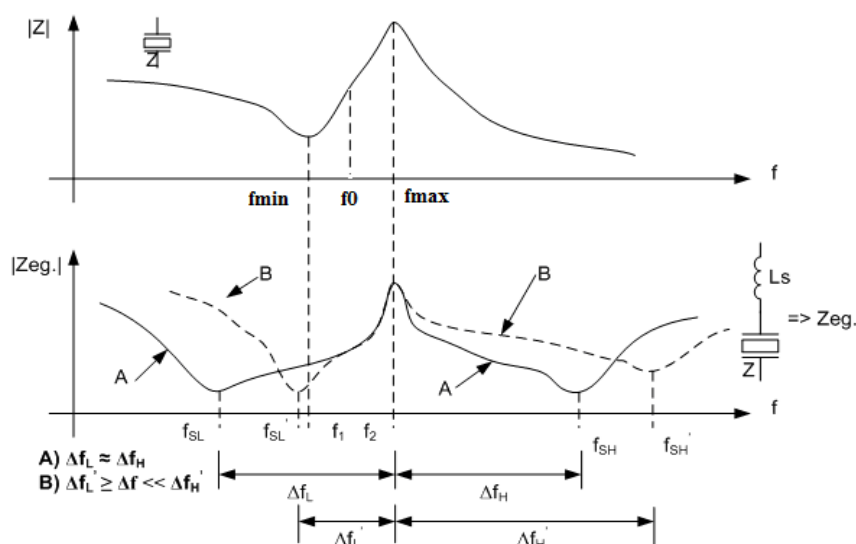
Преобразуването на механическите параметри в електрически чрез електро-механически трансформатор дава заместващата схема на пиезоелектрическият преобразувател с електрически еквивалентен модел на Butterworth-Van Dyke (BVD), изобразена на фиг. 1.6. Тук индуктивността L_m е еквивалентна на колебаещата се маса на преобразователя, капацитетът C_m - еластичност, активното съпротивление R_m - съпротивление на механическите загуби, R_s – съпротивление на излъчване, C - електрически капацитет на диелектрическите загуби. Съпротивлението на механическите загуби R_m е обусловено от вътрешното триене на частици на материала при колебанията. Освен това, в мястото на закрепване на преобразователя също има загуби на механическа енергия. Силите на триене са пропорционални на



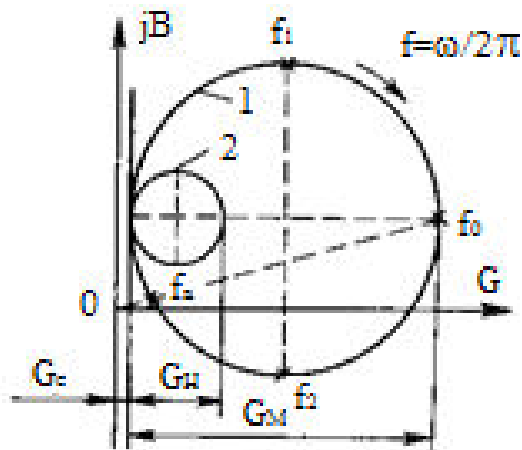
Фиг.1.6. а)Заместваща схема преобразувана с електрически величини. б)Заместваща схема на пиезоелектрическият преобразувател при резонансна честота.

скоростта на колебанията, коефициента на пропорционалност между тях и активното механическо съпротивление, чрез което се разсейва мощността на загубите. Съпротивлението на излъчване R_s се определя от параметрите на излъчвателя и е пропорционално на вълновото съпротивление на средата. Съпротивлението на излъчване на пиезокерамическите преобразуватели е значително по-малко, отколкото на кварцовите. Това означава, че за възбуждане на пиезокерамическите преобразуватели трябва относително неголямо напрежение. Електрическият капацитет C е обусловен от геометричните размери и диелектрическата проницаемост ϵ на материала на преобразувателя.

При резонанс на последователният механически контур (L_m C_m на фиг. 1.6.a) пълното съпротивление на контура е равно на нула и заместващата схемата е удобно да се представи във вида на фиг. 1.6.б, където $R's$ и $R'm$ -съпротивления, приведени към паралелната схема. Реактивността на товара при резонансната честота се определя от капацитета C . За кварцов преобразувател този капацитет е малък (десетки пикофаради), а за керамичен преобразувател той е десетки нанофаради. Въпреки това, ако пренебрегнем големия капацитет, $\cos \varphi$ на пиезокерамическият преобразувател е достатъчно висок (примерно 0,7), тъй като капацитетът е шунтиран със сравнително малко активно съпротивление.



Фиг.1.7. Изменение на импеданса на ултразвуков трансдюсер от честотата.



Фиг. 1.8. Кръгова диаграма на проводимостта на пиезоелектрическият преобразувател.

Резонансна характеристика. Зависимостта на модула на пълното съпротивление от честотата на ултразвуков трансдюсер е представена на фиг.1.7. Характеристиката има минимум и максимум наречени съответно резонанс и антирезонанс. При низките

честоти съпротивлението се намалява, което се обуславя от последователната резонансна верига L_m , C_m . С повишението на честотата се появява максимум на съпротивлението, получаващ се в резултат на паралелния резонанс на капацитета C с контура L_m , C_m който при високи честоти има индуктивен характер. Заради наличието на електрическият капацитет C резонансната честота не съвпада с минимума на съпротивлението. За кварца, имащ малък собствен капацитет, резонансната честота практически съвпада с минимума, така че позволява да се настрои генератора по максимален ток през преобразувателя.

Зависимостта на входното съпротивление на пиезоелектрическия преобразувател от честотата може да се проследи по кръговата диаграма на проводимостта.

$$\text{Комплексната пълна входна проводимост се определя от: } Y = \frac{1}{Rd} + j\omega C + \frac{\varphi}{Z_m} \dots (1.1)$$

където φ — коефициент на трансформация на електро-механическия трансформатор; Z_m — комплексното пълно механическо съпротивление на преобразувателя. На фиг. 1.8. е представена диаграма на проводимостта на пиезоелектрическия преобразувател при постоянно напрежение. Диаграмата 1 е снета при работа на преобразователя без товар, диаграмата 2 — при наличие на съпротивление на товара. На диаграмата G_e — електрическа проводимост, G_H — проводимост на натоварения преобразувател, G_M — проводимост на преобразувателя без товар, f_0 — честота на механическия резонанс, f_a — честота на анти-резонанса.

Коефициентът на електро-механическата връзка се определя от равенството:

$$k_f = \frac{1}{\alpha_k} \left(1 - \frac{f_0^2}{f_a^2} \right) \dots (1.2)$$

Коефициентът α_k се определя от вида на възбудените колебания; за надлъжни той е $\alpha_k \approx 0,8$. Механическият качествен фактор е $Q_m = f_0 / (f_2 - f_1)$... (1.3)

$$\text{Електрическият качествен фактор е } Q_e = 2\pi f_0 C_e / G_e \dots (1.4)$$

$$\text{Коефициентът на електро-механическата връзка по мощност е } k_p = k_f^2 Q_m Q_e \dots (1.5)$$

$$\text{Коефициентът на натоварване е } p = G_m / G_H - 1 \dots (1.6)$$

Проводимостта на пиезокерамическия преобразувател в целия честотен диапазон има капацитивен характер; резонансната честота съответства на точка f_0 . По кръговата диаграма може да се определят основните параметри на преобразователя и да се проследи характера на изменение на съпротивлението на преобразувателя в широк честотен диапазон. Последното има голямо значение при разработката на автогенераторни схеми.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Изследване на характеристиките на пиезокерамичен /електро-стрикционен/ трансдюсер за ултразвукови вани.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Да се заснемат товарно-честотни характеристики на пиезо-преобразувател за ултразвуковата вана с товар.

3.2. Да се заснемат товарно-честотни характеристики на преобразувател на Ланжвен за ултразвуковата вана без товар и с товар.

3.3. Да се направи симулационно моделиране на електро-стрикционен трансдюсер за ултразвукова вана.

4. Лабораторен стенд и указания.

4.1. Указания по задача 3.1.



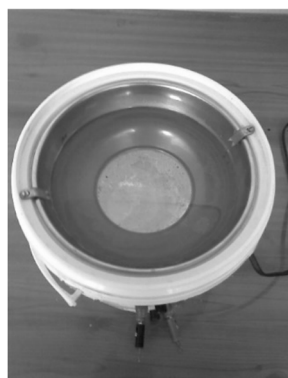
Ултразвуковия трансдюсер на вана СТ-405, с наличие на вода във ваничката, се свързва посредством шунтов резистор към генератор ГЗ-56/1. На генератора се задава изходна амплитуда от 10 V, която се поддържа постоянна при изменение на честотата. За този трансдюсер честотата се изменя от 30 kHz до 50 kHz през 1 kHz, като се наблюдават и отчитат амплитудите на напрежението и тока на трансдюсера посредством осцилоскоп. Данните се попълват в таблица 5.1. Да се обозначи честотата на генератора f_{sw} , която трябва да е между f_{min} и f_{max} , където f_{min} е честотата при минимална амплитуда на импеданса (резонанс на последователния кръг или механичен резонанс), а f_{max} е честота при максимална амплитуда (антирезонанс или електрически резонанс – резонанс на паралелния трептящ кръг).



4.2. Указания по задача 3.2.



Ултразвуковия трансдюсер тип „сандвич“/преобразувател на Ланжвен/ се свързва по подобие на трансдюсера от предходната точка. Измерванията се правят по аналогичен начин в същия честотен диапазон. Данните се попълват в таблица 5.2. Да се обозначи честотата на паралелния резонанс f_{sw} между f_{min} и f_{max} .



5. Експериментални резултати и графики.

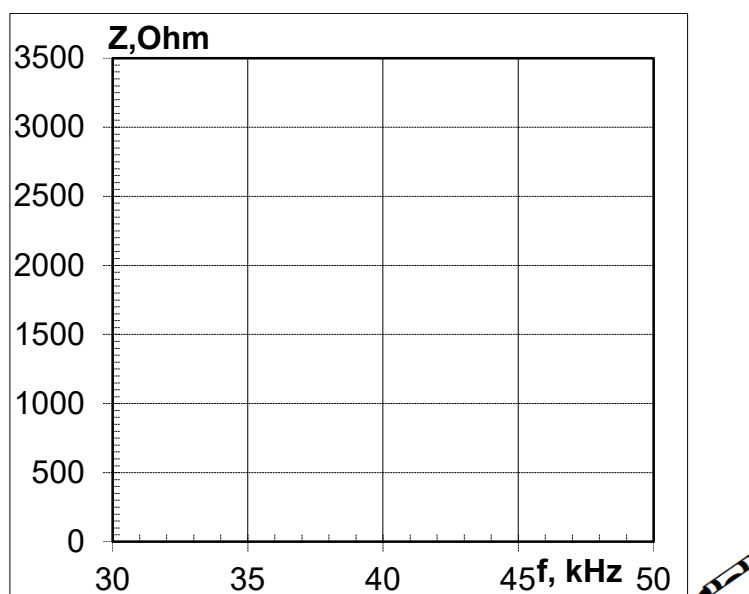
5.1. Товарно-честотни характеристики на пиезопреобразувател за ултразвуковата вана с товар.



Табл.5.1

f, kHz	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
U, V										
U_{шунт}, V										
I= U_{шунт}/0,3 mA										
Z, kΩ										
f, kHz	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
U, V										
U_{шунт}, V										
I= U_{шунт}/0,3 mA										
Z, kΩ										

<https://drive.google.com/file/d/19AYNHXCEJASXrlMznhp9Z7FrC9x9vcYY/view?usp=sharing>



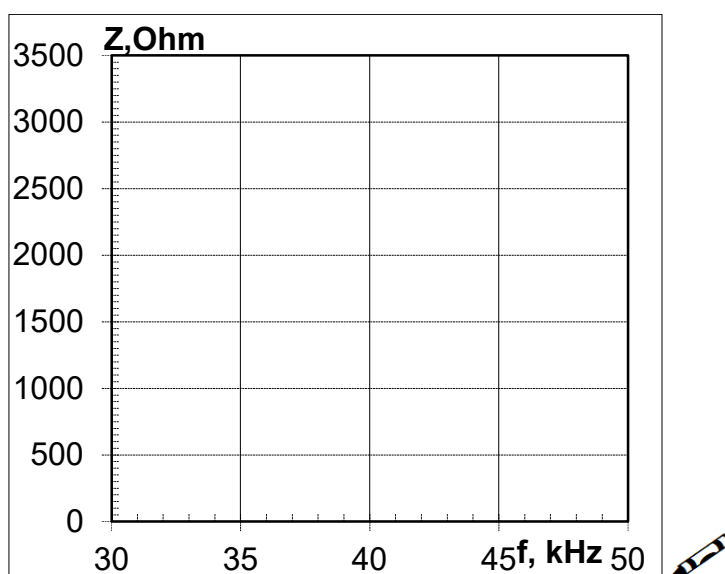
5.2. Товарно-честотни характеристики на пиезопреобразувател на Ланжвен за ултразвукова вана с товар.



Табл.5.2

f, kHz	30	31	32	33	34	35	36	37	38	39
U, V										
U_{шунт}, V										
I= U_{шунт}/0,3 mA										
Z, Ω										
f, kHz	40	41	42	43	44	45	46	47	48	49
U, V										
U_{шунт}, V										
I= U_{шунт}/0,3 mA										
Z, Ω										

<https://drive.google.com/file/d/1VSSn9urbOaC0unGHdEceMUCW1GEimf3r/view?usp=sharing>



5.3. Симулационно моделиране на електро-стрикционен трансдюсер за ултразвукова вана.



Както беше отбелязано за направата на пиезокерамичен излъчвател се използват титанати на бария и калция и цирконий титанат олово (ЦТО). Избраният за моделиране ултразвуков излъчвател е с пиезопластини от оловно циркониев титанат на VERNITRON със следните каталожни данни[2]:

$d=6,35.10^{-3}m$ -дебелина на пластината;

$D_1=50.10^{-3}m$ -външен диаметър;

$D_2=10.10^{-3}m$ -вътрешен диаметър;

$d_{33}=289.10^{-12}m/V$ -пиезоелектричен модул;

$e_{33}=15,1C/m$; -пиезоелектричена константа;

$g_{33}=26,1.10^{-3}V.m/N$ -пиезоелектричена константа;

$C_{E33}=11,5.10^{10}N/m$ -модул на еластичност;

$\rho=7,5.10^3kg/m$ -плътност на пиезокерамиката;

$k_{33}=0,7$ -коефициент на електромеханична връзка;

$\epsilon_{33}^s/\epsilon_0=635$ -дielekтрична проникваемост в натоварено състояние;

$\epsilon_{33}^T/\epsilon_0=1300$ -дielekтрична проникваемост в ненатоварено състояние;

$Qm=500$ -механичен качествен фактор;

$T_{max}=200^\circ C$ –температура.

Използва се известна методика за проектиране на пиезокерамичен излъчвател, като са направени следните изчисления.

- изчисляване на излъчващата повърхност на пластината;

$$F = \pi \left(\frac{D_1^2}{4} - \frac{D_2^2}{4} \right) = 0,001883m^2 \quad \dots(1.7)$$

- изчисляване коефициента на трансформация;

$$Y = \frac{d}{2.F.e_{33}} = 0,044 \quad \dots(1.8)$$

- изчисляване на механичните параметри n , m , r_s ;

$$m = \frac{\rho.d.F}{2} = 0,045 kg \quad \dots(1.9)$$

$$n = 2 \cdot \frac{1-k^2}{\pi^2(1-0,8k^2)} \cdot \frac{d}{C_{E33}.F} = 4,979.10^{-12} \quad \dots(1.10)$$

$$r_s = Z_0.F = 2,827.10^3 \Omega \quad \dots(1.11)$$

където Z_0 -вълново съпротивление на средата, в която се извършва излъчването:

$$Z_0 = \rho.c = 1,5.10^6 kg/m.s \quad \dots(1.12)$$

където ρ -плътност на средата(вода), c -скорост на звука

- изчисляване на капацитета на излъчвателя;

$$C_d = \epsilon_t \cdot \epsilon_0 (1 - k^2) \cdot \frac{F}{d} = 1,742.10^{-9} F \quad \dots(1.13)$$

$\epsilon_0=8,85.10^{-12}F/m$ -дielekтрична константа на вакуума.

- изчисляване на КПД.

Ако се пренебрегнат загубите в свързващите проводници $R_d = \infty$ (т.е. електромеханичния КПД е 1), то общия КПД на преобразувателя η ще бъде равен на механико-акустичния $\eta_{ма}$, който трябва да бъде голям и затова се избира $\eta = 0,9$.

За получаването на електрическият еквивалент на разглежданата пиезопластина трябва да се пренесат механичните елементи с помощта на електромеханичния трансформатор на електрическата страна на четириполюсника. При пренасянето, паралелно съединените механични елементи се представят като последователно съединени (фиг.1.6), като се отчита коефициента на трансформация Y .

$$C_m = \frac{1}{Y^2} \cdot n = 2.563.1.0^{-9} F \quad \dots(1.14)$$

$$L_m = Y^2 \cdot m = 870.10^{-6} H \quad \dots(1.15)$$

$$R_s = Y^2 \cdot r_s = 5,49 \Omega \quad \dots(1.16)$$

Съпротивлението на загубите се определя от: вътрешното триене, загубите при закрепване, механичен хистерезис и няколко други ефекта зависещи от трудно отчитащи се фактори (чистота на изходните суровини, технология на изработване на пиезокерамиката и нейната следваща обработка). Поради тези причини практически R_v се определя трудно.

$$R_v = \frac{R_s}{\eta} - R_s = 0,61 \Omega \quad \dots(1.17)$$

Съпротивлението на излъчване и на загубите R_s и R_v , можем да изчислим:

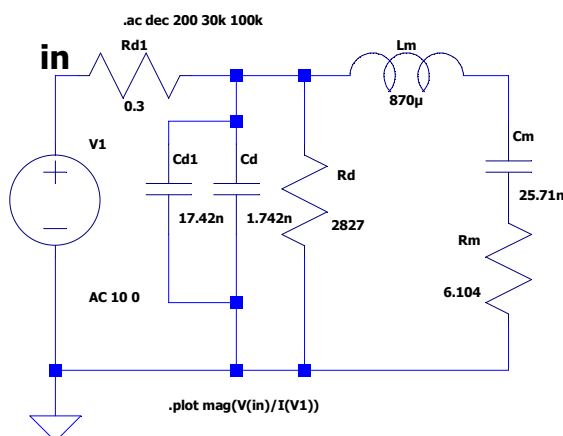
$$R_m = R_v + R_s = 6,104 \Omega \quad \dots(1.18)$$

- изчисляване напрежението на преобразувателя

$$U = \frac{R_m}{R_s} \cdot \frac{d}{e_{33}} \sqrt{J \cdot Z_0} = 1808 V \quad \dots(1.19)$$

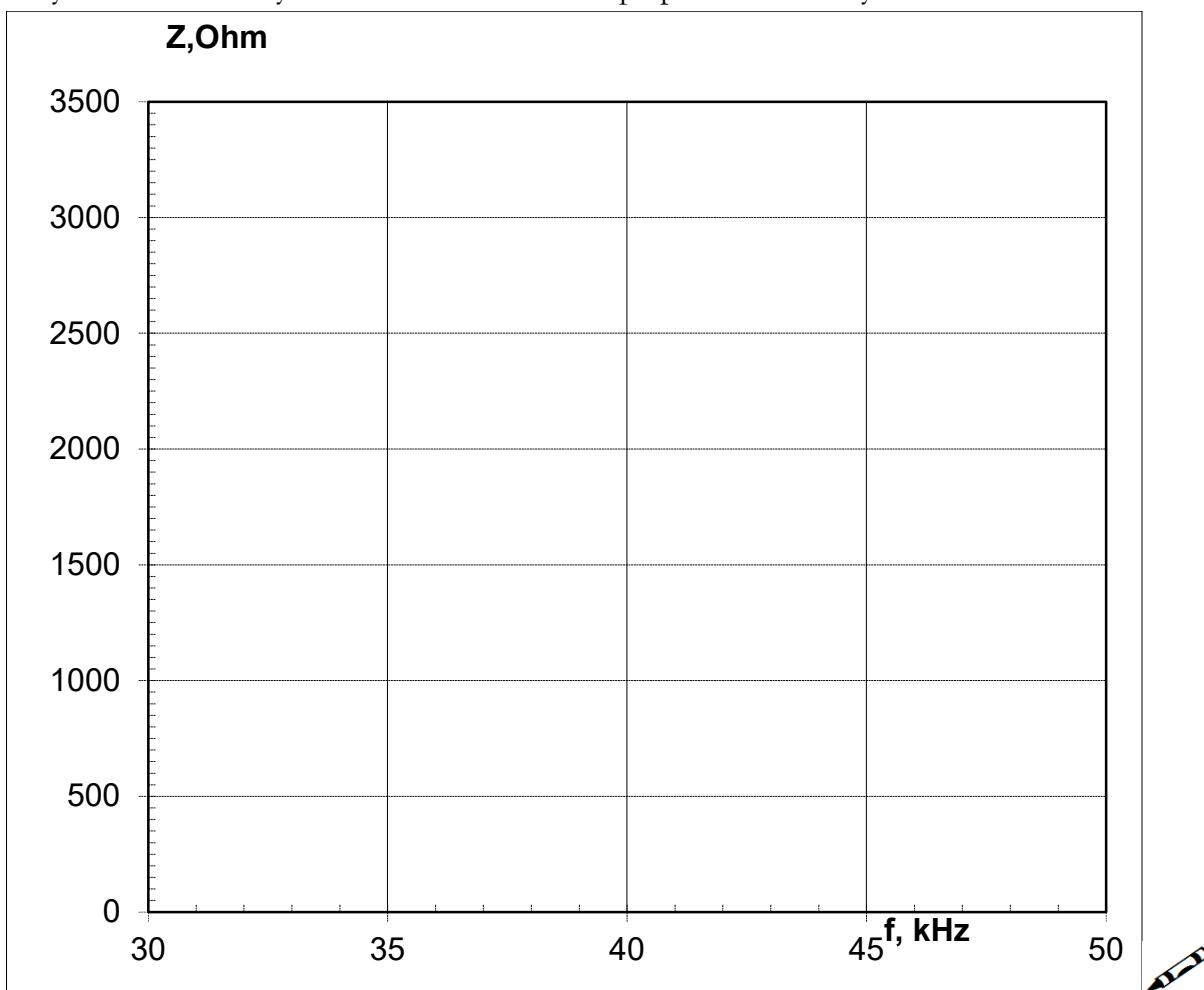
където $J = 10 W/m^2$ - интензивност на излъчване.

След изчисление на необходимите еквивалентни параметри, схемата от фиг.1.6 се въвежда в SPICE съвместима програма (PSPICE, LTSPICE) и се прави честотен анализ в диапазона 30-49 kHz. Трябва да се отбележи, че капацитета на преобразувателя трябва да се компенсира с последователно съединена резонансна индуктивност със стойност в зависимост от желаната работна честота, която обикновено е в диапазона 40-44 kHz. Тъй като преобразувателят на Ланжвен се състои от 2 пластини, то имаме 2 паралелно свързани паралелни капацитети, както е показано на фиг. 1.10.



Фиг.1.10 Схема за симулации в SPICE.

Резултатите от симулацията се нанасят на графиката по-долу.



6. Изводи.



.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №2

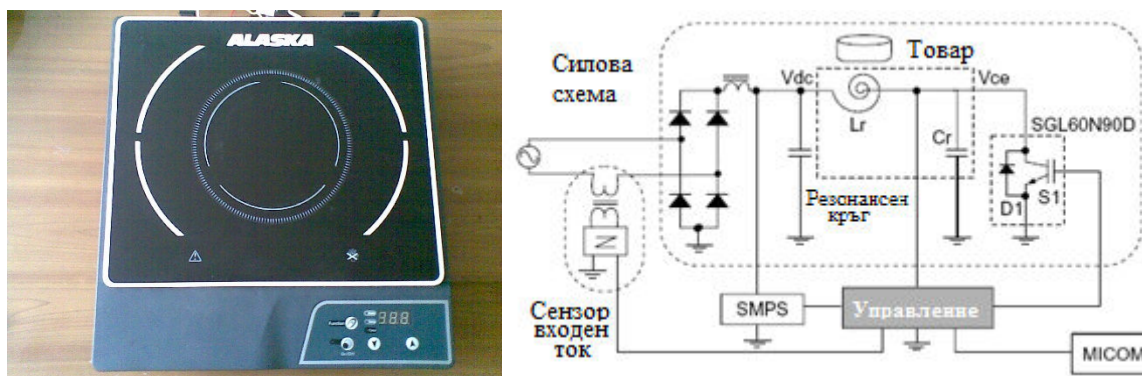
КОНСТРУКЦИЯ И УСТРОЙСТВО НА ИНДУКЦИОНЕН КОТЛОН.

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРО-МАГНИТНИТЕ ПРОЦЕСИ ПРИ НАГРЯВАНЕ.

1. Теоретична обосновка.



Индукционният котлон /ИК/ намира все по-голямо разпространение поради своите предимства по отношение на безопасност, икономичност и функционалност. Силовата електронна схема на ИК представлява квази-резонансен едноклучов инвертор, захранван от неуправляем двупериодичен изправител с LC филтър. На фиг.2.1 е даден външния изглед и блок схема на индукционен котлон.

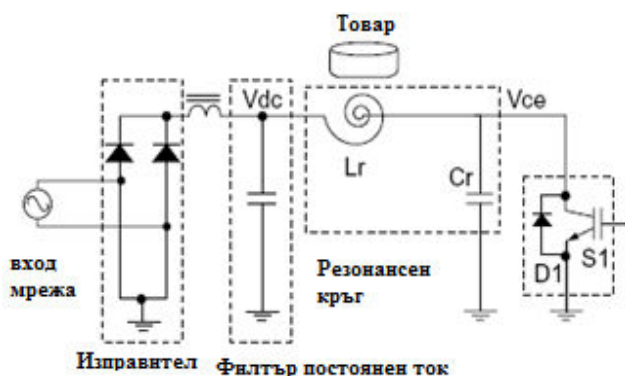


Фиг.2.1. Външен вид и блок схема на индукционен котлон.

Блок схемата включва силова схема, входен токов детектор, управляваща схема (control) и импулсното захранване-SMPS. SMPS представлява транзисторен BUCK преобразувател за захранване на управлението на инвертора и на охлаждащия вентилатор. Принципът на работа на едноклучовия квази-резонансен инвертор /ЕКРИ/ се доближава до принципа на работа на полумостовата резонансна инверторна схема. Разликата обаче е по отношение на начина за управление. Основните функции на отделните блокове са:

1.1. Силовa схема.

Силовата схема се състои от входен неуправляем изправител/Схема „Грец“/ с LC филтър и ЕКРИ, представена на фиг.2.2. Ключовия елемент в инвертора се състои от



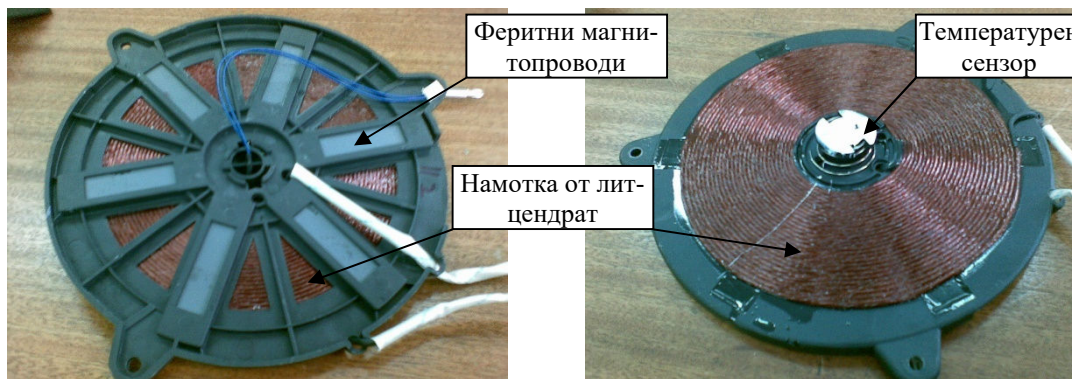
Фиг.2.2. Силовa схема на /ЕКРИ/.

IGBT и диод, свързан насрещно паралелно.

Транзисторът се отпушва, когато диода е в проводимо състояние, така че се осигурява резонансната комутация на транзистора при нулев ток и нулево напрежение – ZCS и ZVS. Резонансният трептящ кръг се състои от резонансна индуктивност (L_r) и резонансен капацитет (C_r). Самия технологичен

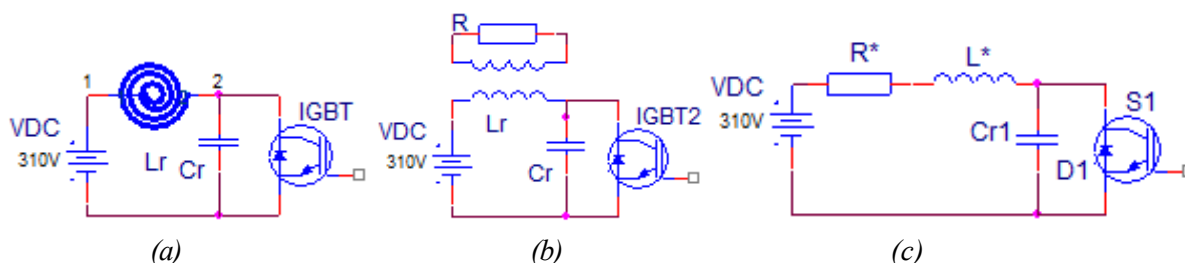
инструмент – индуктор /фиг.2.3/ представлява плоска намотка от навивки от проводник тип „литцендрат“ за високата работна честота, формирана по плочата на котлона. С цел по-голяма ефективност на индуктора са добавени плоски феритни магнетопроводи. По

този начин се избягва водно охлаждане на индуктора и котлона е изцяло с въздушно. За контрол на температурата на нагряване в средата на индуктора е поставен температурен сензор, свързан с микропроцесорна система за контрол и настройка.



Фиг.2.3. Технологичен инструмент (индуктор) на индукционния котлон.

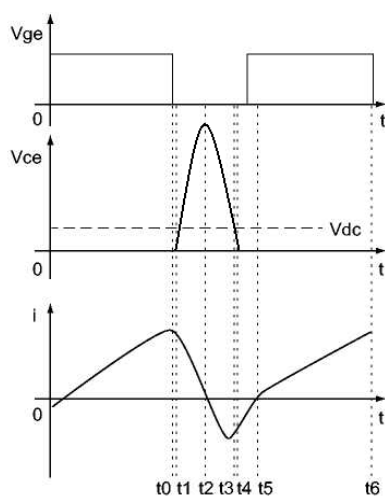
1.2. Еквивалентни заместващи схеми.



Фиг.2.4. Еквивалентни схеми на едноклюбовия квази-резонансен инвертор.

На фиг.2.4 са показани еквивалентните заместващи схеми на резонансния кръг. Съпротивлението на схема (b) е еквивалентно на товара от схема (a). Тези две схеми могат да се опростят до (c), която се състои от R^* , L^* , и C_r . R^* е еквивалентно на индукционния товар и на активното съпротивление на трансформатора от схема (b). L^* е резонансна индуктивност която комбинира L_r на първичната намотка на трансформатора, индуктивността на разсейване и индуктивността на индуктора.

1.3. Принцип на действие.

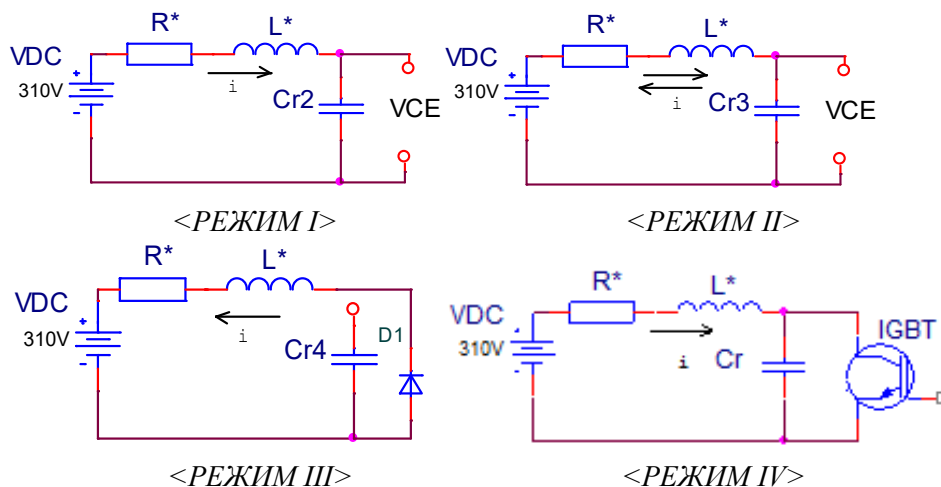


Фиг.2.5. Работни времедиаграми на ЕКРИ.

Когато $D1$, свързан с ключа $S1$, е в проводимо състояние, се подава отпушващ импулс към транзистора от системата за управление, като транзистора включва при нулево напрежение V_{ce} . При тази инверторна схема, транзистора трябва да издържа високоволтовото разколебаване на напрежението V_{ce} обусловено от разколебаването на трептящия кръг. На фиг.2.5 са показани времедиаграмите на работа на всички елементи от инверторната схема. Първоначално $S1$ се запуща от управляващата схема, когато токът който протича през L^* достигне максималната си стойност и започва да намалява.

В този момент напрежението на колектора на транзистора, $V_c(0)=0V$. Имаме 4 режима на работа, показани на фиг.2.6.

РЕЖИМ I (t_0-t_1). Както беше споменато ключът се изключва, когато тока в резонансната схема достигне максимум, т.е. в момента t_0 . При този процес на изключване имаме комутационни загуби, величината на които зависи от времето за изключване на транзистора. Напрежението V_{ce} рязко нараства по експонента, определена от стойността на капацитета (C_r) до достигане на постояннотоковото изправено напрежение на захранващата мрежа (V_{dc}) в момента t_1 . Въпреки че транзистора се изключва в t_0 , тока продължава да нараства до момента t_1 , когато напрежението върху транзистора V_{ce} стане еднакво с V_{dc} , т.е. постоянното напрежение е било по-голямо от резонансното напрежение на кръга. В този момент енергията която се запасява в индуктора започва да се трансферира към кондензатора.

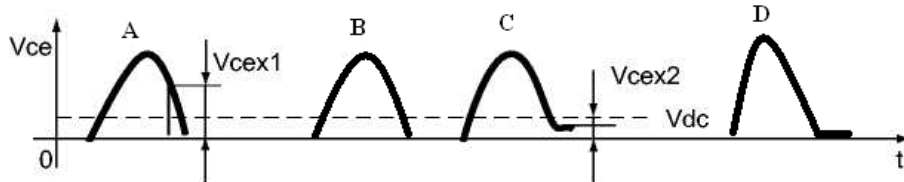


Фиг.2.6. Работни режими на ЕКРП.

РЕЖИМ II (t_1-t_2). Тъй като V_{dc} е по-малко от V_{ce} след t_1 , тока намалява до нула в t_2 , когато резонансното напрежение достига максимума си. Това е точката когато завършва трансфера на енергията запасена в индуктора, към кръговия кондензатора. Максималната стойност на резонансното напрежение на кръга е в директна връзка с времето на включване на ключа (MODE IV: t_5-t_6). След момента t_2 , кондензатора започва да се разрежда, запасявайки индуктора с енергия, което обуславя инверсията на тока и напрежението като тока достига минимална стойност в момента t_3 , т.е. $V_{ce}=V_{dc}$. След t_3 , резонансния ток нараства, тъй като $V_{ce}<V_{dc}$ и разреждането на кондензатора завършва в t_4 .

РЕЖИМ III (t_4-t_5). След t_4 , енергията от кондензатора и запасена в индуктора се рекуперира към постояннотоковото захранване, тъй като диода $D1$ се отпушва. Резонансния ток протича през диода $D1$ докато не се отпуши ключа $S1$.

РЕЖИМ IV (t_5-t_6). Тъй като управляващата схема подава сигнал за отпушване на



Фиг.2.7. Форми на напрежението на ЕКРП.

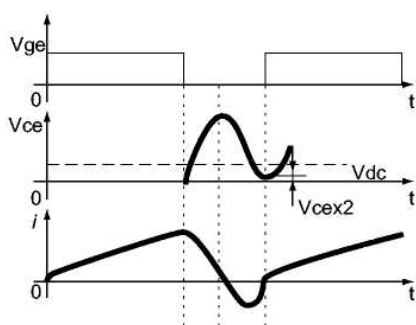
транзистора, транзистора се отпушва докато тока протича през обратно паралелния му диод $D1$. След отпушването му тока започва да

сменя посоката си и индуктора започва да се запасява с енергия, което обуславя отпушването на транзистора при нулево напрежение върху него /напрежението върху него е пада на напрежение на отпушения диод D1 в момента на отпушване/, т.е. имаме комутация при нулево напрежение ZVS.

В t_6 , ключа се изключва, като процеса се повтаря със започване на режим I. Тъй като максималната стойност на резонансното напрежение зависи от честотата на работа и коефициента на запълване на ключа, много лесно може да се управлява изходната енергия, т.е. да се постигне регулиране на изходната мощност. Трябва да се отбележи че формата на напрежението се изменя с изменението на захранващото напрежение от мрежата, както и при изменение на импеданса на товара.

Тъй като за да се постигне задоволителен качествен фактор на захранващата мрежа се използва филтриращ кондензатор със сравнително малък капацитет, постоянното напрежение (V_{dc}) е пулсиращо и се изменя от нула до максимум на мрежовото напрежение. Формата на резонансното напрежение се разделя на три типа, показани на фиг.2.7.

На тази фигура А, В, С, и D са времедиаграми на напрежението при ранно отпуш-



Фиг.2.8. Времедиаграми - изключване при ненулево резонансно напрежение.

ване, нормално натоварване, при малък товар или режим на празен ход и при късно отпушване на транзистора. Ако формата на С е получена при правилна работа на инвертора, това показва че стойностите на индуктивността на индуктора или на капацитета на компенсиращия кръгов кондензатор не са правилно избрани. Когато напрежението е с форми А или D при нормална работа, трябва да се настрои времето на изключване на транзистора, респективно честотата на управляващите импулси. Когато ключа е от-

пушен, трябва да се запаси достатъчно количество енергия в индуктора. В противен случай, ще имаме форма на напрежението като при недостатъчен товар. При тази ситуация резонансното напрежение няма да достигне нулева стойност (V_{ce2}), ще се елиминира режима на свободно разколебаване III (t_4-t_5), така че няма да имаме включване на ключа при нулево напрежение.

Енергията натрупана в кондензатора ще се изгуби, като ще се поеме от ключа при неговото отпушване: $W = \frac{1}{2} C_r U_{CEX2}^2 f_s$

Качествения фактор (Q) на резонансната схема трябва много правилно да се подбере, за да имаме максимум на запасената енергия в кръговия кондензатор. Ако Q е много голямо е много трудно пък да се генерира активна енергия за нагряване в товара. Това трябва да се има предвид при оразмеряване на индуктора на индукционния котлон. След-

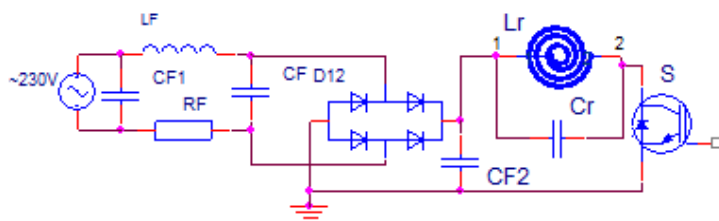
ващия израз обобщава казаното до тук: $Q = \frac{\omega L}{R} = \omega \frac{L_i^2}{R_i}$.

1.4. Разновидност на силовата схема на ЕКПИ.

Силовата схема, показана на фиг.2.9 се използва по-често от тази на фиг.2.1. Чрез преместването на резонансния кондензатор, напрежението върху него се редуцира значително, което позволява да се използват по евтини нисковолтови кръгови кондензатори.

Тъй като тока през индуктора е един и същ и в двата случая, топлинната енергия, генерирана в товара се запазва една и съща.

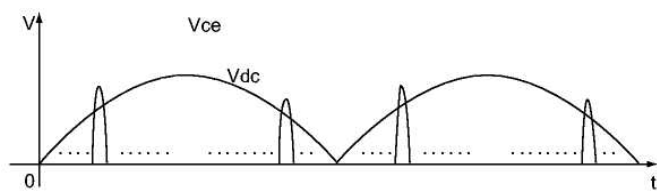
Токът през кондензатора и захранващото постоянно напрежение обаче са различни. Принципа на работа не се различава от първата схема.



Фиг.2.9. Разновидност на силовата схема на ЕКР II.

Честота на захранващото изправено мрежово напрежение е 100Hz което е значително по-малко от работната честота на инвертора (приблизително ня-

колко десетки kHz). Максималната стойност на напрежението варира, в зависимост от стойността на захранващото напрежение. Моментът на включване на транзистора се определя като се сравнява стойността на захранващото напрежение и резонансното напрежение (V_{ce}).



Фиг.2.10. Захранващо напрежение (V_{dc}) и резонансно напрежение (V_{ce}) на ЕКР II.

Когато стойността на (V_{dc}) достигне нула на фиг.2.10, драйвера подава запусващо напрежение с нулева или отрицателна стойност. Така че максималния лимит на момента на отпушване (0-t4) трябва правилно да се подбере,

иначе може да дефектира транзистора поради прекалено голямо време на включване.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Запознаване с принципа на действие, устройството и конструкцията на уредба за високочестотно индукционно нагряване на плоски детайли със спирални индуктори /индукционен котлон/ на базата на едноключен квази-резонансен инвертор. Изследване различните режими на работа и тяхното влияние върху работата на инвертора.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Запознаване с принципа на работа и индукционния котлон на базата на едноключев квази-резонансен инвертор.

3.2. Заснемане на осцилограмите на U_{GE} , U_{CE} , U_{CR} и U_{DC} при минимално и максимално задание на изходната мощност.

3.3. Заснемане на регулировъчната характеристика $P_{вх.}=f(\gamma)$ на товара при нагряване във времето.

3.4. Да се направи симулационно изследване като се заснемат съответните времедиаграми и характеристики за сравнение с експерименталните резултати.

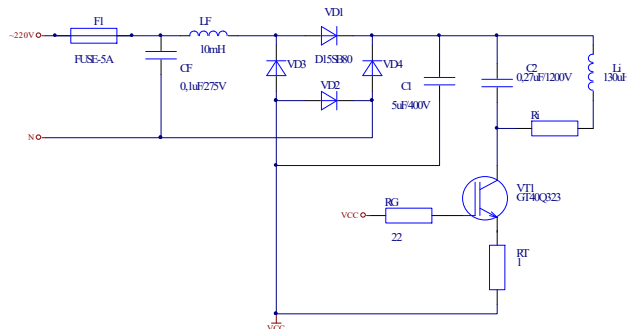
4. Лабораторен стенд и указания.



Внимание! Високо напрежение! Да не се докосват неизолирани проводници и шини! Да не се докосва масата на осцилоскопа при включена сонда!



Реалната принципна схема на силовата част на котлона е показана на фиг.2.11. На фиг.2.12 е представена електронната част на индукционния котлон, като на радиатора са

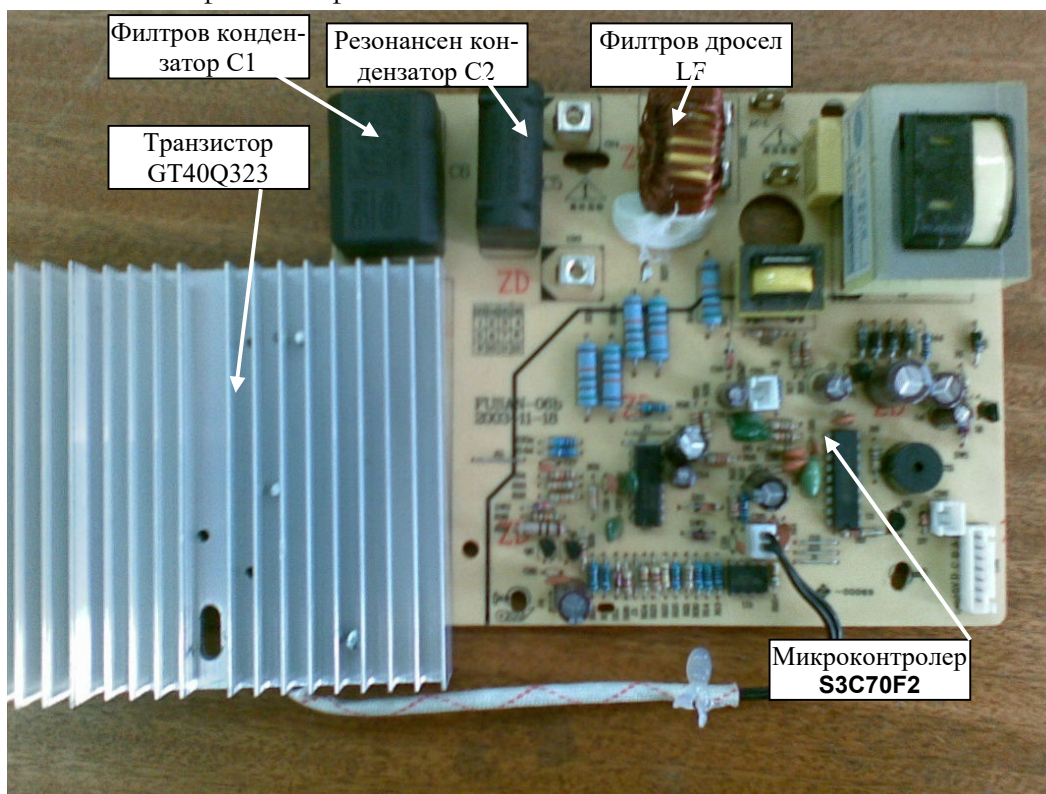


Фиг.2.11. Принципна електрическа схема на ЕКРИ на индукционния котлон.

разположени мощния транзистор и обратния му диод, а на платката системата за управление на инвертора, както и микропроцесора, който контролира основните му режими на работа.

С цел безопасност са изведени контролни точки, на които се свързва сондата на осцилоскопа с цел заснемане на времедиаграмите от задача 3.2. За изследване на работата на ин-

дукционния котлон са изведени контролни точки, към които се свързва високоволтова сонда за осцилоскоп 1:100, с която става измерването на различните сигнали за заснемането на необходимите времедиаграми.

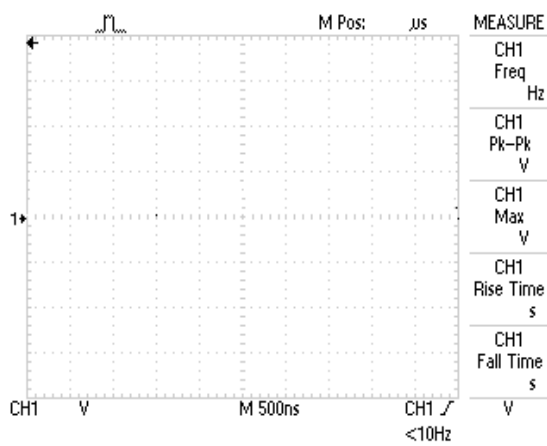


Фиг.2.12. Платка със силовите елементи и системата за управление на индукционния котлон.

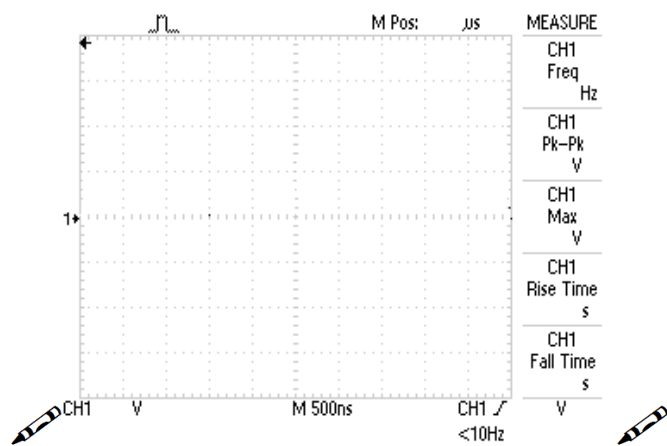
5. Експериментални резултати и графики.

5.1. Осцилограми при минимална мощност.

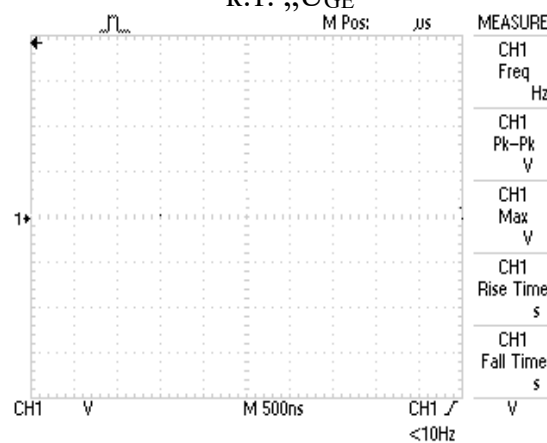




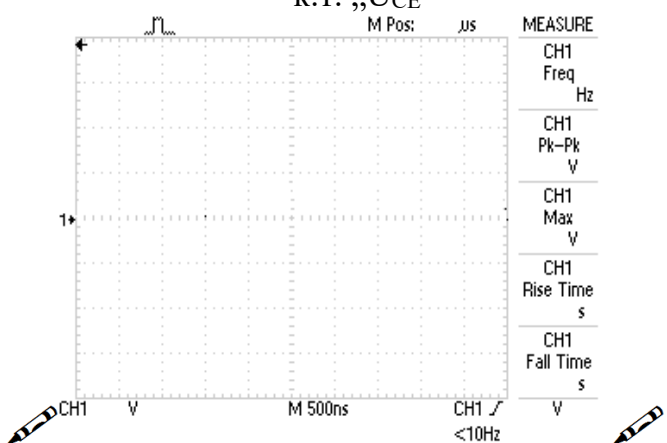
к.т. „ U_{GE} ”



к.т. „ U_{CE} ”

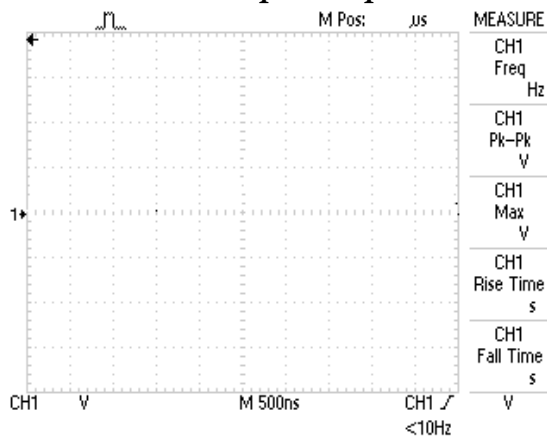


к.т. „ U_c ”

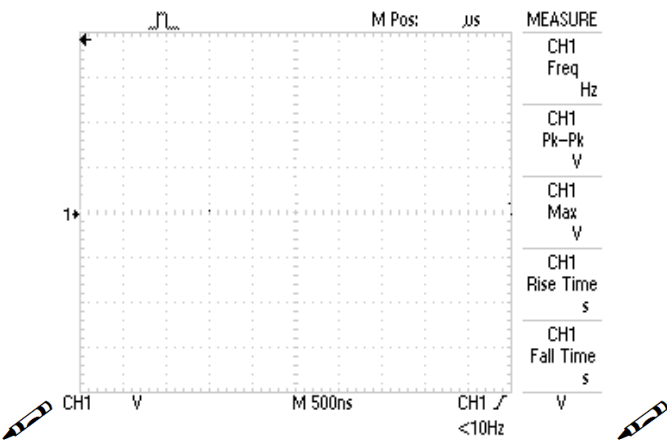


к.т. „ U_{DC} ”

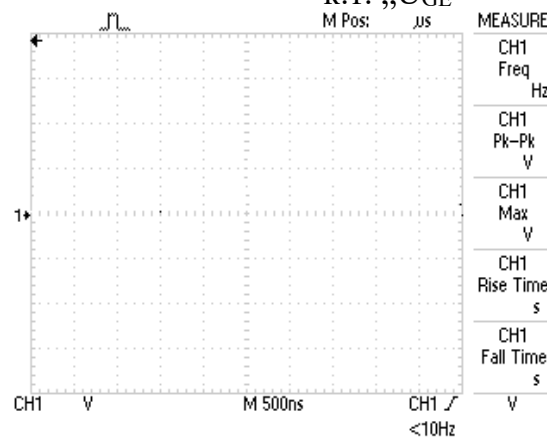
5.2. Осцилограми при максимална мощност.



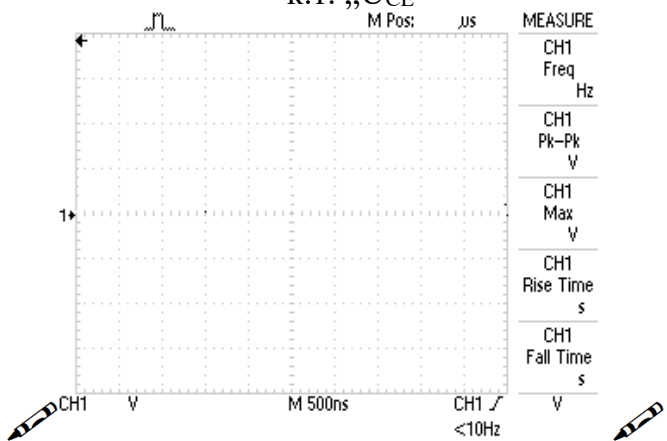
к.т. „ U_{GE} ”



к.т. „ U_{CE} ”



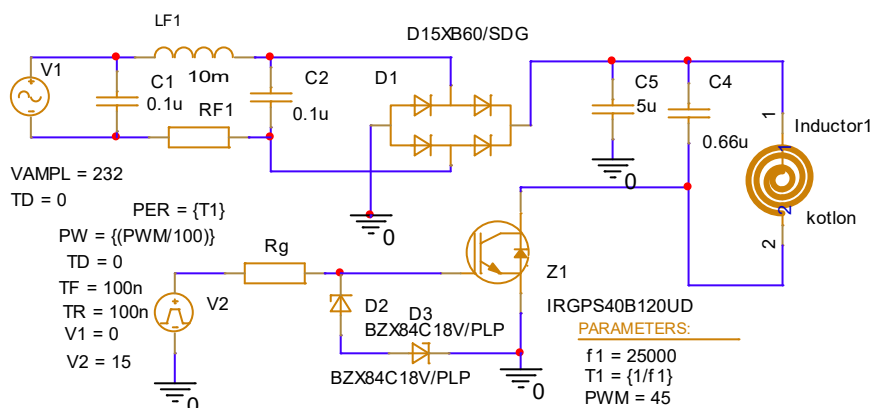
к.т. „ U_c ”



к.т. „ U_{DC} ”

5.3. Симулация при максимална мощност.

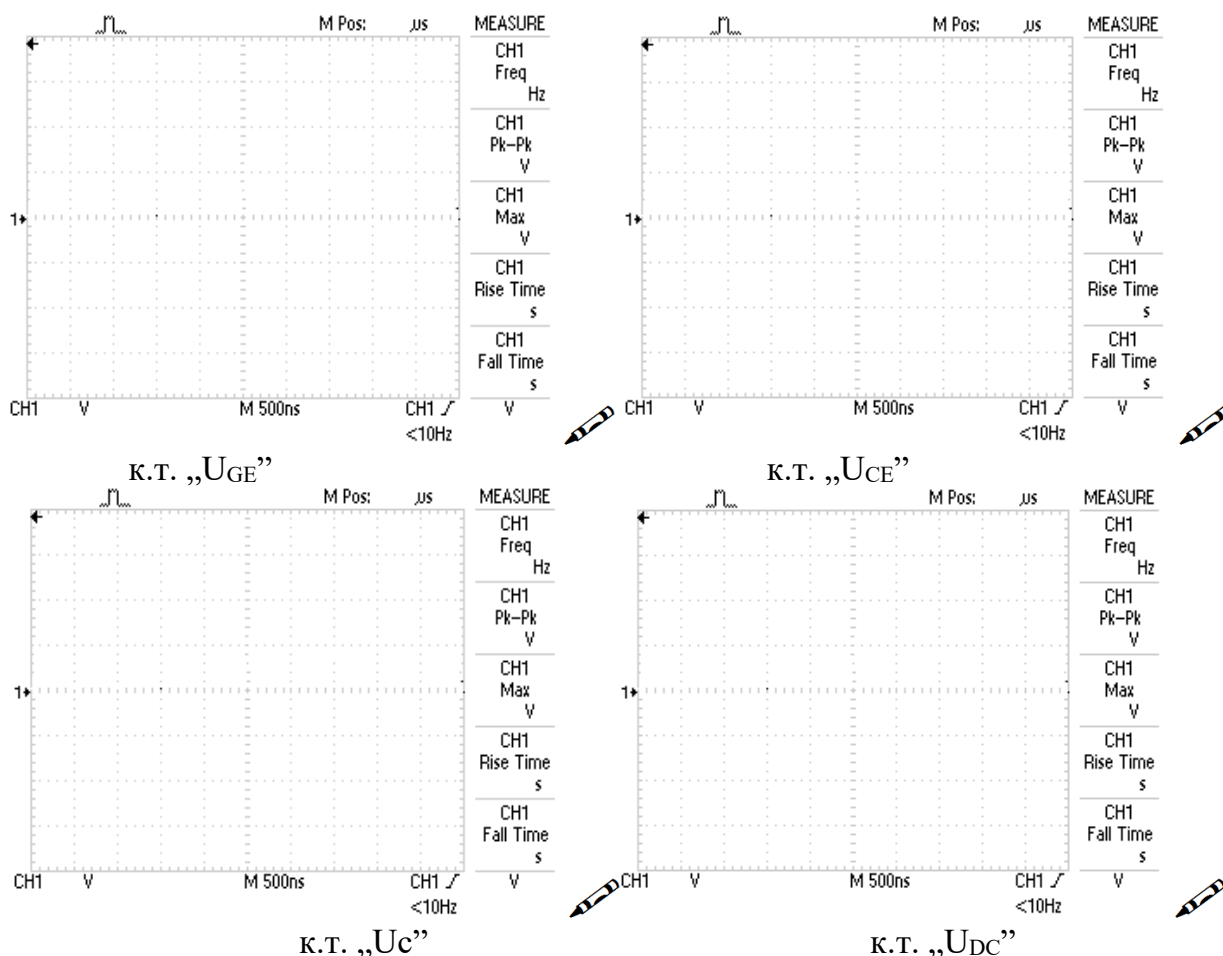
Въвежда се схемата показана на фиг.2.14 в SPICE програма и се заснемат времедиаграми в съответните



Фиг.2.11. Принципна електрическа схема) на ЕКРИ на индукционния котлон.

рамни в съответните възли за UGE, UCE, UCR и UDC, като се изчертават на графиките по-долу при най-голямата ширина на управляващите импулси, които експериментално са заснети в предходната подточка. След това се прави симуляционно изследване за изходната мощност и максималното напрежение на резонансния кондензатор, като данните се попълват в табл.2.2 след експерименталните данни. Графично се съпоставят експерименталните и симулационните данни от таблицата на празните координатни системи. Примерен проект за симуляционно изследване на индукционен котлон може да се намери на адрес

https://drive.google.com/drive/folders/1yvStqUYDNcDa8h3_o0lb3GfnO9OaEGzh?usp=sharing.



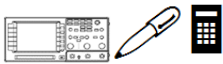


Таблица 2.2

Степен										
Коефициент на запълване $\gamma=t_{н}/T, \%$										
Изходна мощност P_{out}, W										
Напрежение на кондензатора U_{C2}, V										
Изходна мощност P_{out}, W от SPICE										
Напрежение U_{C2}, V от SPICE										

 P_{out}, W

$\gamma, \%$

 U_{C2}, V

$\gamma, \%$

6. Изводи.



.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №3

ИЗСЛЕДВАНЕ НА МИКРОВЪЛНОВА ПЕЧКА ЗА ДИЕЛЕКТРИЧНО НАГРЯВАНЕ. РАЗПРЕДЕЛЕНИЕ НА ПОЛЕТО В ОБЕМНИЯ РЕЗОНАТОР. СВЪРЗВАНЕ КЪМ ИНТЕЛИГЕНТЕН КОНТАКТ

1. Теоретична обосновка.



Микровълните са електромагнитни вълни, сравними със светлинните, инфрачервените, радио- и телевизионните вълни и донякъде с рентгеновите лъчи. Електричеството се преобразува в микровълни чрез магнетрон и те се излъчват в работното пространство на печката. Микровълните не могат да преминат през металните стени на печката (отразяват се от тях), но те проникват през материали като стъкло, порцелан, пластмаса, хартия и др. Микровълните не загряват съда, но той се затопля, поемайки топлината от храната в него. Микровълните се поемат от течността в храната и предизвикват вибрация на водните молекули с честота 2450 милиона трептения в секунда - $2,45\text{GHz}$ ($\lambda=12,23\text{mm}$). При тези вибрации водните молекули се удрят една в друга, възниква триене и в резултат на това храната се загрява. Микровълновата печка се състои от външен корпус от боядисана стоманена ламарина, магнетрон, охлаждащ вентилатор, антена и вълновод. Освен това има разпределителна антена и рефлекторна плоскост. Във вътрешното пространство на фурната има долна плоча или въртяща се чиния от стъкло или стъклокерамика. Консумираната от микровълновата печка електроенергия, или т. нар. входяща мощност, е между 800 и 1550 W. Почти половината от нея отива за мощния вентилатор, който охлажда магнетрона и останалите части на печката. "Изходящата" мощност, която се превръща в топлинна енергия и се използва при готвенето е между 400 и 900 W. Съществуват микровълнови печки с изходяща мощност около 1000 W, но най-често се използват печки с мощност 600 W.

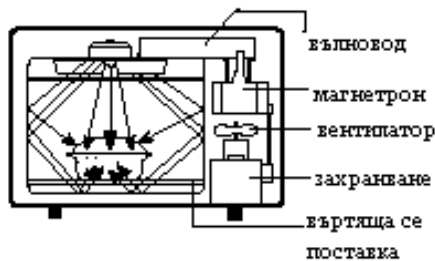
Безопасността на микровълновата печка се гарантира от работата ѝ само при затворена врата. Ако тя бъде отворена, автоматично се прекратява излъчването на микровълни. Трябва да се отбележи, че практически микровълните не могат да се разпространяват извън уреда. Микровълновите печки притежават най-малко два осигурителни изключвателя. Даже и отворите на фината метална мрежа на вратичката са съобразени с дължината на вълните, така че те не могат да проникнат през наблюдателното стъкло. Боравенето с микровълновата печка е безопасно дори за деца, тъй като вероятността за изгаряне е сведена до минимум.

1.1. Принцип на действие на микровълновата печка.

Както е известно, диапазонът на микровълните включва електромагнитни вълни с честоти от 300 MHz ($\lambda = 1\text{ m}$) до 300 GHz ($\lambda = 1\text{ mm}$). Домашните микровълнови печки работят на честоти около 2,45 GHz, т. е. $\lambda = 12,23\text{ cm}$. Вълните се генерират от магнетрон и по вълновод постъпват в камерата, в която ще се поставя храната. Камерата е с форма на паралелепипед и стените ѝ са метални. От вътрешната страна на стъклената вратичка на печката, както и пред гнездото, в което е поместена осветителната крушка, са поставени метални решетки, чиито отвори са многократно по-малки от дължината на вълната, така

че камерата фактически представлява един Фарадеев кафез. В повечето микровълнови фурни храната се поставя върху въртяща се поставка, а по-скъпите модели са снабдени и с въртящ се рефлектор, разположен на тавана на камерата.

Попадащите върху металните стени микровълни се отразяват от тях така, както светлината се отразява от огледало. Микровълните се поглъщат много добре от стените на

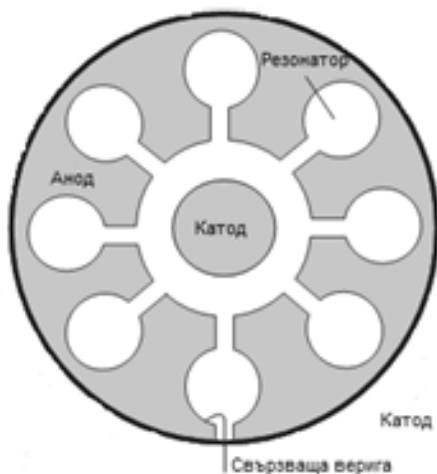


Фиг.3.1.

камерата, тъй като електрическото поле влияе много силно на свободните електрони в метала. Тези електрони се ускоряват и на свой ред излъчват електромагнитна вълна със същата честота и фаза, т.е. електромагнитната вълна се отразява напълно. По същество този процес зависи от комплексната диелектрична константа $\epsilon(\omega)$, която е корен квадратен от комплексния индекс на отражение $(\epsilon_1 + j\epsilon_2 = (n_1 + jn_2)^2)$.

Индекса на отражение за много метали е близо 100% при ниски честоти. Дълбочината на проникване на електромагнитната вълна с дължина λ се дава от израза $\Delta = \lambda / 4\pi n_2$. Дълбочината на проникване на вълните с дължина $\lambda = 12,23$ cm в алуминий, например, е само 1,2 μm .

Генерирането на микровълни се извършва от специална електронна лампа наречена *магнетрон*. Той е изобретен в 1921 и е усъвършенстван през 1940 и се използва за генериране на микровълни с мощност до мегавати и честоти между 1 и 40 GHz. КПД е около 80%, а живота му е около 5000 работни часа. Представлява цилиндричен катод, заобиколен от цилиндричен анод с кръгли отвори – фиг.3.2. Тези отвори са подбрани така, че да резонират на честота 2,45 GHz. Прилага се напрежение от няколко киловолта между анода и катода и магнитно поле паралелно на оста, така че магнитното и електрическото поле да са взаимно перпендикулярни. Електроните отделени от катода се ускоряват радиално



Фиг.3.2.

от електрическото поле, но поради влиянието на магнитното поле започват да се движат по сложна крива наречена циклоида. Ако магнитното поле е достатъчно силно електроните не достигат анода и формират въртящ се електронен облак. Резониращите отвори реагират с електроните, като ги ускоряват или забавят и ги карат да се движат с микровълновата честота. Част от микровълновата енергия се екстрактира от свързваща верига към вълновод и по него към резонансната камера на микровълновата печка. Вълновода представлява метална тръба с правоъгълно сечение. Размерите на вълновода влияят върху разпределението на електрическото и

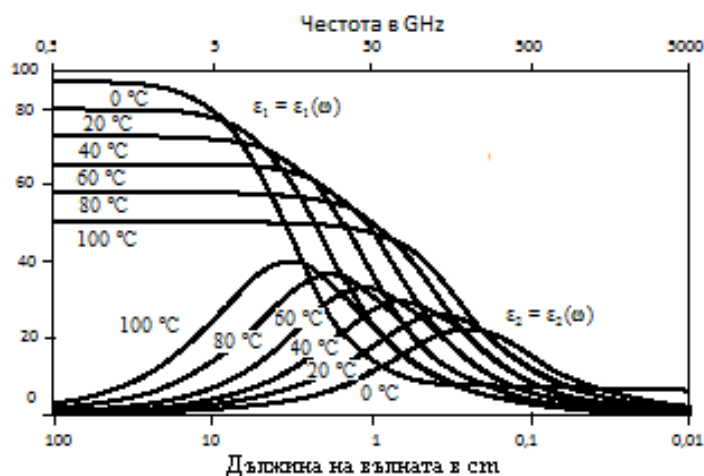
магнитно поле по двете посоки радиално на оста, като се образуват стоящи вълни. Само вълните с максимална дължина λ_{max} се провеждат от вълновода. За направлението перпендикулярни на оста вътрешния размер на тръбата е равен на $\lambda_{\text{max}}/2$. Затова размерите на тръбата трябва да са по-големи от 6.1 cm при честота 2,45 GHz ($\lambda = 12,23$ cm).

Попадналите в камерата микровълни се отразяват от стените ѝ и образуват стоящи вълни, в резултат на което полето в камерата се оказва нехомогенно – нула във възлите на вълните и максимално във върховете им. Това би довело до неравномерно нагряване на поставената в камерата храна – появяват се т. нар. “горещи точки”, чието положение с течение на времето се променя, тъй като свойствата на загревания продукт (а заедно с тях и скоростта на вълните в него) се променят с температурата. За да се избегне това се използва въртящата се поставка. При наличие на въртящ се рефлектор пък се променят условията за възникване на стоящи вълни, т. е. полето в камерата се хомогенизира (честотата на въртене на рефлектора е неизмеримо по-малка от честотата на вълната).

1.2. Механизъм на нагряването в микровълнова печка.

Абсорбция на микровълните от водата. В микровълновите фурни по-голямата част от електромагнитната енергия се поглъща от молекулите на водата, които представляват електрични диполи. При ниски честоти на електрическото поле диполите лесно следват промените на полето и тяхната ориентация се променя синхронно (във фаза) с полето. При по-високи честоти инертността на молекулите и взаимодействията им с техните съседи затрудняват преориентацията на диполите и те изостават от променящото се поле. Накрая, при много високи честоти (1 – 10 THz) молекулите не могат повече да реагират на толкова бързи промени на полето. В областта на гигагерцовите честоти изоставането на диполите по фаза спрямо електричното поле е причина за абсорбцията на енергия от полето – явление, известно като диелектрични загуби.

За изясняване на явлениято на макроскопично равнище ще припомним, че просто-периодичните функции на времето с кръгова честота ω се представят във вида $Ae^{i\omega t}$, където $A = ae^{i\alpha}$ е комплексната амплитуда на функцията, а α – фазовата ѝ константа. С подобна



фиг. 3.3. Реална ϵ_1 и имагинерна $j\epsilon_2$ части на диелектричната константа за различни дължини на вълната и различни температури.

функция се описва например и електрическото поле E и поляризацията P на средата, дължаща се на преориентацията на диполите. Поради изоставането на поляризацията от променящото се поле обаче, фазовата константа на P вече е не α , а друго число. И тъй като електричната индукция D на полето е сбор от $\epsilon_0 E$ и P , а от друга страна $D = \epsilon \epsilon_0 E$, то вече относителната електрическа проницаемост ϵ на средата се оказва комплексно число: $\epsilon = \epsilon_1 + i\epsilon_2$. Доказва

се, че абсорбираната от диелектрика мощност е право пропорционална на имагинерната част ϵ_2 на електрическата проницаемост и се описва с формулата:

$$P = \omega \epsilon_0 \epsilon_2 E_{\text{eff}}^2 V, \quad \dots(3.1)$$

където V е обемът на диелектрика, а E_{eff} – ефективната стойност на електрическото поле.

Съществен за разбиране на процесите е фактът, че както реалната, така и имагинерната част на електрическата проницаемост зависят съществено от кръговата честота ω на полето. Кривите на фиг.3.2 представляват графики на зависимостите $\epsilon_1 = \epsilon_1(\omega)$ и $\epsilon_2 = \epsilon_2(\omega)$ за водата при различни температури в интервала $0^\circ\text{C} - 100^\circ\text{C}$.

От фиг.3.3 се вижда например, че при 20°C графиката на ϵ_1 започва при ниските честоти от статичната си стойност около 80, в гигахерцовия диапазон намалява и при оптически честоти става равно на около 1,78. Този факт обяснява и защо показателят на пречупване на водата е приблизително 1,33. Наистина, като вземем предвид формулата на Максвел и факта, че магнитната проницаемост на водата е приблизително μ_0 , за показателя на пречупването n получаваме:

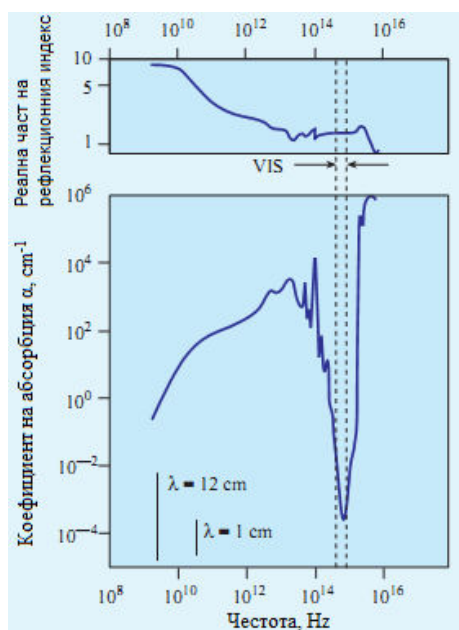
$$n = \frac{c}{v} = \frac{\sqrt{\epsilon\mu_0}}{\sqrt{\epsilon_0\mu_0}} = \sqrt{1,78} \approx 1,33 \quad \dots(3.2)$$

От същите графики се вижда, че ϵ_2 , от което зависи ефективното преобразуване на електромагнитната енергия във вътрешна енергия (т. е. повишението на температурата) има добре изразен максимум за честоти около 20 GHz. Доколкото обикновено храната се

загрява от стайна температура (около 20°C) до 100°C , от фиг. 3.2 би следвало да се заключи, че честотата в микровълновите фурни би следвало да бъде между 20 и 100 GHz. Всъщност честотата се определя от съвсем друг критерий - дълбочина на проникването на микровълните във водата.

На фиг.3.4 са показани графиките на зависимостта на реалната част на показателя на пречупване и на коефициента на абсорбция α , cm^{-1} на водата в зависимост от честотата, за честоти от микровълновия диапазон ($0,1 \text{ GHz}$) до областта на ултравиолетовите лъчи (10^{16} Hz). Вижда се, че коефициентът на абсорбция на водата расте значително чак до инфрачервената област, където стойностите му могат да достигнат до $\alpha > 10^3 \text{ cm}^{-1}$. Тъй като дълбочината на проникване δ , т. е. разстоянието, на което полето на вълната намалява $e = 2,7182\dots$ пъти, е обратно пропорционална на α , това означава, че енергията на полето се поглъща в един слой, не подебел от 10^{-3} cm , т. е. от порядъка на $10 \text{ }\mu\text{m}$. От графиката се вижда още, че между вибрационните възбуждания в инфрачервената област и електронните възбуждания в ултравиолетовата област коефициентът на абсорбция на водата има дълбок максимум, където $\alpha < 10^{-3} \text{ cm}$, което означава, че за видимата светлина дълбочината на проникване е от порядъка на 10^3 cm , т. е. около 10 m – факт, който обяснява прозрачността на водата.

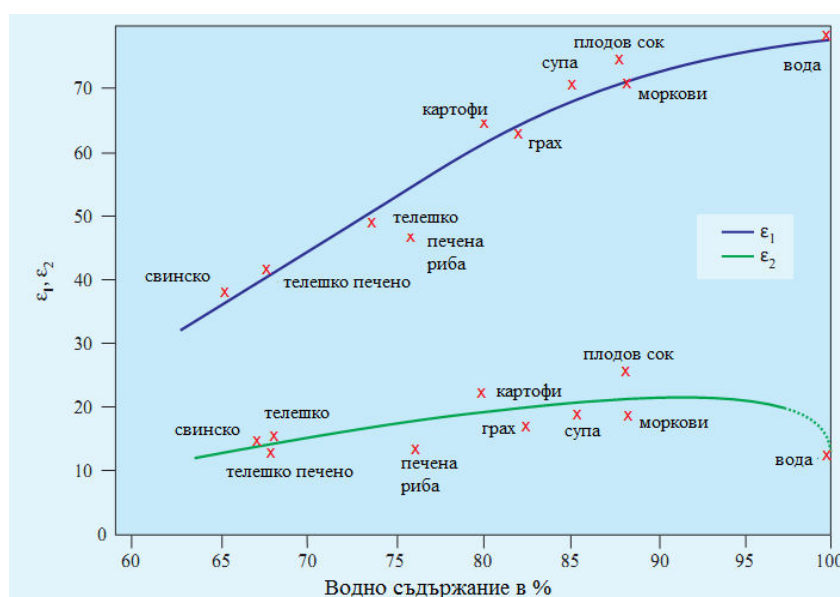
Видът на графиката на α обяснява защо микровълновите фурни не работят на честоти в диапазона $20 - 100 \text{ GHz}$, където според фиг.3.3 преобразуването на енергията е най-ефективно. Наистина, размерите на храната, която искаме да обработим топлинно във фурната, са от порядъка на сантиметри. Ако я облъчим с вълни от този диапазон, ще



фиг. 3.4. Показател на пречупване и коефициент на абсорбция α , cm^{-1} на водата в зависимост от честотата.

се загрее само един тънък слой с дебелина от порядъка на само няколко μm , който поради малката топлопроводност на храната ще прегори, а вътрешността ѝ ще остане сурова. Изборът на по-ниската работна честота от 2,45 GHz осигурява по-равномерно нагряване на храната в целия ѝ обем. Разбира се, водата е основният фактор, от който зависи загреваването на храната. Ако обаче храната съдържа например сол, натриевите и хлорните йони също взаимодействат с вълните. Приетата от тях енергия йоните предават чрез удари на съседите си и по такъв начин ускоряват загреваването.

Зависимостта на имагинерната част на електричната проникваемост на различни храни от процентното съдържание на вода в тях, а от там и ефективността на загреваването, може да се оцени от вида на долната крива на фиг.3.5.



фиг. 3.5. Диелектрична константа за различни храни.

Може ли лед да се топи в микровълнова фурна? За честота 2,45 GHz имагинерната част на електричната проникваемост на леда е три до четири порядъка по-малка, отколкото на течната вода и в съответствие с формула (3.1) толкова пъти по-слаб е и ефекта на нагряване. Това се дължи на факта, че водните молекули в леда имат фиксирани положения и връз-

ките със съседите им затрудняват диполите да следват промените на полето. Ето защо за загреваване на леден къс с 1 °C е необходимо много повече време, отколкото за такова повишение на температурата на същото количество вода.

Въпреки това размразяването на лед във печката е много по-бързо, отколкото ако бъде оставен при стайна температура. За целта микровълновата печка работи в особен режим – тя периодично се включва за кратко време, след което се изключва за по-дълъг интервал и т. н. Ако случайно на определено място част от леда се разтопи, когато фурната се включи, получената при топенето вода ще се загрее значително. По времето, когато фурната е изключена, приетото от водата количество топлина чрез топлопроводност се предава на околния лед, стопява нова част от него, при следващото включване вече се нагрява повече вода и т. н.

За повечето фурни равнището на радиация до повърхността им е около 1 % от допустимата граница от 5 mV/cm². С отдалечаване от фурната интензитетът на радиацията бързо намалява, така че обикновено радиационната доза е далеч под 1/1000 от максималната допустима доза. Затихването на полето на вълните след изключване на магнетрона става по експоненциален закон:

$$E(t) = E(0)\exp(-\alpha t / Q), \quad \dots(3.3)$$

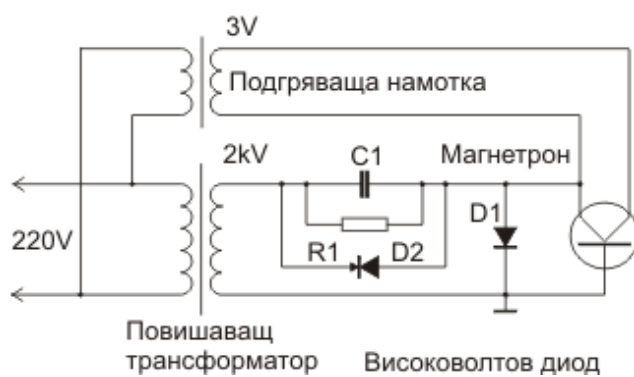
където Q е коефициентът на доброкачественост на фурната. За празна фурна той е от порядъка на 10^4 , което гарантира, че полето намалява 1000 пъти за по-малко от $4,5 \mu s$. Наличието на храна във фурната намалява коефициента на доброкачественост поне сто пъти, така че времето за 1000-кратното затихване намалява до $45 ns$. Очевидно е, че никога не е в състояние да отвори вратичката толкова бързо.

Възможно ли е микровълните да променят химическия състав на храната? Някои хора допускат, че обработената в микровълнова фурна храна не е здравословна, тъй като облъчването ѝ с микровълни предизвиква в нея химични реакции. За да предизвикат химични реакции обаче, квантите на микровълните трябва да притежават енергия от порядъка на $1 eV$. Всъщност тяхната енергия е само $10^{-5} eV$. Освен това може да се пресметне, че броят на фотоните в една обикновена микровълнова фурна е на порядъци по-малък от необходимия, за да протече фотонна дисоциация или йонизация. Следователно загряването на храна в микровълнова фурна не променя химичния ѝ състав.

1.3. Електрическа схема. Принцип на работа.

Обща електрическа схема на микровълнова фурна е представена на фиг.3.6.

Както е видно силовият трансформатор има две секции - за високо и за ниско напрежение. Високото напрежение се подава на схема за удвояване на напрежението реализирана с кондензатора **C1** и високоволтовия диод **D1**. На практика **D1** представлява каскада



Фиг.3.6.

от последователно включени диоди в общ корпус. Резисторът **R1** служи за разреждане на **C1** след като се изключи печката и има стойност $10 M \Omega$.

В някои модели е в един корпус с кондензатора. **D2** е защитен диод, който в някои модели е заменен от високоволтов предпазител след удвоятеля на напрежение.

Магнетронът работи само през отрицателния полупериод на захранващото напрежение. Тъй като веригата за подгриване

на катода е свързана към високото напрежение на изводите на магнетрона са подадени едновременно 3V променливо и 4kV постоянно напрежение.

На фиг.3.7 е показана схемата на опитната постановка на общия принцип на микровълновото нагряване.

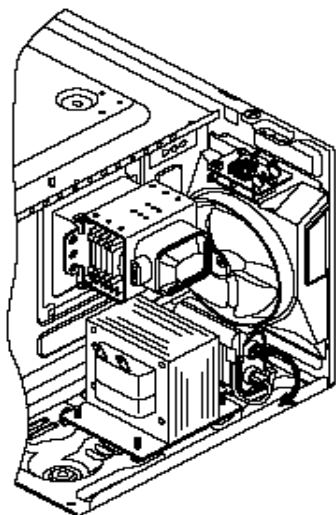


Фиг.3.7.

Микровълновата печка е комбинация от електрическа и механична система за създаване и контрол на електромагнитно излъчване предназначено за подгриване и готвене на храни. Може да се раздели на две основни секции - контролен панел и високоволтова част.

- **Контролният панел** се състои от таймер (механичен или електронен), управление и контрол на изходната излъчвана мощност, блокировки и защитни елементи, система за принудително охлаждане и въртящ механизъм за чинията.

- **Високоволтовата част** се състои от повишаващ трансформатор и вериги формиращи работните напрежения за магнетрона. Главният елемент се явява **магнетрона**, който преобразува електроенергията в електромагнитно лъчение. Камерата на печката е направена със специална форма, така че електромагнитните вълни с повишена плътност постигнатата чрез резонанс на практика повишават температурата и извършват готвенето на храните. Важна част от микровълновата печка е поставката - чиния, която в зависимост от модела може да бъде стъклена или керамична, статична или въртяща и има предназначение да държи поставената храна на разстояние около 20-40 мм от пода на камерата. Дали е неподвижна или въртяща тя е прозрачна за микровълните и така енергията минава през нея и се отразява в пода на камерата като прониква хомогенно в храната от всички страни и с еднаква интензивност. Керамичните табли, направени от специалният материал "поликерам" и стъклените чинии от чисто, закалено стъкло абсорбират все пак известна част от микровълните като по този начин предотвратяват появата на искрене, когато се включи празна фурната.



Фиг.3.8.

нава през нея и се отразява в пода на камерата като прониква хомогенно в храната от всички страни и с еднаква интензивност. Керамичните табли, направени от специалният материал "поликерам" и стъклените чинии от чисто, закалено стъкло абсорбират все пак известна част от микровълните като по този начин предотвратяват появата на искрене, когато се включи празна фурната.

Конструкцията на подобен вид микровълнова печка е дадена на фиг.3.8

2. Цел на лабораторното упражнение.

Запознаване с принципа на действие, устройството и конструкцията на микровълнови печки за високочестотно диелектрическо нагряване. Изследване различните режими на работа и тяхното влияние мощността и коефициента на полезно действие.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Запознаване с принципа на работа и схемата на микровълнова фурна с електронно управление „SANG” model D9023DP-4.

3.2. Определяне на мощността в товара и К.П.Д. при минимално, средно и максимално задание на изходната мощност.

3.3. Определяне на мощността в товара и К.П.Д. при минимално, средно и максимално задание на изходната мощност на микровълнова фурна с въртящо се поле „BOSCH”.

3.4. Да се направят изводи по отношение на мощността, разпределението на полето и ефективността на двете микровълнови печки.

4. Лабораторен стенд и указания.

4.1. Да се разгледа принципната електрическа схема на микровълновата фурна „SANG” model D9023DP-4, като се акцентува на силовата схема и да се синтезира блок-схема.



Фиг. 3.9.

4.2. За да се определи мощността на микровълновата печка се използва включването на микровълновата фурна в интелигентния контакт WiFi Smart Socket BlitzWolf® BW-SHP6, външния вид на който е показан на фиг.3.9. Основните параметри на смарт контакта са: входно напрежение ~220V-240V 50/60Hz, максимална мощност 2300W, WIFI работна честота 2.4GHz, максимален ток 10A, работна температура -20~45°C, материал V0 fireproof, тегло 59g.

За да може да се управлява, интелигентния контакт работи с подходящ софтуер за сградна автоматизация. Функциите на интелигентния контакт включват: гласово управление с помощта на гласовите асистенти Amazon Alexa и Google Assistant, отдалечено управление, таймери за задействане по час, ден и седмица, дистанционен мониторинг на електрическите параметри – напрежение, ток и мощност, както и отчитане на консумираната електроенергия по месеци, лесно споделяне с множество софтуерни приложения и потребители.

Възможните приложения, съвместими с интелигентния контакт са BlitzWolfApp, Smart Life APP и Tuya APP, налични в Google Play и Apple App Store.



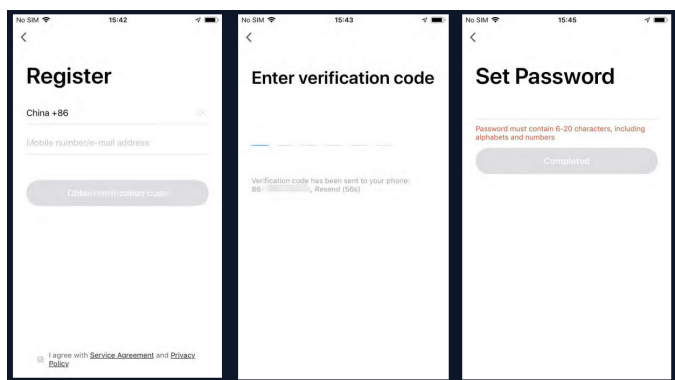
След инсталирането на софтуера се пристъпва към намиране на устройството в локалната мрежа, като интелигентния контакт се свързва към захранващата мрежа чрез поставянето му в обикновен контакт, отваря се приложението и се намира от списък с поддържаните интелигентни контакти BlitzWolf® BW-SHP6, натиска се продължително ON/OFF бутона за 5 секунди, докато индикатора премигва.

Методика за работа със софтуера Smart Life App V3.8.0

Регистрация

Ако нямате акаунт в приложението, можете да се регистрирате или да влезете чрез удостоверяващ код.

1. Щракнете върху " Register ", за да отидете в Smart Life страницата с политиката за поверителност. Щракнете върху " Agree ", за да продължите към страницата за регистрация.



2. Системата ще идентифицира автоматично страната/региона в която се намирате, или можете да избере ръчно държава/регион.

Въведете номера на мобилния си телефон или имейл и щракнете върху "Get authentication code", както е показано.

3. Въведете кода за удостоверяване който сте получили. След това

въведете парола и щракнете върху " Completed " за да завършите регистрацията.

Account ID + Password Login

Ако вече имате акаунт в приложението, щракнете върху "Log in with existing account", за да преминете към страницата за вход.

1. Системата ще определи автоматично държавата/региона, в който се намирате, или можете да изберете и ръчно държава/регион.

2. Въведете номера на мобилния телефон или електронната поща, които сте регистрирали, и въведете паролата, за да влезете в системата.

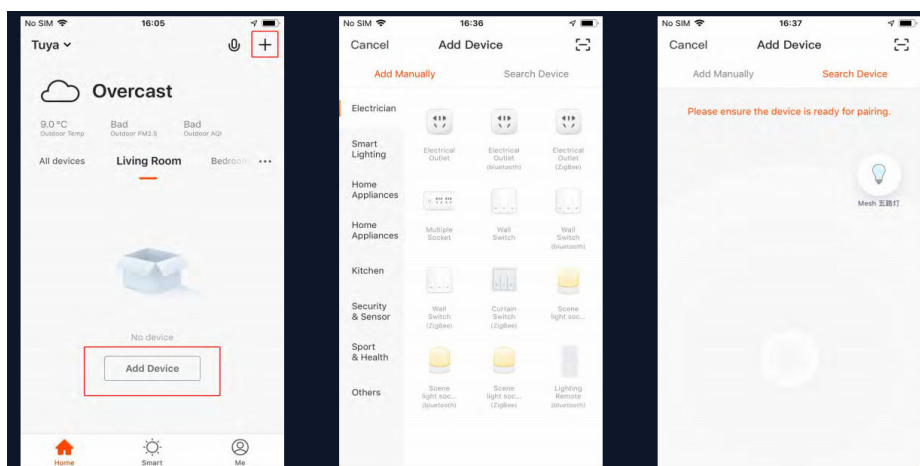
Управление на семейството

1. Когато сте влезли в системата, щракнете върху "Create family", за да преминете към страницата "Add family", както е показано на фиг. 1.

2. "Family Name" може да се въведе ръчно, ако е необходимо. Щракнете върху "Set location" (Задаване на местоположение), за да отидете на картата. Преместете иконата ръчно, за да промените адреса. Щракнете върху "ОК", за да потвърдите адреса, както е показано.

3. Щракнете върху "Add Room" (Добавяне на стая), за да добавите стая, както е показано на фиг. 3. Щракнете върху "Done" (Готово) в горния десен ъгъл, за да завършите добавянето на стая настройките. Настройките на стаята могат да се променят по всяко време, като щракнете върху "...", както е показано.

Щракнете върху падащата стрелка в горния ляв ъгъл, за да добавите семейство и да управлявате семейства. Един акаунт може да управлява няколко семейства едновременно. Потребителят може да управлява устройство в семейство, като избере своето семейство.



Щракнете върху "Tuya", за да преминете към страницата "Семейни настройки", както е показано на фигурата. След изпращането на поканата, "Waiting to join" ще се покаже преди потвърждението.

Администраторите могат да кликнат, на Add member за да поканят други членове на семейството да се присъединят към него. Room Management - Add/Delete на стаи в семейството и да управляват всички настройки на стаите в семейството на едно място. Администраторите имат право най-високо ниво на достъп, което им позволява да управляват достъп до устройства или предоставяне на достъп на други членове на семейството.

Добавяне на устройства

Щракнете върху "Add Device" или "+" в горния десен ъгъл на началната страница на приложението, за да влезете в страницата "Добавяне на устройство". Има два начина за добавяне на устройство : Добавяне ръчно и Търсене на устройство.

Добавяне на ръчно -wifi устройство - режим по подразбиране

Приложението поддържа две конфигурации: режим по подразбиране и режим на точка за достъп. Щракнете върху "AP Mode" в горния десен ъгъл на страницата "Default mode" (Режим по подразбиране), за да превключите между режимите. За да изберете "Режим по подразбиране", моля, уверете се, че индикаторната лампичка на смарт устройството мига бързо (мига два пъти в секунда), след което щракнете върху бутона, за да преминете към следващата стъпка. Ако индикаторната лампичка не мига бързо, щракнете върху "Помощ", за да видите инструкциите.

Ръчно добавяне на -wifi устройство - режим AP

За да изберете "AP Mode" (Режим AP), моля, направете уверите, че индикаторната лампичка на смарт устройството мига бавно (мига веднъж на всеки три секунди) и след това щракнете върху бутона, за да преминете към следващата стъпка. Ако индикаторната лампичка не мига бавно, щракнете върху "Помощ", за да видите инструкциите.

Монитор за консумация на енергия



Интелигентният контакт позволява да се следи потреблението на енергия с помощта на вградения мониторинг на захранването, като се вижда в реално време потреблението на устройствата, свързани към контакта. За целта след като се инсталира контакта и се включи чрез Power On, се натиска иконата Electric и се вижда консумацията на устройството, както е показано на фигурата. По средата с малки букви са съответно моментните електрически параметри: Ток – Current (mA), Мощност

- Power (W), Напрежение - Voltage (V) и общата консумация на електрическата енергия - In total (kWh).

5. Експериментални резултати и графики.

5.1. Да се начертае блоковата схема на микровълнова фурна „SANG”.

5.2. Да се определи изходната мощност и разпределението на мощността на микровълнова фурна „SANG”.

Изходната мощност е $P = \frac{c.m.\Delta T}{t}$, където: $c=4180 \text{ J/}^\circ\text{C}$, специфична топлемост; $m=1,2 \text{ kg}$ – маса на водата; $t, \text{ s}$ – време за нагряване; n – брой нагрявани съда /в случая 8/. Коефициентът

на неравномерност на нагряването е: $k = \frac{\sum_{i=1}^n (\Delta t_c - \Delta t_i)}{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}$, където $\Delta t_c = \frac{\sum_{i=1}^n \Delta t_i}{n}$ ($k>0,7$).

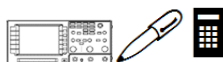


Таблица 3.1.

Температура на водата, $^\circ\text{C}$	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна P_{out}, W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, $i=1..n$	-											
Температура на водата, $^\circ\text{C}$	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна P_{out}, W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, $i=1..n$	-											
Температура на водата, $^\circ\text{C}$	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна P_{out}, W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, $i=1..n$	-											



Таблица 3.2

Степен или %					
Входна мощност P_{in}, W					
Изходна мощност P_{out}, W					
К.П.Д.- $\eta, \%$					

P_{out}, W

%/степен/

$\eta, \%$

%/степен/

5.3. Да се определи изходната мощност и разпределението на мощността на микровълнова фурна „BOSCH”.

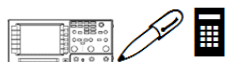


Таблица 3.3.

Температура на водата, °C	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна Pout,W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, i=1..n	-											
Температура на водата, °C	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна Pout,W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, i=1..n	-											
Температура на водата, °C	t_n	t_{k1}	t_{k2}	t_{k3}	t_{k4}	t_{k5}	t_{k6}	t_{k7}	t_{k8}	Δt_c	k	Изходна Pout,W
$\Delta t_i = t_k - t_n$, i=1..n	-											



Таблица 3.4

Степен или %				
Входна мощност Pin,W				
Изходна мощност Pout,W				
К.П.Д.-η,%				

Pout,W

%/степен/

η,%

%/степен/

6. Изводи.



.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №4

ЗАПОЗНАВАНЕ С УСТРОЙСТВОТО И ТЕХНОЛОГИЧНИТЕ ОСОБЕНОСТИ НА УЛТРАЗВУКОВА ВАНА. ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН ГЕНЕРАТОР ЗА УЛТРАЗВУКОВА ВАНА.

1. Теоретична обосновка.



Ултразвуковите генератори за ултразвукови вани са предназначени за преобразуване на ток с промишлена честота в ток с висока честота и служат за захранване на електроакустични преобразуватели (трансдюсери). Тези генератори могат да бъдат с независимо възбуждане, със самовъзбуждане, с електрическа или акустична автонастройка на честотата и стабилизация на изходните параметри.



Според техническите си възможности ултразвуковите генератори се делят на универсални и специализирани.

Универсалните генератори са проектирани за работа с различни технологични устройства. Те позволяват широк диапазон на изходните параметри (мощност, честота, напрежение и т.н.), при условие на съгласуване на товара и са предназначени за използване в лаборатории при опитни производства, захранване на устройства, особено в този случай, когато е необходима широка регулировка на параметрите при технологическо въздействие (например при механична обработка, ултразвукова заварка и др.).

Специализираните ултразвукови генератори са предназначени за захранване на един или няколко определени товари. Тези генератори имат постоянни изходни параметри. Тяхното използване е целесъобразно при приложение на ултразвук в масовото производство, където изходните параметри на генераторите остават постоянни (например почистване, дисперсия, галванични процеси и др.)

Характеристиките на ултразвуковите генератори се делят на електрически и неелектрически. Към неелектрическите характеристики се отнасят: конструктивни изисквания, определящи простотата на конструкцията, габарит и тегло, удобство при обслужване и ремонт, добро естествено и принудително охлаждане, топлоустойчивост и влагоустойчивост на детайлите и възлите, устойчивост към външни въздействия (равнище на шума, експлоатационно-икономически и енергетични показатели, позволяващи да се оцени практическата годност на генераторите да се използват в производствени условия, брой на органите за управление, брой на операциите за включване и настройка, надеждност и срок за работа, общ к.п.д., и др.

Електрическите характеристики това са: работна честота или диапазон на честотата, мощност на изхода на генератора, коефициент на полезно действие к.п.д., стабилност и точност на ултразвуковите честоти, стабилност на амплитудата на механичното колебание и нивото на индустриалните радиосмущения. Работната честота се определя в зависимост

от предназначението на ултразвуковата установка. Обикновено ултразвуковите генератори се изработват с една работна честота или лента от честоти.

Под изходна мощност се разбира електрическа мощност, която се подава на товара (трансдюсерите). В ултразвуковите генератори може да бъде предвидено регулиране на изходната мощност от 10% до 100% или от 50% до 100% от номиналното значение.

Коефициента на полезно действие на генератора се характеризира с отношението на изходната му мощност $P_{из}$ към всички консумирани мощности от мрежата $P_{мр}$ т.е. $\eta = P_{из} / P_{мр}$. К.п.д. на генератора зависи от мощността на генератора, от типа на използвания в него преобразователен елемент, неговият режим, качеството на възлите и детайлите. Стабилността и точността на честотата се определят от характера на натоварването, което е резонансна система. Нейната еталонност определя условието за стабилност, която се изисква от генераторите. Точността на честотата е аналогична на стабилността и се определя от качеството на елементите за настройка на генератора. Генератори със система за настройка на честотата, трябва да се обезпечават максимално до резонансната честота на генератора f_0 , а разликата $\Delta f = f_r - f_0$ трябва да се намира в допустимите граници Δf_{Δ} . От гледна точка на технологичното въздействие интерес представлява допустимото съотношение между амплитудата на колебанията на преобразувателя при резонансна честота A_0 и нейната допустима стойност A_{Δ} при честота f_{Δ} . Така се получава:

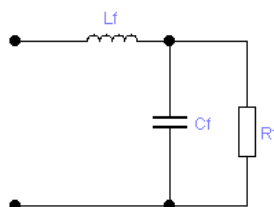
$$K_{\Delta} = A_0 / A_{\Delta} = 1 / \sqrt{1 + (2\Delta f_{\Delta} \cdot Q)},$$

където: Q – качество на механическата верига на електроакустичния трансдюсер.

Стабилността на амплитудата на механичните колебания на трансдюсера се осигурява от постоянството на механическите параметри на същия. В случай когато външните въздействия водят към изменение на параметрите на преобразувателя, се наблюдава намаляване на амплитудата на неговите колебания, особено в системи с голямо Q , каквито са трансдюсери с концентратори. Тогава генераторите се контролират не по честотна стабилност, а по стабилност на амплитудата на колебанието. Стабилизирането на амплитудата на механичните колебания се постига чрез автоматично настройване на честотата на генератора, а в някои случаи чрез устройства, които автоматично регулират мощността подавана от преобразувателя. Режимът на работа на ултразвуковия генератор се определя от характера на технологичния процес или изискванията на простота на неговата схема и консумация. Използват се следните режими: генериране с постоянна амплитуда, амплитудна и честотна модулация и импулсен режим. Нивото на индустриалните радиосмущения се определя от комплекса, в който влизат: ултразвуковия генератор, фидер (ако се използва такъв), захранващ трансформатор и самия товар.

Схемите на ултразвуковите генератори в повечето случаи се изпълняват със схема на транзисторен инвертор. Тя притежава високи енергетични показатели заради ключевия режим на работа, в който работната точка на транзисторите през време на основната част на периода се намира в областта на насищане и отсечка, което обуславя малката разсейваща мощност в колекторната верига. В ключевия режим значително се увеличава к.п.д. (85-95%) на ултразвуковата уредба. Има редица особености свързани с този режим. Първо това е инерционността на превключването, второ – във връзка с това, че транзисторите имат сравнително ниско захранващо напрежение, използването им в традиционните еднотактни и двутактни схеми на генераторите е свързано със захранването на тези схеми от

източници със ниски напрежения при големи токове. Трето при използване на режима на превключване, напрежението на изхода на генератора има правоъгълна форма. При това нечетните висши хармоници имат значително относително тегло, което довежда до появата на допълнителни загуби в електроакустичните преобразуватели и в транзисторите. Характерът на изменението на входното съпротивление на преобразувателя, зависи от номера на хармоника, като при втория и всеки следващ хармоник, съпротивлението на трансдюзера се увеличава.



фиг.4.1.

За оценка влиянието на напрежението на хармониците на системата се въвежда понятието коефициент на напрежение на изхода на генератора, който показва каква част на напрежението се подава на съпротивлението Z :
$$\gamma = Z / (r_{BX} + Z)$$

На фиг.4.1 е показана еквивалентна схема на включване на трансдюзер към изхода на генератора. Трансдюзера се характеризира със съпротивление R_{tr} , а L_f и C_f са елементи на коригиращия филтър който осигуряват резонанс на основната честота на трансдюзера.

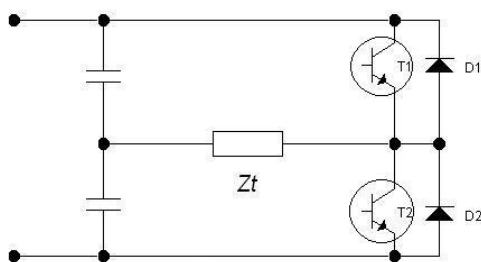
Най-често срещаните еднофазни инвертори на напрежение са:

а) мостов; б) полумостов; в) пуш-пулен или схема със средна точка на трансформатора.

Силовите прибори, които се използват като ключове са напълно управляеми и могат да бъдат мощни биполарни транзистори – (BJT), мощни полеви транзистори (MOSFET) и биполарни транзистори с изолиран гейт (IGBT).

Обратните диоди служат за връщане на част от реактивната енергия на товара обратно в захранващия източник. Z_t е активно индуктивен товар и може да бъде повишаващ трансформатор или вход на изглаждащ филтър.

За елиминирание на хармоничните с малък номер и подобряване на хармоничния състав се използва методът на синусоидална широчинно – импулсна модулация (ШИМ). При схемите с ШИМ загубите са по-малки при което нараства к.п.д. Такава реализация на



Фиг.4.2. Инверторна схема със средна точка на трансформатора.

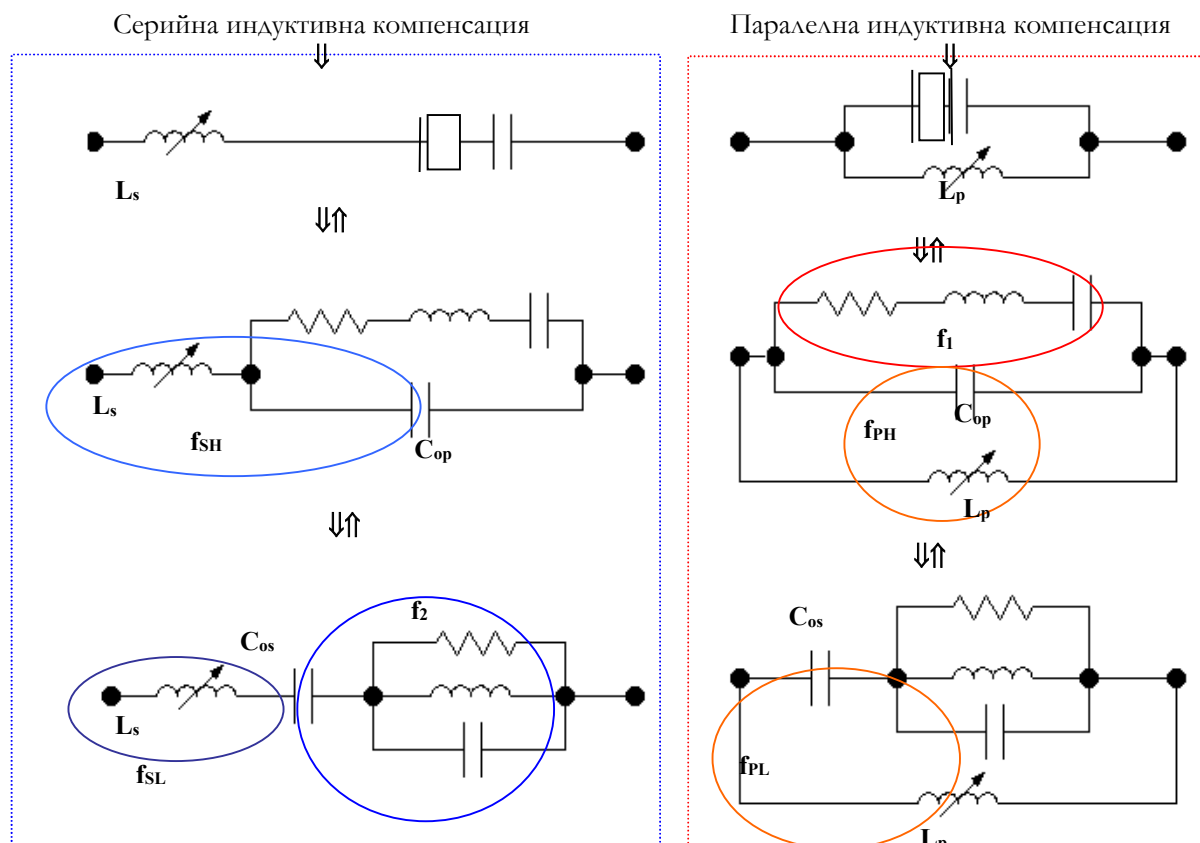
еднофазен преобразувател може да се осъществи по схемата от фиг.4.2.

За облекчаване режима на работа и намаляване на обема и теглото на устройствата могат да бъдат използвани DC/DC преобразуватели.

На фиг.4.3 са представени серийна и паралелна индуктивна компенсация за пиезо-електричен преобразувател (L_s = серийна индуктивност, L_p = паралелна индуктивност). Всички електрически вериги от лявата страна на фиг.4.3 са взаимно еквивалентни, същото важи и за електрическите вериги от дясната страна. На фиг.4.3 можем също да отбележим, че най-важните елементи отговорни за създаването на различни резонансни зони са оградени последователно за да покажат възникването на три различни резонансни честоти във всеки случай.

Серийната индуктивна компенсация е преобразувател позволяващ естествено произвеждане на реална (активна) мощност в нейния паралелен механичен резонанс $f_p \approx f_2$, и паралелната индуктивна компенсация съответно е преобразувател позволяващ естествено произвеждане на реална мощност в нейния сериен механичен резонанс $f_s \approx f_1$. Един от

проблемите в тази област, е че и двете и серийната и паралелната индуктивна компенсация създават още две резонансни зони. Например, когато се използва серийна индуктивна компенсация, за да се стимулира паралелен механичен резонанс f_2 се създават лява и дясна от f_2 , ниско-импедансни резонансни зони с честоти f_{SL} и f_{SH} . Също, когато се използва паралелна индуктивна компенсация, за да се получи сериен механичен резонанс f_1 се създават, лява и дясна от f_1 , високо-импедансни резонансни зони с честоти f_{PL} и f_{PH} .



Фиг.4.3. а) серийна и б) паралелна, индуктивна компенсация.

Факт е, че пиезоелектрическият транзюсер може също да работи във всички резонансни зони създадени чрез серийна и/или паралелна индуктивна компенсация (в f_{PL} , f_1 , f_{PH} , f_{SL} , f_2 , f_{SH}), но не всички от тях са еднакво резултатни (относно преобразуване на мощността). Задачата при оптимална индуктивна компенсация (в повечето случаи) е да се направи f_1 да бъде в средата между точките f_{PL} и f_{PH} , и f_2 да бъде в средата между точките f_{SL} и f_{SH} . Друга задача (в повечето случаи) е да се създаде максимална разлика между f_{PL} и f_{PH} , и между f_{SL} и f_{SH} , с цел да се направи по-голям работния честотен обхват, разположен симетрично около избрана резонансна честота.

Също така е лесно, чрез промяна на стойността за серийната или паралелната индуктивност, да се създаде несиметрично разположение на f_{XL} и f_{XH} около серийната или паралелната резонансна точка. Тази опция може би е полезна в случаите, когато ние възнамеряваме да приложим серийна индуктивна компенсация с цел да управляваме преобразувателя в неговата серийна механична резонансна честота (като направим $f_{SL} \approx f_1$), или когато ние възнамеряваме да приложим паралелна индуктивна компенсация и управляваме преобразувателя в неговата паралелна механична резонансна честота (като направим $f_{PH} \approx f_2$). В действителност, чрез добавяне на външни индуктивности (серийни или паралелни

към преобразувателя), ние променяме ефективната звукова скорост в структурата на самия преобразувател, ефективно променяйки неговите пиезо-свойства.

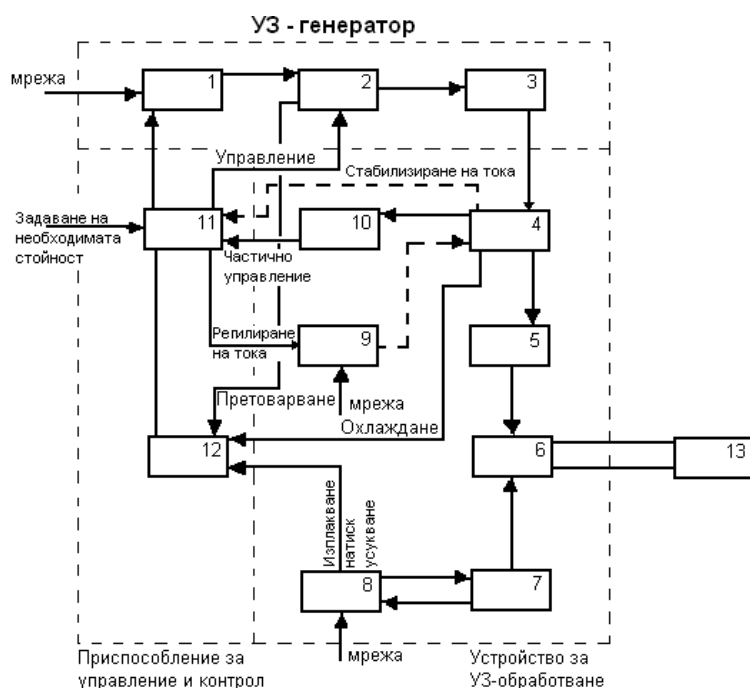
В повечето литература разясняваща индуктивната компенсация на пиезо-електрически преобразуватели и сензори (работещи в резонанс) за опростяване се предлага, че за работа в паралелен механичен резонанс, трябва да се приложи серийна индуктивност,

която удовлетворява израза: $f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_{os}}}$ и в случаите, когато работим в сериен механи-

чен резонанс трябва да се приложи паралелна индуктивност, която удовлетворява израза:

$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_p C_{op}}}$. Понеже разликите между изчислени и експериментално намерени стой-

ности за индуктивността не са твърде високи с цел опростяване, се използват посочените по-горе изрази за изчисляване на индуктивната компенсация, а по-късно експериментално се правят необходимите корекции.



Фиг.4.4. Принципното устройство на УЗ - уредба за обработване:

1-токоизправител; 2-инвертор; 3-елемент за съгласуване; 4-ултразвуков преобразувател; 5-концентратор; 6-заготовка; 7- закрепване на заготовката; 8-помощна система; 9-подмагнитване (при магн.стрикц.п-и); 10-резонансен респ. акустичен преобразувател; 11-управление и регулиране; 12-контрол; 13-зафреждане и разтоварване.

единици са :ултразвуков генератор съставен от токоизправител инвертор и съгласуващо устройство; устройство за ултразвуково обработване съставено от ултразвуков преобразувател (магнитострикционен или електрострикционен), концентратор, респективно ултразвуков инструмент, приспособление за закрепване на инструмента както и помощни съоръжения; устройство за управление и контрол.

Ефективността на ултразвуковото обработване зависи съществено от поддържането на електромеханичния резонанс на ултразвуковата система. Върху резонансната честота на електромеханичните ултразвукови преобразуватели оказва влияние средата за

Видът на устройството за ултразвуково обработване, включително и на помощните съоръжения, се определя от технологичните задачи, които трябва да се изпълнят. Така например за ултразвуково почистване се използват вибровани; за ултразвуково заваряване - заваръчни преси, с съответната възможност за настройване на продължителността и налягането при заваряване, а също и на времето за задържане, а на ултразвуково снемане на материал (пробиване) – бормашини. На фиг.4.4 е показано принципното устройство на електронно технологично устройство за обработване с ултразвук.

Важните функционални

обработване. Например: Изменението на механичното натоварване при ултразвуково заваряване и снемане на материал както и повишаването на температурата на почистващата течност могат да доведат до ограничаване на акустичната мощност. Поради това автоматичното поддържане на честотата на ултразвуков генератор е много необходимо. За откриване на резонансната честота се използват съответни честотни сензори, респективно индуктивни, капацитивни или широколентови акустични датчици. Чрез управляващия блок се следи и управлява честотата на инвертора. Ултразвуковите генератори трябва да се предпазват от претоварване. Те отдават максималната си мощност при натоварване, така че при празен ход може да се поддържа ограничена мощност.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Запознаване с принципа на действие, устройството и конструкцията на ултразвукова вана с пиезо-керамичен / електрострикционен / трансдюсер.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Да се разгледа схемата на промишлена ултразвукова вана В1-2А. Да се начертае функционалната и блок-схема.

3.2. Да се разгледа схема на ултразвукова вана с електрострикционен трансдюсер и честотна модулация. Да се начертае функционалната и блок-схема и да се опише подробно принципа на действие.

3.3. Да се заснемат осцилограми с осцилоскоп на основните контролни точки илюстриращи работата на схемата.

3.4. Да се направи симулационно изследване на силовата схема на ваната с честотна модулация. Да се нанесат получените времедиаграми върху реалните осцилограми за сравнение в контролни точки 6-12 по отношение работата на силовата схема.

3.5. Да се изяснят разликите между двете схемни решения на ултразвукови вани и да се формулират изводи.

4. Лабораторен стенд и указания.

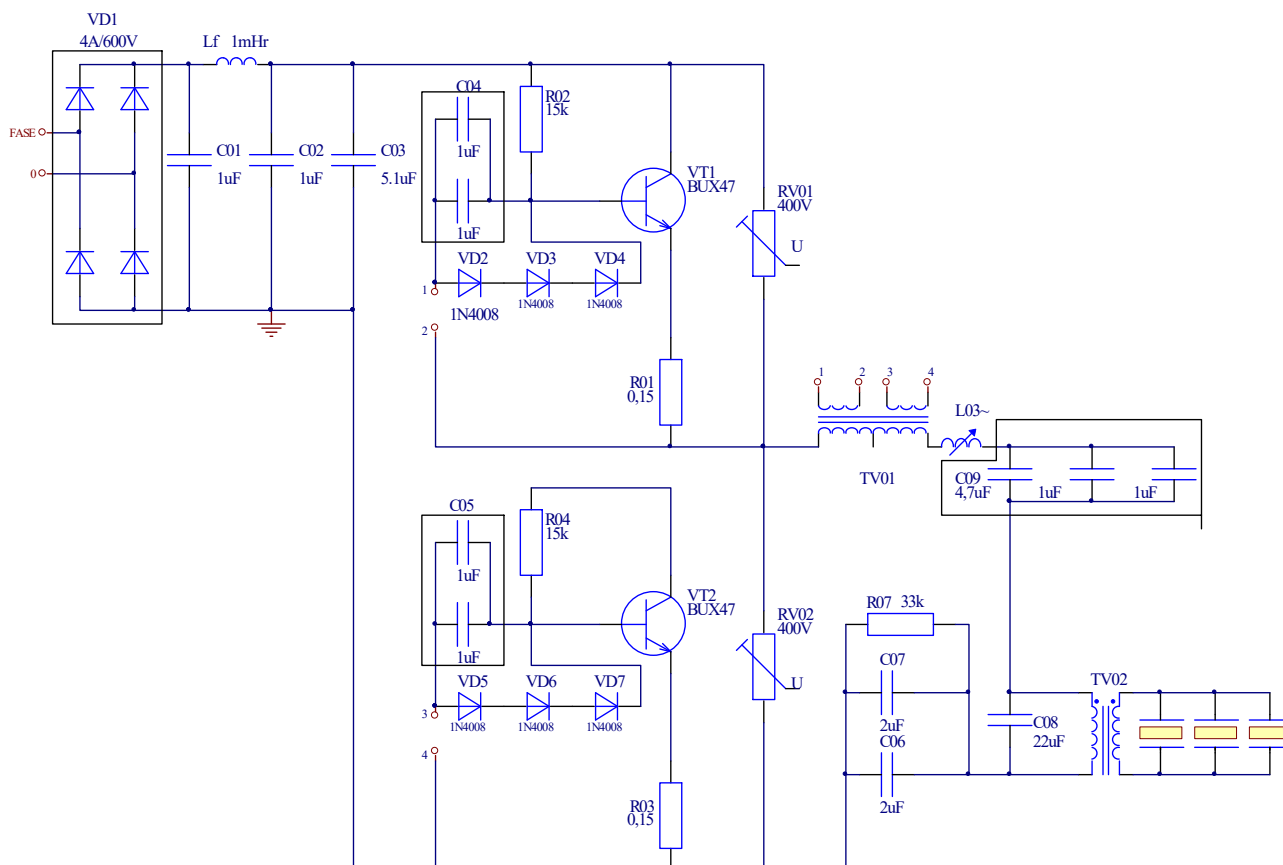
4.1. Указания по задача 3.1.

Да се разгледа фиг.4.5. и да се начертае блокова схема.



Схемата на ултразвукова вана В1-2А, производство на „Мехатроника“ АД-Габрово, представлява класическа схема на транзисторен инвертор на напрежение със самовъзбуждане, на базата на мощни биполярни транзистори тип ВUX48 – VT1-VT2. Представената схема е универсална и може да захранва вани както с вградени, така и с модулни преобразуватели с изходна мощност до 300W. В случая се захранват 3 преобразувателя на 44 kHz. Характерното за захранването на инвертора е, че входния изправител е без филтър на пулсациите, а има само защитен мрежов филтър за високочестотните смущения. Така че имаме пулсиращо захранващо напрежение с честота 100Hz и амплитуда 320V. При по-маломощни вани се използва входен гасящ кондензатор, свързан последователно на изправителя, с цел намаляване на захранващото напрежение. Изходното напрежение на трансдюсерите представлява синусоидален високочестотен сигнал, който е модулиран по кривата на входното изправено напрежение. Това служи за дегазация на почистващия разтвор от разтворените газови мехурчета, без да се налага превключването на работата на ваната във специален режим на работа. Инвертора е полумостов с трансформаторна

обратна връзка, като се настройват транзисторите да се отпушват при 30-40V от амплитудата на мрежовото напрежение, чрез подходящ коефициент на трансформация на трансформатора за обратна връзка TV01 и форсиращите вериги C04,VD2-VD4 и съответно C05,VD6-VD7. Честотата на колебанията се настройва посредством изменение на индуктивността на дросела L03 да съответства на механичния резонанс /антирезонанс/ на трансдюзерите, при което имаме стабилна работа на ваната без стоящи вълни и промяна в амплитудата на колебанията, за постигане на максимална кавитация. Кондензатора C09 е разделителен, а C06-C07 са енергийни кондензатори в полумостовата схема. Съгласуването на импеданса на трансдюзерите става чрез трансформатора TV02.



Фиг.4.5. Схема на ултразвукова вана В1-2А.

4.2. Указания по задача 3.2.

Да се разгледа фиг.4.6. и да се начертае блокова схема.

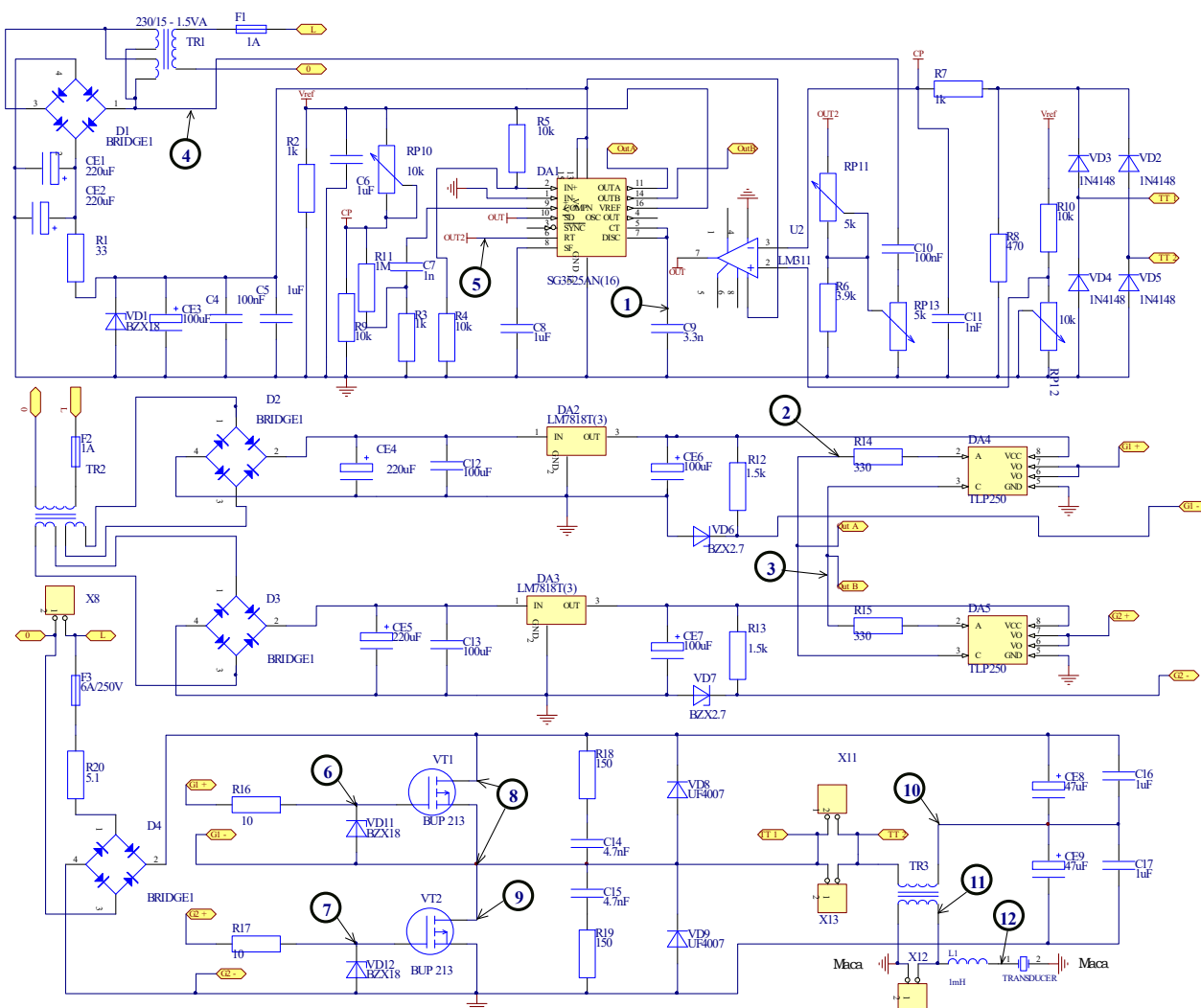
4.3. Указания по задача 3.3.

Да се заснемат осцилограми на следните контролни точки:

к.т. 1 (към крачето на времезадаващия кондензатор C9); к.т. 2 - outA изход към TLP250, които управляват транзисторите; к.т. 3 - outB изход към TLP250 които управляват транзисторите; к.т. 4 - синхронизация на честотата с мрежовата честота за получаване на честотна дивизия за определяне на честотния диапазон; к.т. 5 - захранващо напрежение към определящия резистор R_t; к.т. 6 - управление на гейтовете на IGBT транзисторите; к.т.7 - управление на гейтовете на IGBT транзисторите; к.т. 8 - напрежение върху единия транзистор; к.т. 9 – напрежение върху другия транзистор; к.т. 10 – напрежение на първичната намотка на повишаващия трансформатор TR3; к.т.11 – напрежение на вторичната намотка на TR3; к.т.12 – форма на сигнала подаван върху трансдюзера.

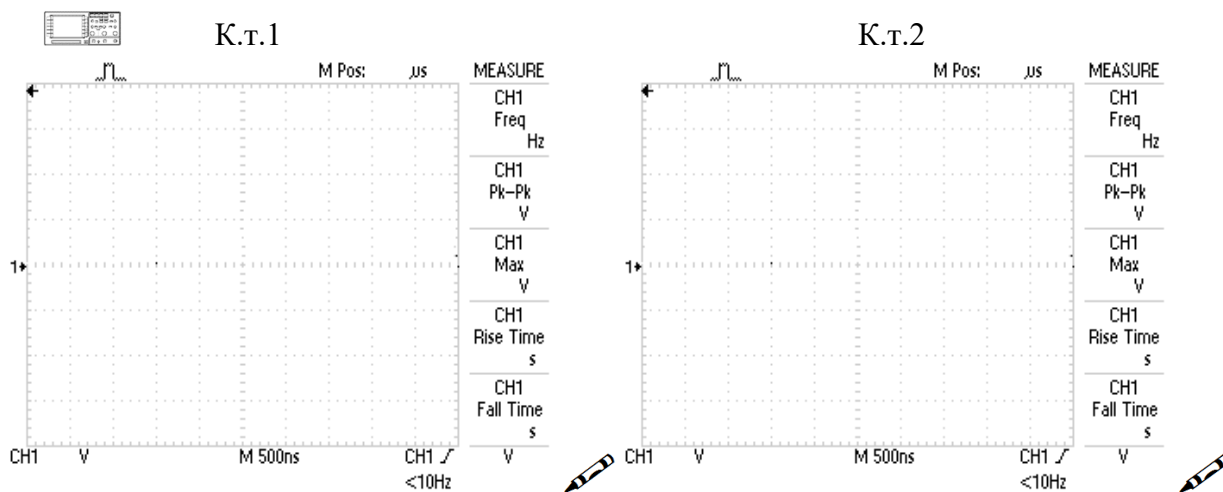
5. Експериментални резултати и графики.

5.1. Функционална блок-схема на ултразвукова вана В1-2А.

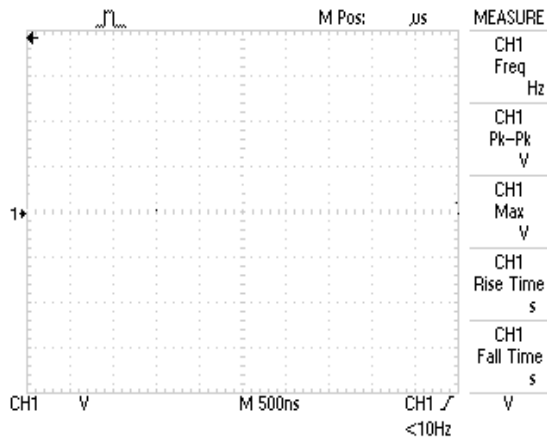


Фиг.4.6. Ултразвукова вана с електрострикционен трансдюсер и честотна модулация.

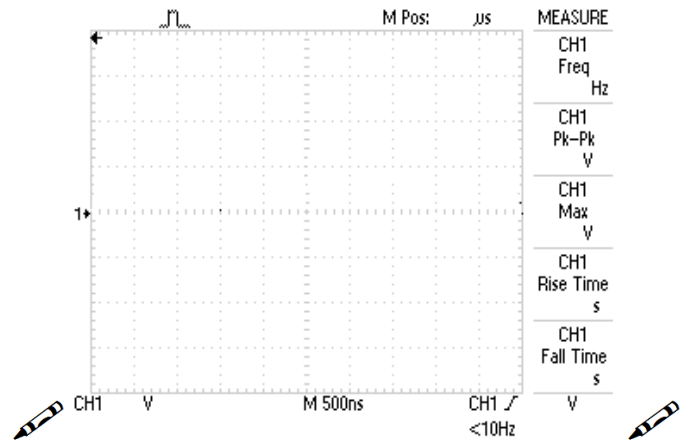
5.2. Осцилограми в контролните точки.



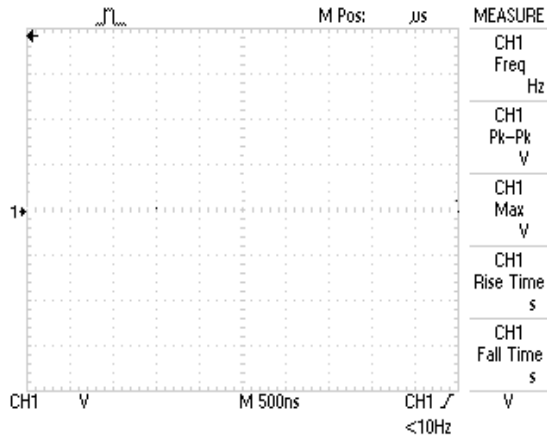
К.т.3



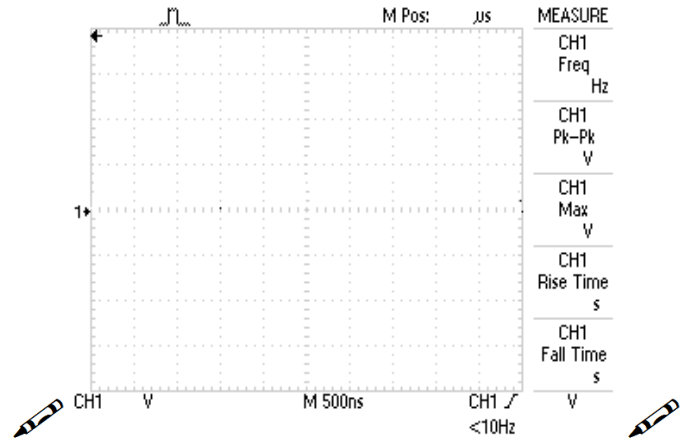
К.т.4



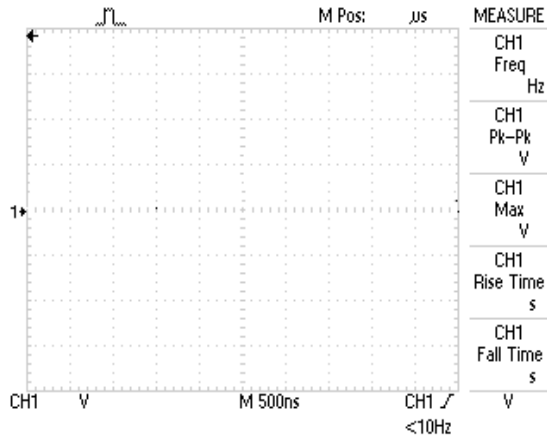
К.т.5



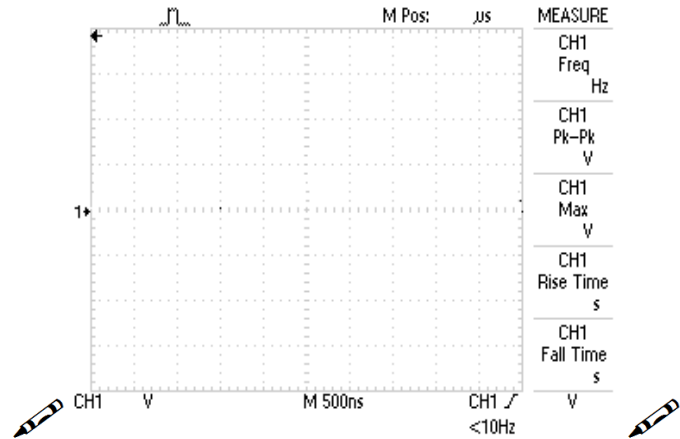
К.т.6



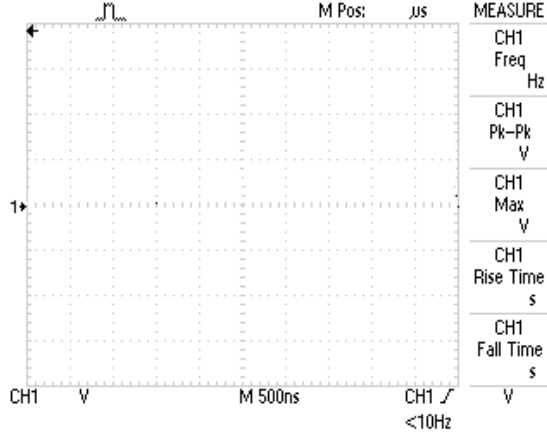
К.т.7



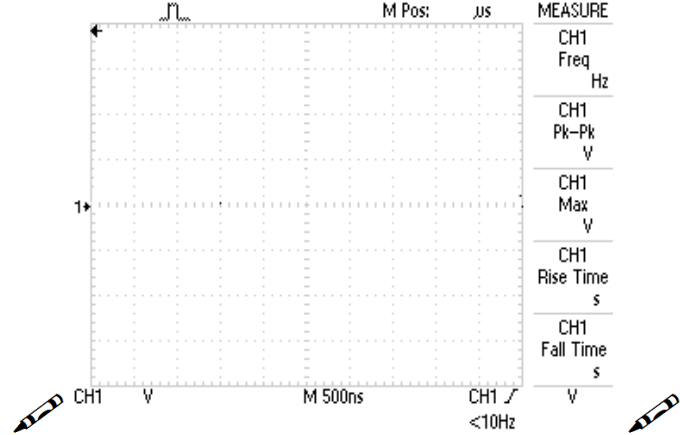
К.т.8

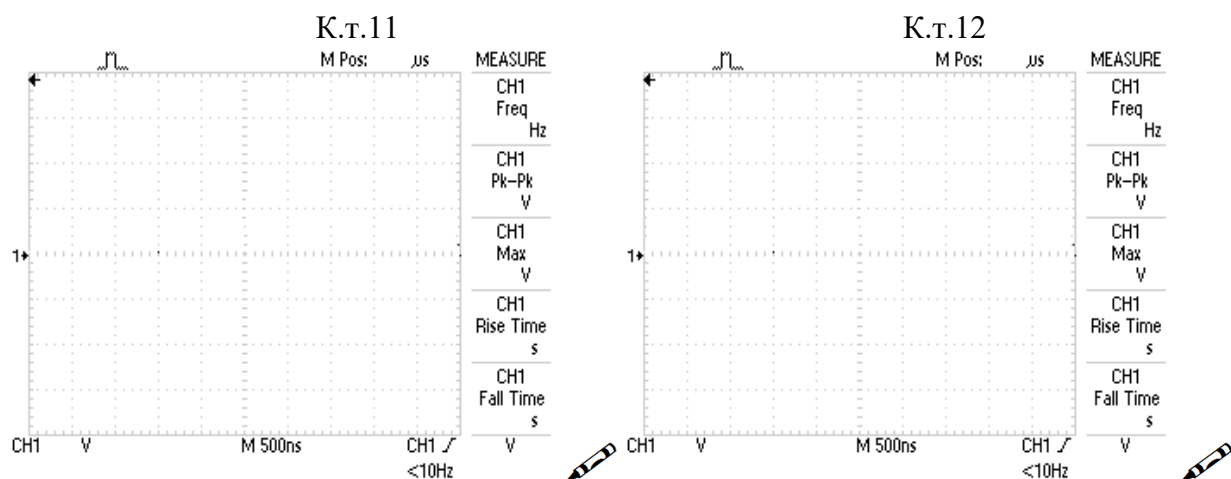


К.т.9



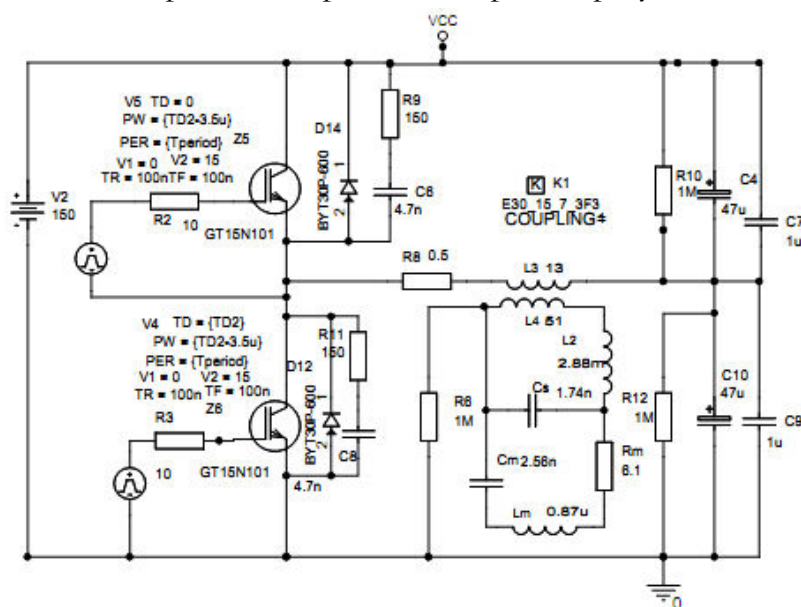
К.т.10





5.3. Симулационни изследвания.

Да се въведе схемата от фиг.4.7 в подходяща SPICE програма и да се направят симулациите на работата на силовата схема на ваната. Получените резултати да се нанесат в експерименталните осцилограми по-горе за да се сравнят резултатите.



Фиг.4.7. Схема на силовата част за симулационни изследвания на ултразвукова вана с електрострикционен трансдюсер и честотна модулация.

6. Изводи.



A series of ten horizontal dotted lines for handwriting practice.

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №5

ЗАПОЗНАВАНЕ С УСТРОЙСТВОТО, ПРИНЦИПА НА ДЕЙСТВИЕ И ИЗСЛЕДВАНЕ НА ДРАЙВЕРНИ СХЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА MOSFET И IGBT ТРАНЗИСТОРИ.

1. Теоретична обосновка.



Постиженията в технологията на интегрални схеми с голяма степен на интеграция оказват своето влияние за развитието на елементите с полеви ефект. На базата на тях за сравнително кратко време се появяват мощните MOS транзистори - MOSFET.

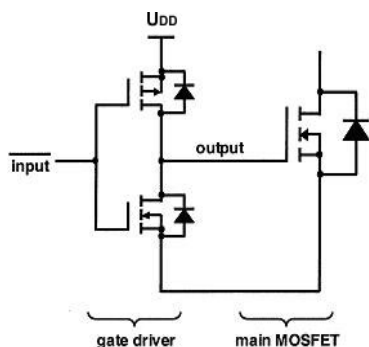
В последните години голямо приложение получи биполярните транзистори с изолиран гейт (IGBT). Те съчетават в себе си предимствата на биполярните и MOSFET транзисторите. Недостатък на IGBT транзисторите е сравнително ниското им бързодействие, което в определена степен ограничава тяхното приложение. Въпреки недостатъка на IGBT транзисторите, елементната база е достатъчна за реализиране на транзисторни преобразуватели.

Всеки един преобразувател се състои от управляваща и силова част. Връзката между тях се осъществява от крайно стъпало (драйвер). То осигурява управляващия импулс на транзистора. Драйверът е схема, която подава импулси с определени електрически параметри към мощните прибори на различни устройства. Всеки MOS транзистор има собствен гейтов капацитет, от който зависи вида на използвания драйвер.

Изискванията които се налагат към драйверната схема за управление на мощни MOSFET транзистори са следните:

- да разделя галванично управляващата схема от ключовите елементи с цел избягване на смущения при тяхната комутация;
- да осигури двуполярно управление на гейта (по възможност);
- да притежава различни видове защиты (по ток, по напрежение, по температура и др.);
- достатъчна товароспособност при паралелно свързани MOSFET;
- добра температурна стабилизация;
- голямо бързодействие и други.

1.1. Загуби в MOSFET драйвер с комплементарни MOSFET транзистори.



фиг.5.1. Изходно стъпало на драйвер.

Мощността на загубите на драйвера, при захранващо напрежение U_{DD} е:

$$P = \frac{1}{T_s} \times \int_0^{T_s} (U_{DD} \cdot i_{DD}) \cdot dt = F_s \times U_{DD} \times \int_0^{T_s} i_{DD} \cdot dt$$

...(5.1) където T_s е период на превключване, F_s - честота на превключване, а i_{DD} е консумирания ток от захранването. В гейта на транзистора се натрупва определено количество енергия, която отпущва прибора.

Количеството на тази енергия се определя от формулата:

$$\int_0^{T_S} i_{DD} \cdot dt = Q_{DD} \quad \dots(5.2)$$

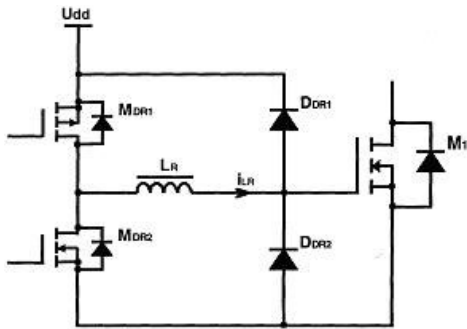
Ако се комбинират формули (5.1) и (5.2) се получава уравнението, изразяващо загубите в MOSFET драйвер.

$$P = Q_{DD} \times U_{DD} \times F_S. \quad \dots(5.3)$$

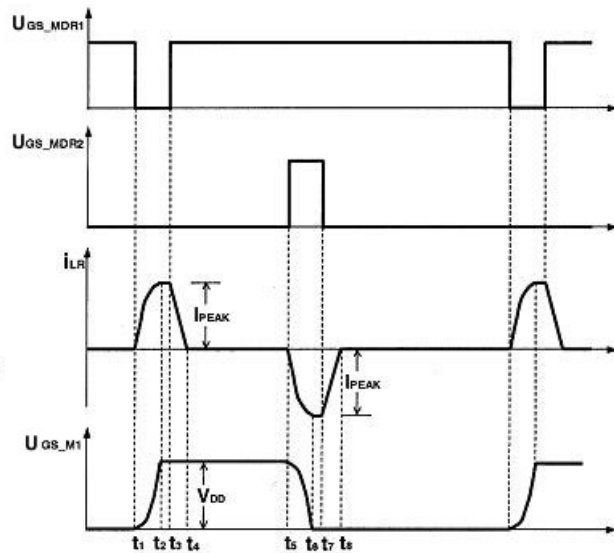
Уравнение (1.3) показва линейната връзка между загубите и работната честота на драйвера.

1.2. Загуби в MOSFET резонансен драйвер с два обратни диоди.

Двойката транзистори M_{DR1} и M_{DR2} е взимствана от класическия драйвер. Дроселът L_R изпълнява роля на основен резонансен елемент. Диодите D_{DR1} и D_{DR2} са предназначени да стабилизират гейтовото напрежение на управлявания MOSFET транзистор и да възстановяват енергията, необходима за управлението му.



фиг.5.2. Изходно стъпало на резонансен драйвер



фиг.5.3. Времедиаграми на резонансен драйвер.

В момента t_0 напрежението U_{GSM1} е равно на нула. При достигане на момента t_1 транзисторът M_{DR1} се включва и се получава напрежение на неговия сорс, съответно и на дрейна на M_{DR2} . В резултат на полученото напрежение индукторният ток i_{LR} и напрежението U_{GSM1} започват да нарастват до времето t_2 , когато U_{GSM1} стане равно на U_{DD} , а i_{LR} на I_{PEAK} . Ако качественият фактор Q на резонансната верига е достатъчно висок, токът I_{PEAK} и времето на нарастване $t_r = t_2 - t_1$ могат да се пресметнат с формула 5.4.

$$I_{PEAK} = \frac{U_{DD}}{Z_0} = U_{DD} \times \sqrt{\frac{C_{G_M1}}{L_R}} \quad \dots(5.4)$$

$$t_r = \frac{\pi}{2\omega_0} = \frac{\pi}{2} \times \sqrt{L_R \cdot C_{G_M1}} \quad \dots(5.5)$$

където C_{G_M1} е еквивалентния гейтов капацитет на M_1 , Z_0 - характеристичния импеданс на резонансната верига, а ω_0 - резонансната честота. В интервала $t_2 \sim t_3$ напрежението U_{GSM1} нараства до захранващото U_{DD} . Токът i_{LR} протича свободно през елементите M_{DR1} , L_R и D_{DR2} . В момента t_3 транзисторът M_{DR1} се изключва. Процесът на възстановяване на енергията протича по следния начин: индукторният ток отпущва обратния

диод на транзистора M_{DR2} и протича по веригата маса- M_{DR2} - L_R - D_{DR1} - U_{DD} . Индукторният ток през L_R намалява линейно и времето на възстановяване е следното:

$$t_{rec} = \frac{L_R \cdot I_{PEAK}}{U_{DD}} = \sqrt{L_R \cdot C_{G_M1}} \quad \dots(5.6)$$

Приемаме, че R_G е общото гейтово съпротивление, което включва съпротивлението на включване на транзистора M_{DR} , паразитното съпротивление на индуктора L_R и други допълнителни съпротивления, които оказват влияние на работата на драйвера. Загубите в съпротивлението R_G са:

$$P_{LOSS_RG} = 2 \times \int_{t1}^{t2} (i_{LR}^2 \cdot R_G) \cdot dt \approx \frac{R_G}{(R_G + Z_O)} \times Q_{DD} \times U_{DD} \times F_S, \quad \dots(5.7)$$

където Z_O е характеристичния импеданс на резонансната верига:

$$Z_O = \sqrt{L_R / C_{G_M1}} \quad \dots(5.8)$$

За да определим какво количество енергия се запасява в индуктора, ще дефинираме параметър η_{ST} (количество на запасената енергия). Той е равен на:

$$\eta_{ST} = 1 - \frac{P_{LOSS_RG}}{P} = \frac{Z_O}{R_G + Z_O} \quad \dots(5.9)$$

Например $\eta_{ST}=90\%$ означава, че само 10% от цялата мощност е топлинна загуба на R_G . Другите 90% са запасени като магнитна енергия в дросела L_R .

За да изчислим процента на енергията, върната в захранването ще дефинираме допълнителен параметър η_{rec} (количество на възстановената енергия):

$$\eta_{rec} = 1 - \frac{P_{LOSS_UF}}{P - P_{LOSS_RG}} = \frac{U_{DD}}{U_{DD} + U_{F1} + U_{F2}} \quad \dots(5.10)$$

$\eta_{rec} = 90\%$ означава, че 90% от магнитната енергия всъщност е възстановена от захранването с остатък 10% загубен в диодите.

Общият к.п.д. η на драйвера се определя като отношение на възстановената енергия към общата:

$$\eta = \frac{P - P_{LOSS_RG} - P_{LOSS_UF}}{P} = \eta_{ST} \times \eta_{rec} \quad \dots(5.11)$$

2. Цел на лабораторното упражнение.

Да се разучи резонансния принцип, да се изследват и сравнят драйвери за управление на MOS транзистори.

3. Задачи за лабораторно упражнение

3.1. Да се определят времената на нарастване и на спадане на импулсите на транзистора при работа с различни товари – транзистори.

3.2. Да се изчисли изходната мощност (P) в оптронен и резонансен драйвер при различни транзистори.

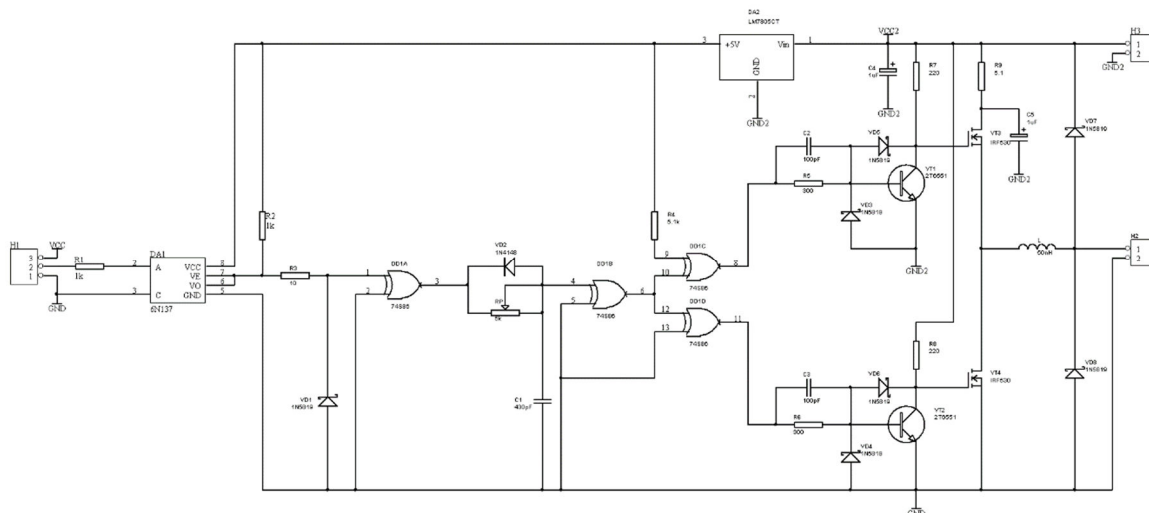
3.3. Да се построи честотна характеристика на работата на оптронен и резонансен драйвер при честоти от $50 \div 400 \text{kHz}$.

3.4. Да се направят симулационни изследвания за работата на резонансния драйвер с различни товари. Получените резултати да се сравнят с експерименталните.

4. Лабораторен стенд и указания.



На фиг.5.4 е представена принципа схема на резонансен драйвер, а на фиг.5.5 принципа схема на специализиран драйвер, състоящ се от три части: схема за защита, импулсно захранване и драйвер. Последните две са реализирани като модули на отделни платки.

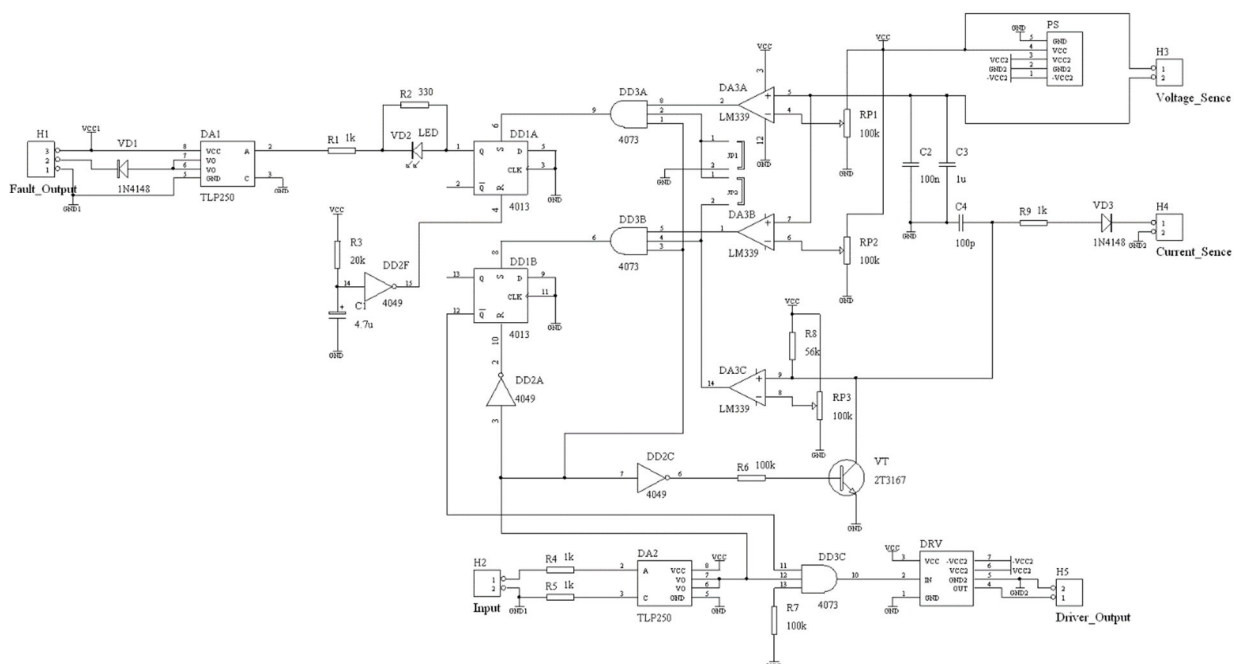


фиг.5.4. Принципа схема на резонансен драйвер.

4.1. Указания по задача 3.1:

Времената на превключване се определят чрез осцилоскоп, сондата на който е свързана към гейта на изследвания транзистор. Подаването на входен сигнал към драйвера се извършва от генератор с променлива честота 100-400 kHz.

Измерванията се извършват съответно за конвенционалния /оптронен/ драйвер и за резонансния драйвер.



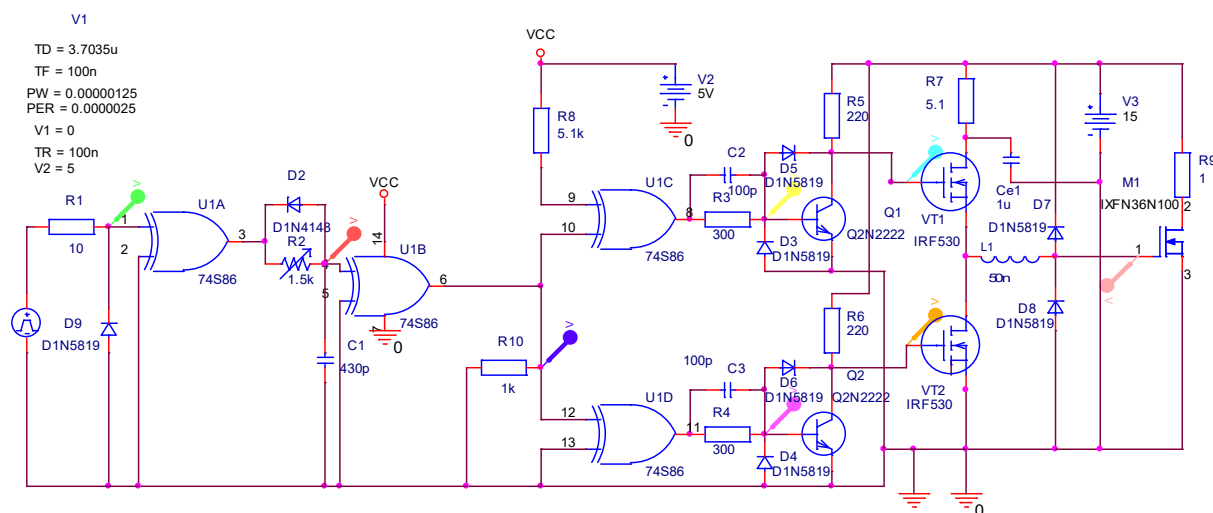
фиг.5.5. Принципа схема на оптронен драйвер със бързодействаща защита на управлявания транзистор.

4.2. Указания по задача 3.2:

Изходната мощност се изчислява като се използва формула 5.7, $P = Q_{DD} \times U_{GSmax} \times f_s$, където $Q_{DD} = I_G \cdot (t_{on} + t_{off})$ - количеството енергия необходимо за отпушване на транзистора. Стойността на Q_{DD} се избира по каталог за различните видове транзистори или се изчислява. $U_{DD} = U_{GSmax}$ е 15V и f_s (честота на превключване) се изменя съгласно таблиците. Токът на гейта зависи от гейтовия капацитет $C_{GS} = C_{ISS}$ и от времето за превключване. $I_G = C_{GS} \frac{dU_{GS}}{dt}$. Тогава $P_{drv} = U_{GSmax} f_s (t_{on} + t_{off}) C_{GS} (\frac{U_{GSmax}}{t_{on}})$.

4.3. Указания по задача 3.4.

За да се извършат симулационните изследвания е необходимо да се въведе схемата от фиг.5.6 в SPICE съвместим софтуер с необходимите корекции в зависимост от спецификата на програмния продукт и да се извършат необходимите симулации по отношение на моделите на управляваните транзистори BUP314, IRF530 и MG200Q2YS50. Резултатите да се нанесат в таблица от т.5.4.



фиг.5.6. Симулационна схема на резонансен драйвер.

5. Експериментални резултати и графики.

5.1. За IGBT транзистор BUP314.

5.1.1. С оптронен драйвер



f, kHz	C _{GS} , nF	U _{GSmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

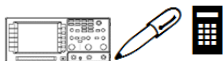
5.1.2. С резонансен драйвер



f, kHz	C _{GS} , nF	U _{Gsmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

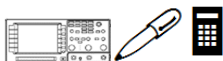
5.2. За MOSFET транзистор IRF530.

5.2.1. С оптронен драйвер



f, kHz	C _{GS} , nF	U _{Gsmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

5.2.2. С резонансен драйвер



f, kHz	C _{GS} , nF	U _{Gsmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

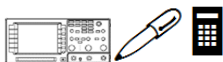
5.3. За IGBT модул MG200Q2YS50.

5.3.1. С оптронен драйвер



f, kHz	C _{GS} , nF	U _{Gsmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

5.3.2. С резонансен драйвер

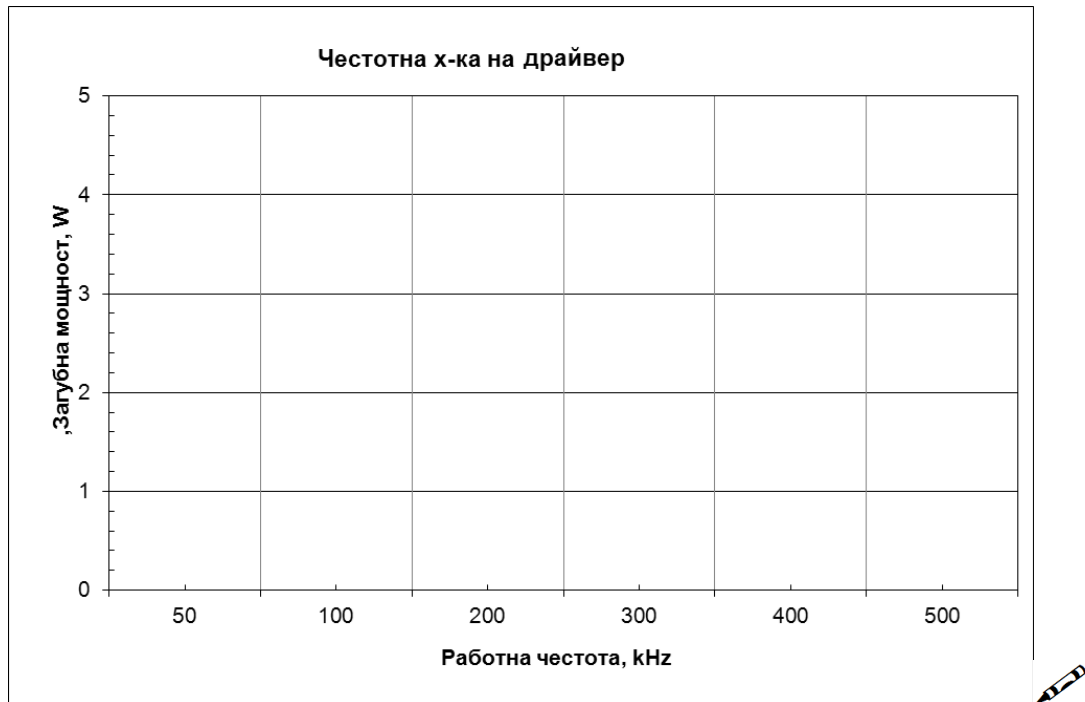


f, kHz	C _{GS} , nF	U _{Gsmax} , V	t _{on} , ns	t _{off} , ns	Q _{DD} , nC	P _{drv} , W
50						
100						
200						
300						
400						
500						

5.4. Данни от симулационното изследване на резонансен драйвер.

f, kHz	50	100	200	300	400	500
P _{IRFP450} , W						
P _{BUP314} , W						
P _{MG200Q2YS50} , W						

5.5. Честотни характеристики на драйверите.



6. Изводи.



.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

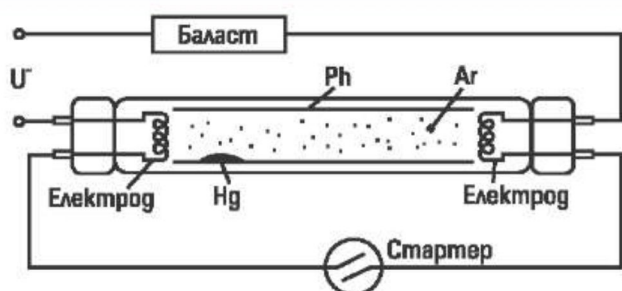
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №6

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕЛЕКТРОНЕН БАЛАСТ ЗА ЛУМИНЕСЦЕНТНИ ЛАМПИ

1. Теоретична обосновка.



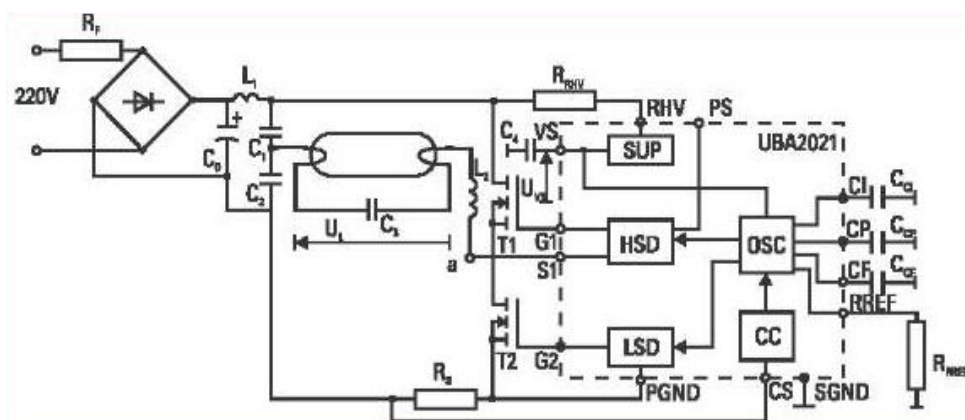
Стъкленият балон на масово разпространените луминесцентни лампи (англ. Fluorescent Lamp FL) е покрит отвътре с фосфор и пълен с аргон под малко налягане (фиг. 6.1.). В двата края на балона са поставени електроди с нажежаеми нишки, а до един от тях - капка живак Hg. При подаване на променливо напрежение $U \sim$ най-напред



Фиг.6.1. Принцип на действие на луминесцентна лампа.

FL влиза в режим на предварително загряване (Preheat State, Preheat Mode) - през затворения контакт на стартера и нишките протича ток. След нагряването им (за около 1 s) се създават условия за йонизация на Ar и FL влиза в режим на запалване (Ignition State). Продължителността му е времето на запалване (Ignition Time), през което

атомите на аргона Ar се йонизират и между електродите протича ток. Сега стартерът вече не е необходим, контактът му автоматично се отваря, напрежението $U \sim$ се оказва приложено между електродите и поддържа йонизацията - FL е в запалено състояние (Burn State). Същевременно част от Hg се изпарява, неговите атоми се сблъскват с аргон-

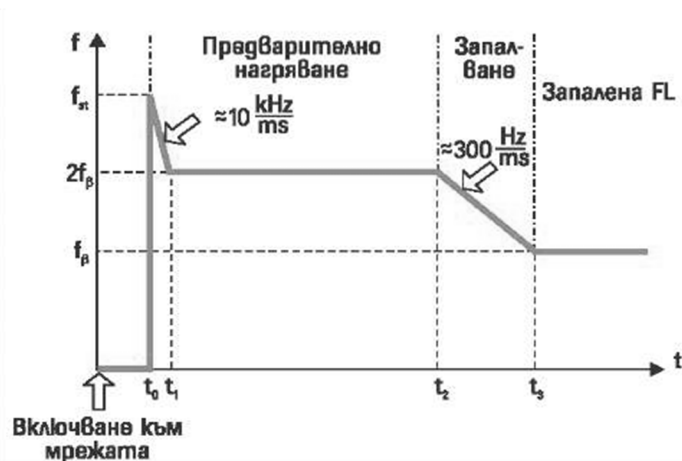


Фиг.6.2. Силова част на електронен драйвер за луминесцентна лампа.

въздейства на луминофора и той става източник на видима светлина. Йонизирането на Ar означава намаляване на съпротивлението на FL, увеличаване на нейния ток и на броя на йонизирани атоми. Баластът ограничава процеса на непрекъснато нарастване на тока и в класическия си вид е дросел с достатъчно голяма индуктивност. Освен тръбните луминесцентни лампи сред разпространените разновидности са компактните FL (Compact FL) CCL и FL със студен катод (Cold Cathode FL) CCFL.

новите и преминават във възбудено състояние. При възстановяване на стабилното им състояние се излъчва ултравиолетова светлина, тя

В съвременните FL напрежението има амплитуда над 100 V и честота няколко десетки kHz (последното определя



Фиг.6.3.

наименованието височестотни FL. То се осигурява от интегрални схеми /ИС/ на драйвери, които имат и допълнителни функции. Сред задължителните са предварителното загряване, с което ИС изпълнява функциите на стартера, и ограничаването на тока през запалената FL (функцията на баласта), наричано електронен баласт. Функционирането на тези ИС се изяс-

нява чрез фиг. 6.2, на която са дадени структурата на ИС UBA2021 и типичното свързване на външните ѝ елементи. Мрежовото напрежение се изправя и филтрира чрез елементите C0, L-1, Cт и C2, а Rf е предпазен резистор. При включване на напрежението най-напред започва да се зарежда кондензаторът C4 през резистора Rrhv и захранващия блок SUP. Когато напрежението му VVS достигне определена стойност, генераторът на линейно изменящо се напрежение OSC започва да работи (моментът t_0 на фиг. 7.3) и ИС влиза в режим на предварително загряване. Стартовата честота (Start Frequency, Preheat Frequency) f_{PH} е около 2,5 пъти по-голяма от честотата в установен режим (Bottom Frequency, Run Frequency, Oscillator Frequency) f_B и веднага след включването на OSC намалява със скорост, определяна от кондензатора CC. Чрез блоковете HSD и LSD се управляват външните NMOS транзистори T1 и T2, захранвани от високото напрежение (High Side Floating Supply Voltage) с означения VB, VoffseT и VFS, и работещи в ключов режим. Свързването им се нарича полумостова схема (Half- Bridge). Във всеки момент от времето е отпушен единият и запущен другият транзистор. При смяна на състоянието им има мъртво време t_d , през което и двата са запущени. В момента t_1 честотата достига стойност около $2f_B$ и токът от точка „a“ през L2, C3 и Rs нагрява нажежаемите нишки на FL. Предварителното загряване завършва в момента t_2 и има като продължителност параметъра време на предварителното загряване (Preheat Time) t_{PH} , задаван от кондензатора Csp.

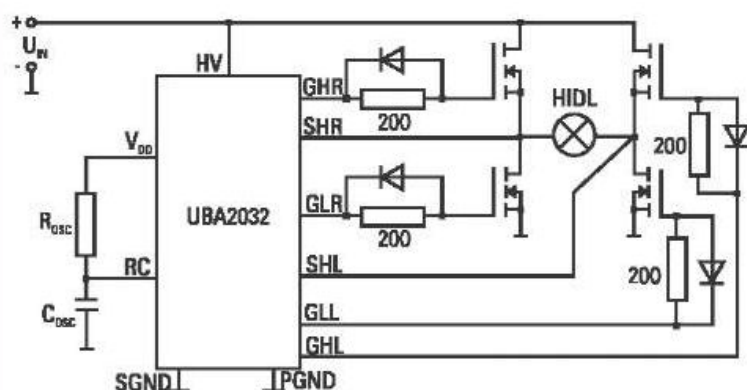
Сега започва запалването (Ignition) на FL, като честотата на OSC намалява до f_B (задава се чрез Rref и CCF), съвпадаща с резонансната честота на веригата L2-C3. Поради това напрежението върху FL се увеличава и тя се запалва (моментът t_3). Времето на запалване (Ignition Time) t_{ign} само понякога се задава като параметър и има стойност 0,5-2 s. Токът на FL протича през резистора Rs и полученото напрежение постъпва на вход CS на ИС. Така при всяка нежелана промяна на тока схемата за управление CS променя честотата на OSC, съответно напрежението върху C3 и FL, и стойността му се възстановява. Напрежението върху запалената лампа се нарича захранващо напрежение (Supply Voltage) и се означава като VCC или VDD. За работата на ИС е необходим захранващ ток (Supply Current) - ICC или IQCC, а работният ѝ температурен обхват се

определя от околната температура T_A или температурата на чипа T_j . Някои ИС на драйвери за FL имат само една честота на OSC. Възможно е транзисторите за управление на FL (T_1 и T_2 на фиг. 7.2) да са вградени в ИС, при което като параметър се задава максималният ток на лампата (Lamp Current). В ИС IR21592 е предвидена възможност за програмиране на тока на предварително загряване, а в IR2166 и IR2167 има вградена схема за подобряване на $\cos\varphi$.

Предназначението на ИС UBA2070 е за CCFL и при включването ѝ започва да се генерира максималната f_B , която е по-голяма от резонансната честота на веригата L2-C3 (фиг. 6.2). Чрез управляващо външно напрежение тя плавно се намалява и при достигане на резонансната честота на веригата напрежението върху C3 става достатъчно за

запалване на лампата.

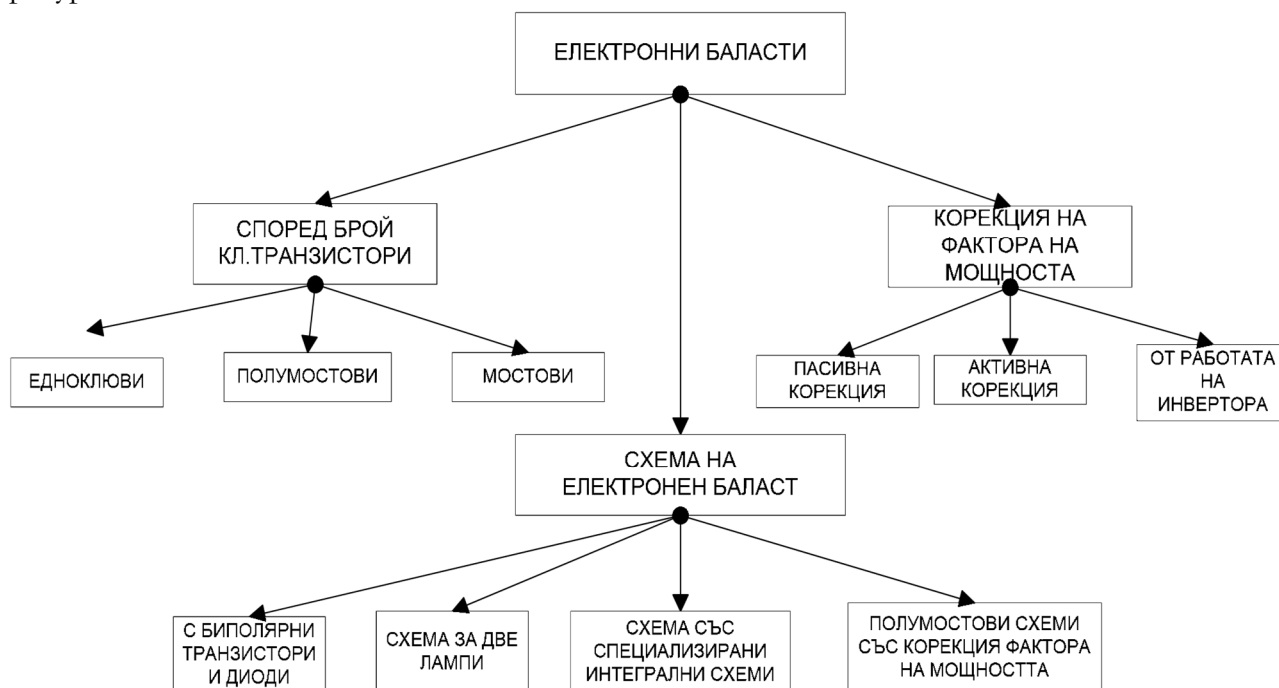
За захранване на товар с 4 външни транзистора по мостова схема може да се използват ИС UBA2032 и UBA2033 (Full Bridge Driver). Те са предназначени за разрядни лампи с голяма интензивност (HID Lamp), типична схема на свързване на които е дадена



Фиг.6.4. Електронен баласт с ИС UBA2070.

на фиг. 8.4. Напрежението U_{IN} може да е до 550 V, а работната честота се задава чрез R_{OSC} и C_{OSC} . За минималната ѝ стойност няма ограничения, а максималната е 100 kHz.

На фиг. 6.5. е представена класификация на електронните баласты, на базата на преглед на съществуващото схемно разнообразие, описано в специализираната литература.



Фиг.6.5.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Да се изследват двете основни схеми на електронни баласта за луминесцентни лампи-със самовъзбуждане и с независимо възбуждане.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Да се разгледа промишлената схема на електронен баласт за компактна луминесцентна лампа на „Philips”. Да се начертае функционална блок-схема на електронния баласт.

3.2. Да се заснемат осцилограми с цифров осцилоскоп на основните контролни точки илюстриращи работата на схемата.

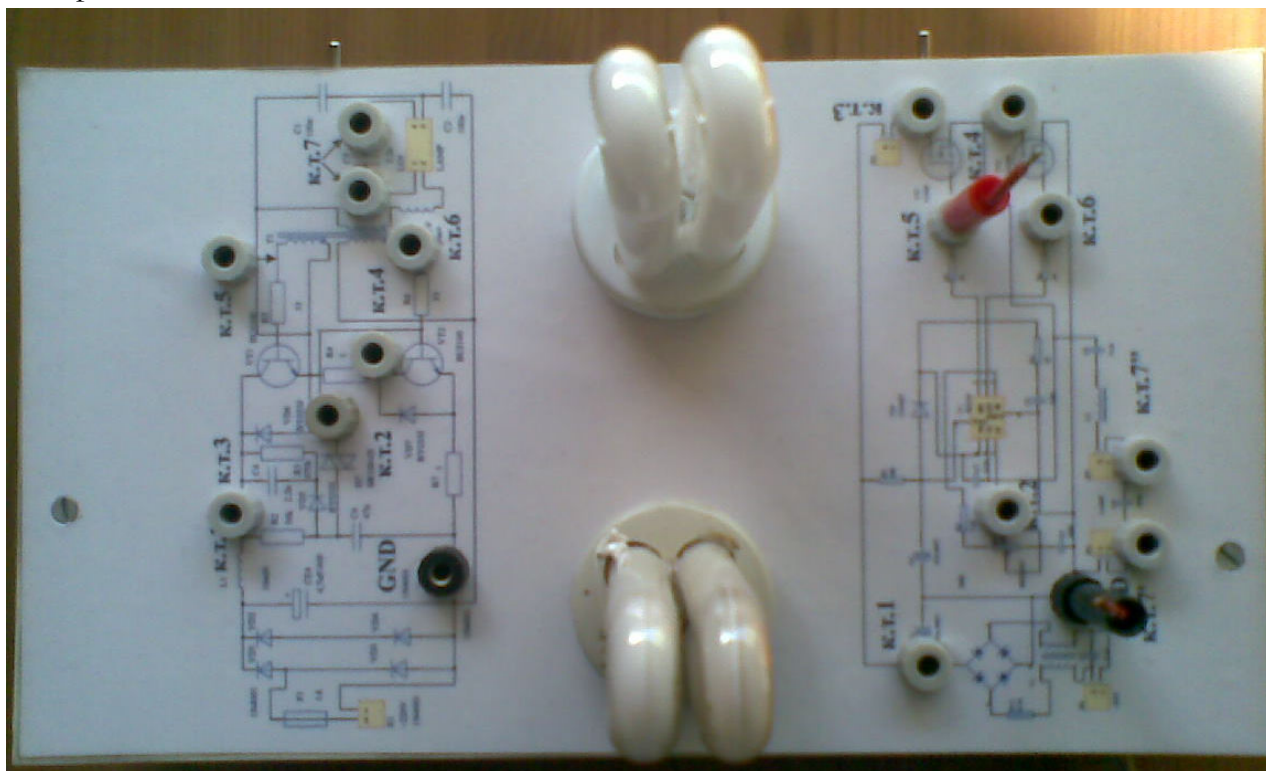
3.3. Да се направи симулационно изследване на работата на електронен баласт за компактна луминесцентна лампа на „Philips”.

3.4. Да се сравнят получените резултати и да се формулират изводи.

4. Лабораторен стенд и указания.

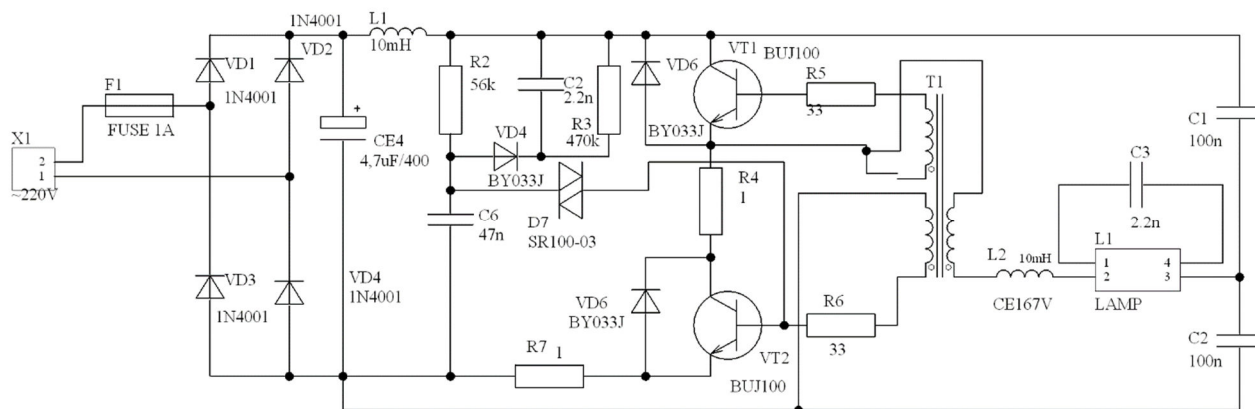


Макетът за изследване на електронни баласта за компактни луминесцентни лампи е показан на фиг. 6.6. Разделен е на две части – за изследване на промишлен електронен баласт от компактна луминесцентна лампа на фирмата „Philips” и на универсален електронен баласт на базата на специализирана интегрална схема на фирмата **International Rectifier Corp.** Стартирането на електронните баласта става с помощта на страничните C&K ключета.



Фиг.6.6. Външен вид на лабораторния макет.

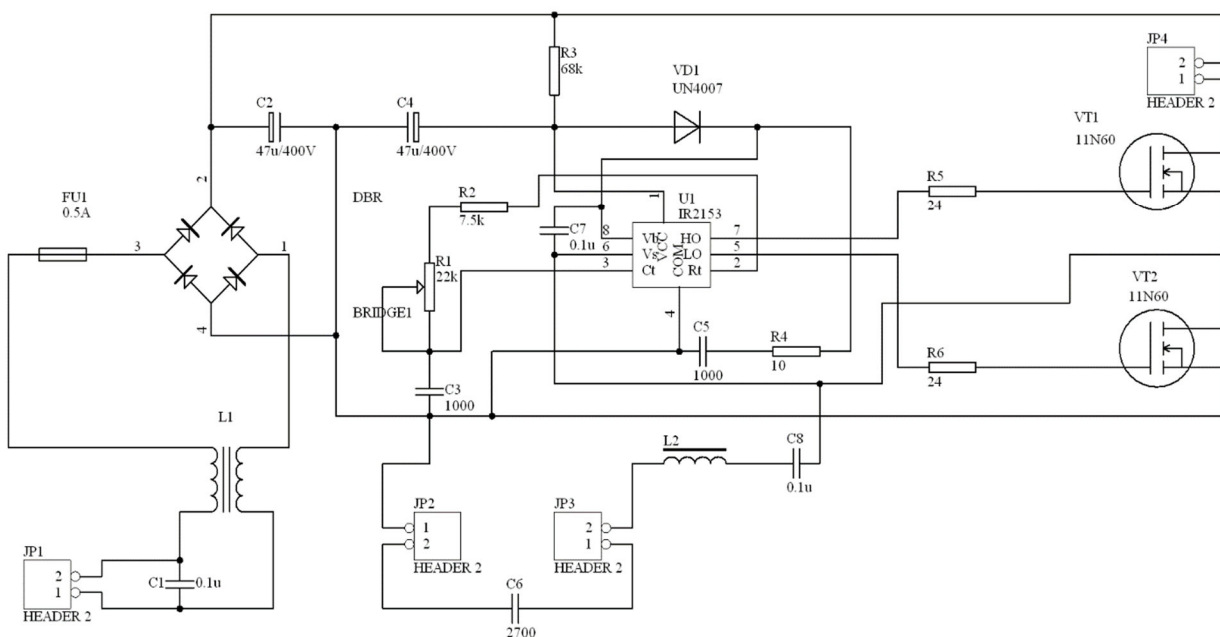
На фиг.6.7 е представена принципа схема на електронен баласт за компактна луминесцентна лампа на „Philips”.



Фиг.6.7.

Преобразувателят е на базата на полумостов транзисторен инвертор със самовозбуждане, с трансформаторна обратна връзка и на базата на биполярни транзистори.

На фиг.6.8. е представена схема на универсален електронен баласт на базата на специализирана интегрална схема на фирмата **International Rectifier Corp.**



Фиг.6.8.

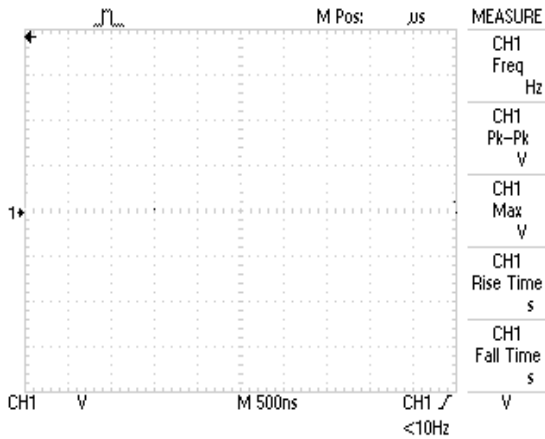
4.1. Указания по задача 1.2.

Да се разгледа фиг.6.6 и да се начертае блокова схема като се диференцират елементите изграждащи входния изправител, филтъра към мрежата, транзисторния инвертор с комутиращите елементи, резонансния товарен кръг.

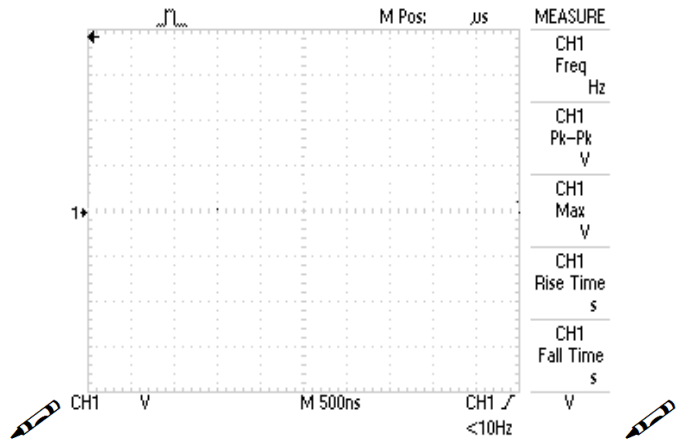
4.2. Указания по задача 1.2.

Да се заснемат осцилограми на следните контролни точки: 1) след мрежовия филтър, 2) напрежението на диностора, 3) колекторното напрежение на долния транзистор, 4) напрежението колектор-емитер на горния транзистор, 5) и 6) базовите напрежения на транзисторите, 7) напрежението на лампата /кондензатора C3/.

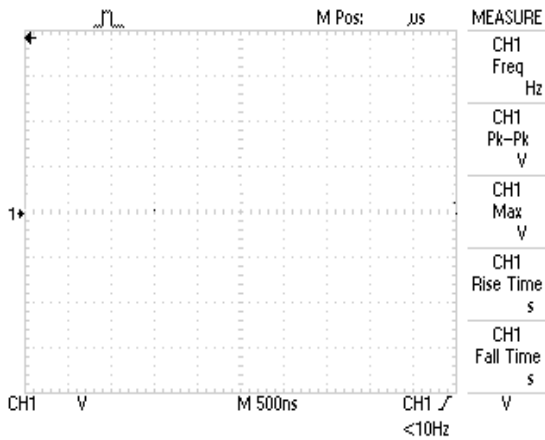
к.т.3



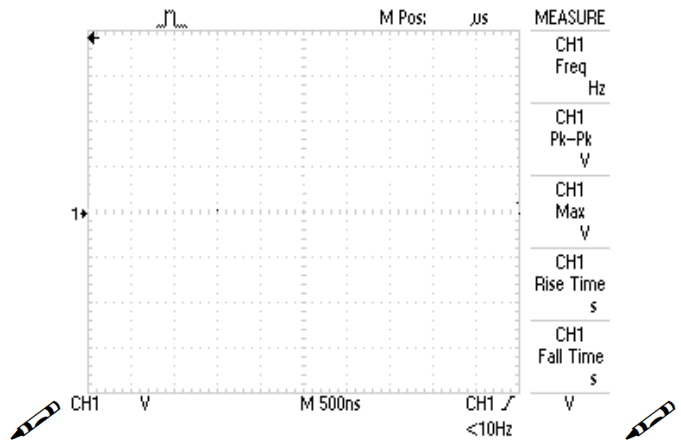
к.т. 4



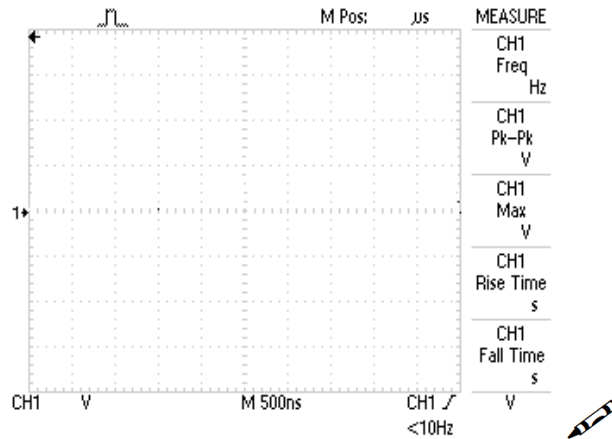
к.т.5



к.т. 6



к.т. 7



6. Изводи.



.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №7

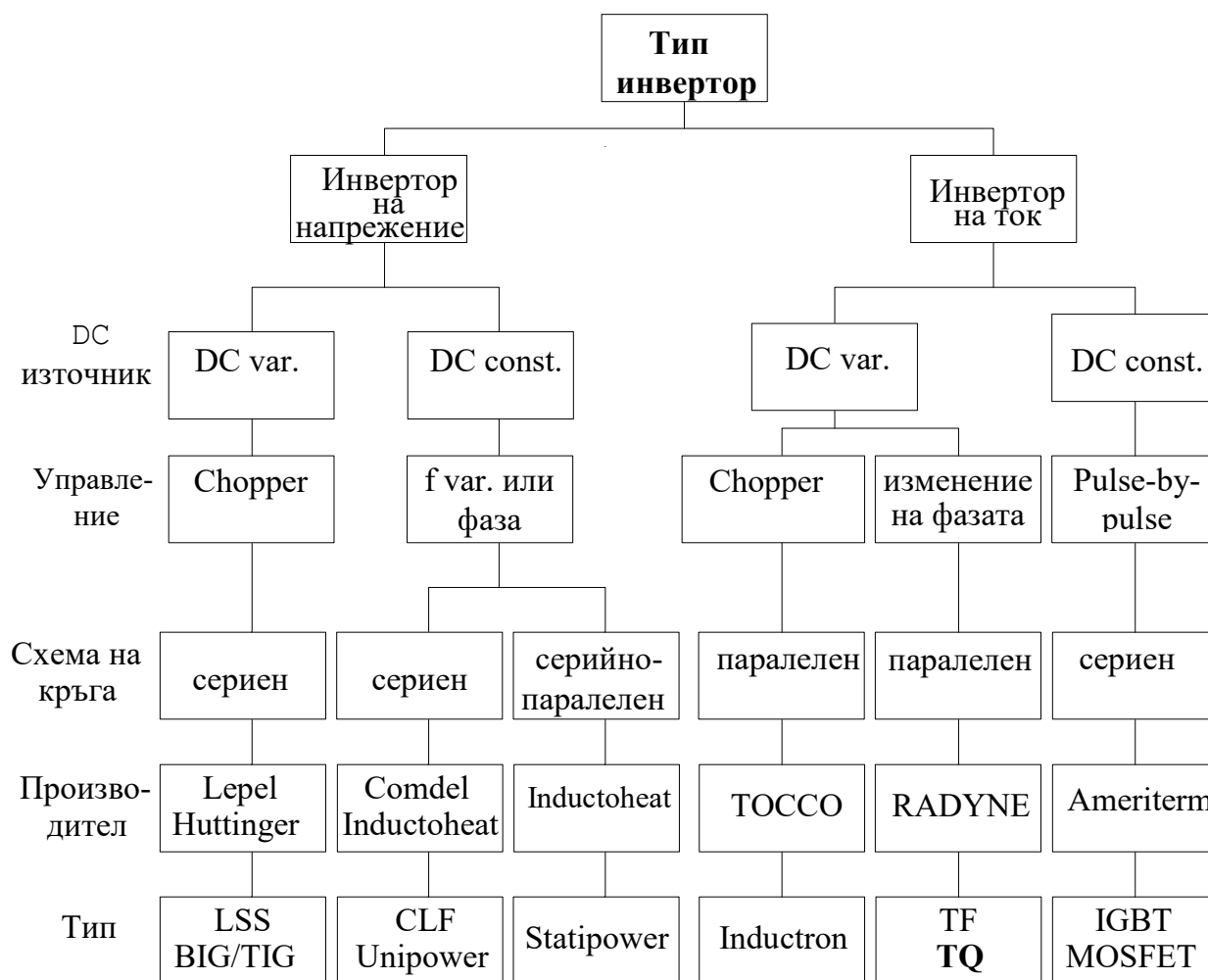
ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН АВТОКОЛЕБАТЕЛЕН ИНВЕРТОР ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ

1. Теоретична обосновка.



1.1. Общи сведения. Класификация.

Настоящият етап на развитие на световните технологии за индукционно нагряване /ИН/ се характеризира с доминиращо развитие на нова генерация от токозахранващи устройства на базата на нови силови полупроводникови елементи MOSFET и IGBT. Паралелно се развиват технологии за производство на пасивни елементи - кондензатори и трансформатори с по-малки размери и по-малки загуби. Транзисторните източници са изключително компактни като най-често включват в конструкцията си инвертора със съгласуващите кондензатори и трансформатор.



Фиг.7.1. Класификация на най-разпространените преобразуватели за ИН.

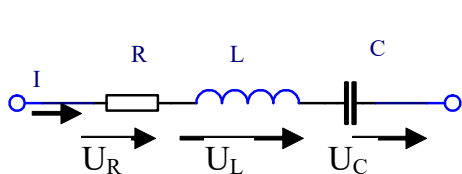
На фиг.7.1 е показана блок-схема на най-често срещаните конфигурации, захранване и начини за регулиране на инверторите в транзисторните инвертори за

ИН. По топология на схемата, транзисторните инвертори могат да се разделят и на: едноключови схеми /инвертори на напрежение, ток, резонансни и квази-резонансни от вида ZCS или ZVS/; 2 транзисторни едноключови /2 Switch Forward/; със средна точка на трансформатора / Push Pull/, полу-мостови / Half Bridge/ и мостови / Full Bridge/. По начина на компенсация на индуктора инверторите се разделят главно на две големи групи – инвертори с последователна компенсация – серийни резонансни инвертори и инвертори с паралелна компенсация – паралелни резонансни инвертори. Без компенсация инвертора трябва да работи с голяма реактивна мощност, което не е оправдано.

1.2. Последователна резонансна схема и нейните особености.

На фиг.4.21 е показана последователен резонансен колебателен кръг. Неговият комплексен импеданс е:

$$Z = R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C}) = R \left[1 + j \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \left(\omega \sqrt{LC} - \frac{1}{\omega \sqrt{LC}} \right) \right] \quad \dots(10.1)$$

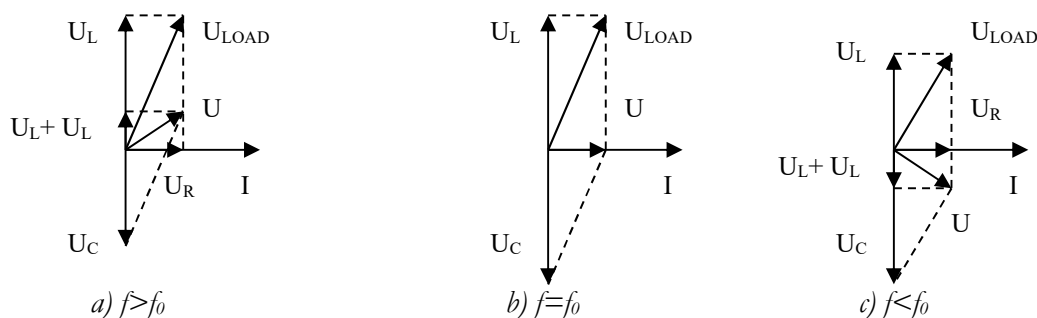


Фиг. 10.2. Последователна резонансна схема.

Ако $\omega L - \frac{1}{\omega C} = 0$, или $\omega = \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$, има резонанс и индуктивният товар е напълно компенсирен. Тук $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$ се дефинира като резонансна честота.

Ако $\omega L - \frac{1}{\omega C} > 0$, товарът е недокомпенсиран и токът изпреварва напрежението, т.е. има индуктивна разстройка. Ако $\omega L - \frac{1}{\omega C} < 0$, товарът е прекомпенсиран и напрежението изпреварва тока, т.е. има капацитивна разстройка.

На фиг.10.3 са показани фазовите диаграми на различните работни режими.



Фиг.10.3. Фазови диаграми при паралелна резонансна схема за ИИ.

Тъй като при индукционното нагряване параметрите на товара и компенсиращият капацитет са точно определени, работната точка се избира чрез задаване на подходяща работна честота. Тази особеност е много важна за оборудването за индукционно нагряване. Тиристорните инвертори трябва да работят с капацитивна разстройка, за да се осигури подходящо време за изключване на тиристорите. Инверторите с транзистори /двуоперационни прибори/ трябва да работят

в индуктивна разстройка за избягване на токовите удари при възстановяване на обратните диоди /при наличие на вградени - MOSFET или допълнително поставени - IGBT/. При повечето приложения на индукционното нагряване параметрите на товара, които определят и резонансната честота, варират с изменението на температурата. Работната честота трябва да следва измененията на резонансната честота и да запазва правилната работна точка. На фиг. 10.4 е показана промяната на резонансната честота при серийната резонансна честота в нормализиран вид, където $Q = \frac{\sqrt{LC}}{R}$ е качествен фактор. Импедансът е $Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}$,

а факторът на мощността на схемата е

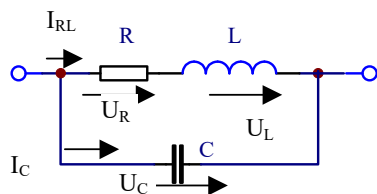
$$\cos \varphi = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}}$$

1.3. Паралелна резонансна схема и нейните особености.

В практическите случаи нямаме идеален паралелен колебателен кръг, тъй като еквивалентната схема на индуктора представлява последователно свързани индуктивност и съпротивление. В тази връзка реалната паралелна резонансна схема е показана на фиг. 10.4, а комплексният импеданс на схемата е

$$Z = \frac{R + j\omega[L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C]}{(\omega RC)^2 + (1 - \omega^2 LC)^2} \quad \dots(10.2)$$

Ако $[L(1 - \omega^2 LC) - R^2 C] = 0$ или $\omega = \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$ има резонанс и товарът е напълно

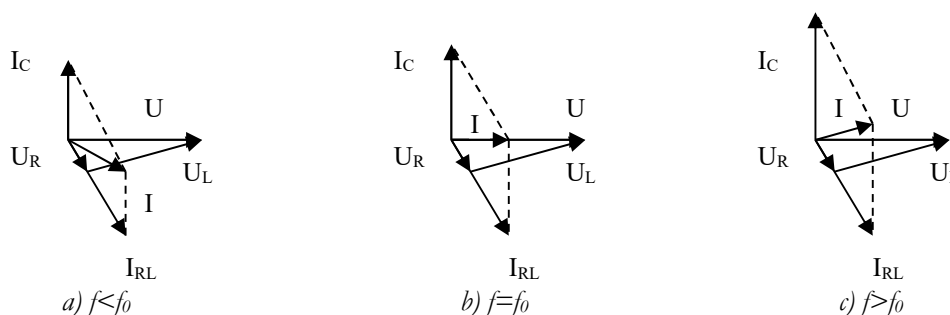


Фиг. 10.4. Паралелна резонансна схема.

компенсиран. Ако $\omega < \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$ има недокомпенсиран товар и тока изпреварва напрежението – индуктивна разстройка.

Ако $\omega > \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$ има прекомпенси-

ран товар и напрежението изпреварва тока – капацитивна разстройка. На фиг. 10.5 са показани фазовите диаграми на различните компенсации при паралелна резонансна схема.



Фиг. 10.5. Фазови диаграми при паралелна резонансна схема за ИН.

Трябва да се отбележи, че в последно време се работи върху прилагането на двучестотни колебателни кръгове в инверторните схеми за ИН. Те най-често са от вида L-LC и LC-LC като вторият колебателен кръг задължително е паралелен.

Те се използват само при високи честоти, като използването им е свързано със сложни управления на инверторните схеми, но допринася за подобряване на работата на силовата схема и за отпадането на изходния високочестотен трансформатор поради явлението “резонансна трансформация”.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Да се изследва транзисторен автоколебателен инвертор в уредба за индукционно запояване LINN HTG1000/1,3.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Да се разгледа принципната схема на транзисторен автоколебателен инвертор в уредба за индукционно запояване LINN HTG1000/1,3. Да се начертае блок схема на отделните възли.

3.2. Да се заснемат осцилограми в по-важните точки, характеризиращи работата на инвертора със средна точка на трансформатора и самовъзбуждане.

3.3. Да се анализира работата на инвертора и да се формулират изводи.

4. Лабораторен стенд и указания.



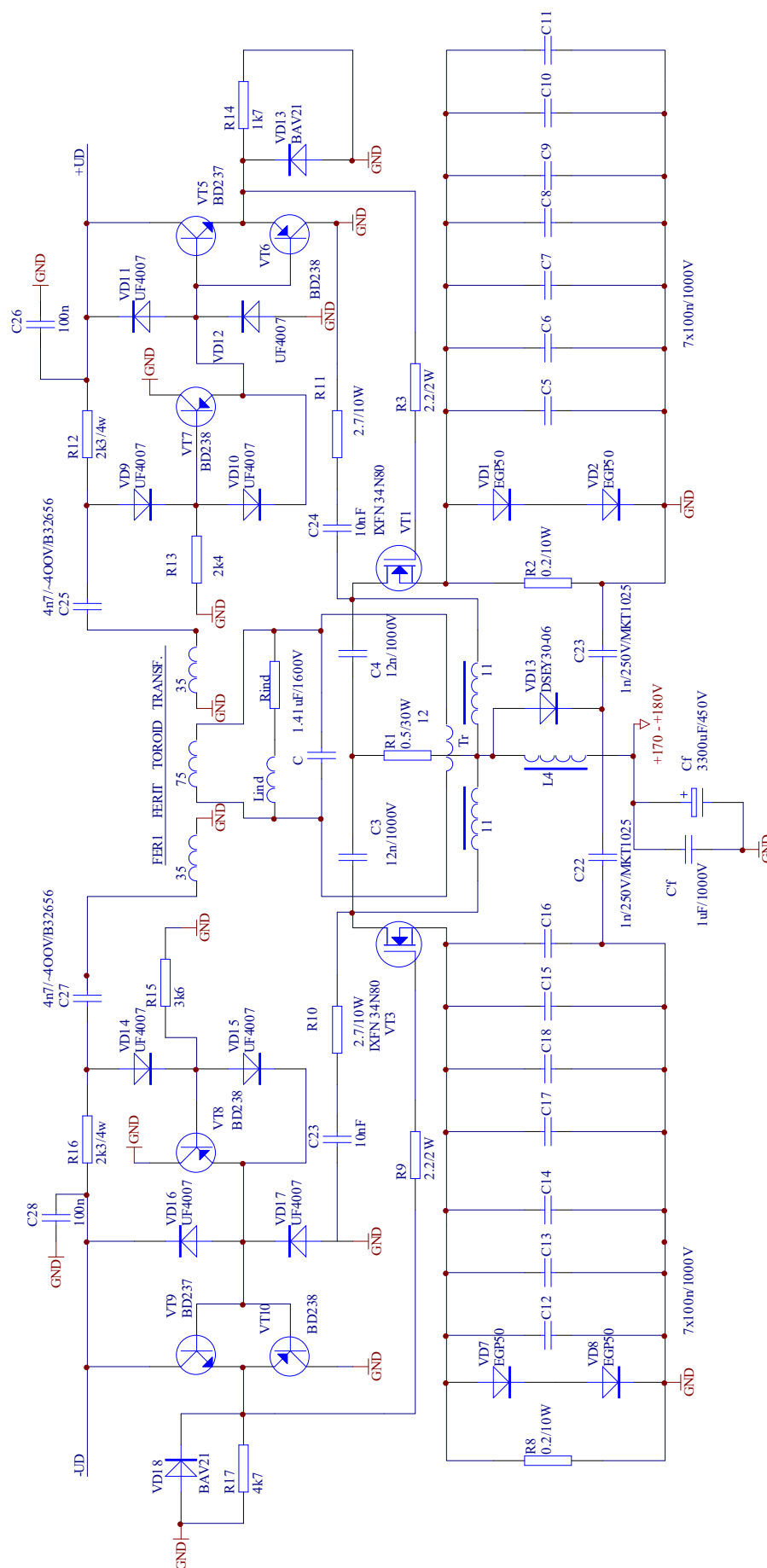
Уредбата за запояване LINN HTG1000/1,3 – фиг.10.6, като цяло се състои от входен филтър, симистор включващ се в нулата на променливото мрежово напрежение, изправител по схема „Грец”, филтрови кондензатори – фиг.10.8 и автоколебателен инвертор – фиг.10.9. По същество се използва схемата на инвертор на ток със средна точка на трансформатора. Стартовият процес е свързан с групата R8,VD7,VD8, C12-C16 за единия транзистор и съответно R2, VD1, VD2, C5-C11 за другия транзистор – фиг.10.7. При първоначално включване, драйверните схеми подават постоянно напрежение с амплитуда около 4 V, достатъчно за да преминават транзисторите в активен режим. Поради разлика в коефициентите им на усилване, по-бързия транзистор започва по-бързо да се насища, в резултат на което се формира напреженов импулс на вторичната намотка на силовия трансформатор. Чрез трансформатор за обратна

връзка, напрежението от колебателния кръг се подава на драйверните схеми, които формират управляващи импулси към силовите транзистори. Пусковият преходен процес в схемата за транзисторите е характерен с това, че отначало инвертора не работи при резонансната честота



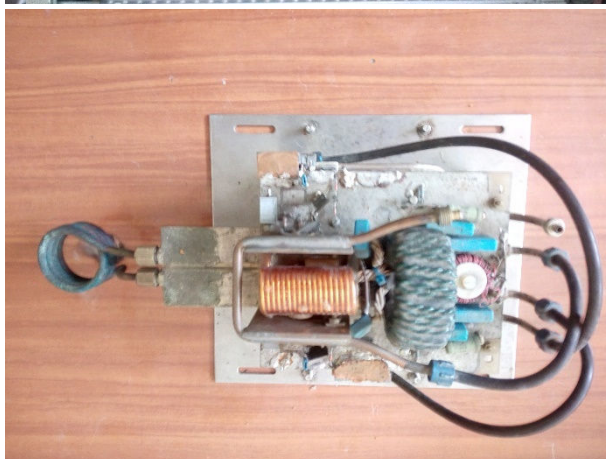
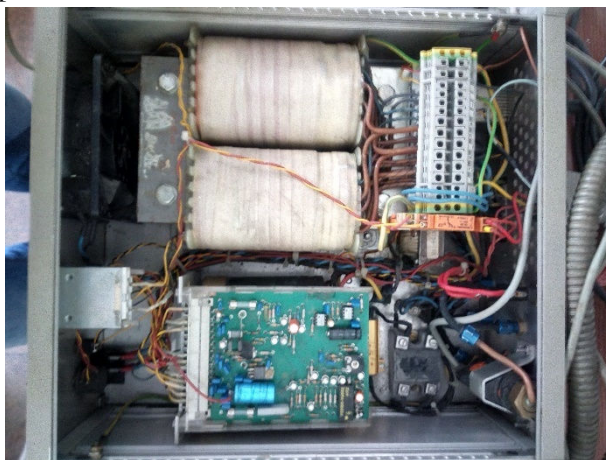
Фиг. 7.6. Уредба за запояване LINN HTG1000/1,3.

на трептящия кръг, т.е. не е в благоприятен режим на работа по отношение на силовите транзистори.



Фиг. 10.7. Принципна схема на уредба за запояване LINN HTG1000/1,3.

След няколко полупериода, инвертора започва да работи при благоприятен режим, с приблизително правоъгълна форма на тока и с характерната за схемата форма на напрежението върху ключовите елементи. Напрежението в товарният трептящ кръг има синусоидална форма.



Фиг. 10.8. Входен изправител, фазов регулатор и филтър.

Фиг. 10.9. Транзисторен инвертор с индуктор.

Тъй като технологичния процес е свързан с нагряване над температурата на Кюри се наблюдава бърза промяна на параметрите на товара в процеса на нагряване. Това е свързано с промяна на амплитудата на тока през транзисторите и с промяна на работната честота. В преобразувателя, са предвидени защита по ток, от диференциален тип, следяща разликата в токовете на двата транзистора, а също така е разработена и температурна защита срещу прегряване на транзисторите. Като предимства и недостатъци на преобразувателя могат да се посочат:

- предимства - добро използване на транзисторите по ток; минимален брой ключови елементи; лесно самовъзбуждане, спрямо мостовите или полумостовите преобразуватели, което гарантира сигурен и надежден пуск по време на преходният процес; двата транзистора са включени към минусовата шина, което подобрява шумоустойчивостта;
- недостатъци - двете намотки в първичната страна на импулсния трансформатор трябва да бъдат симетрични, което изисква прецизна изработка; в запушено състояние на транзисторите, върху тях се отлага два пъти по-високо напрежение.

Предвидено е водно охлаждане, като за индуктора и кондензаторната батерия е чрез вътрешен воден кръг, а охлаждането на транзисторите е с вода с максимално допустима температура 50°C. Против образуването на кондензирали капки вода по радиаторите на

транзисторите е предвиден вентилатор, чиято цел е създаването на микроклимат в кутията на преобразувателя. Защитата по ток осигурява безаварийният режим на транзисторите, в следствие промяна на някой от външните параметри – захранващо напрежение, температура на охлаждащата вода, промяна на параметрите на товара, също така и късо съединение в изхода на преобразувателя.

4.1. Указания по задача 1.2.

Да се разгледа фиг.10.7 и да се начертае блокова схема като се диференцират елементите изграждащи драйверите, филтъра към мрежата, транзисторния инвертор с комутиращите елементи, резонансния товарен кръг.

4.2. Указания по задача 1.2.

Да се заснемат осцилограми на следните контролни точки: 1) U_{GS1} и U_{DS1} - преходен процес при пускане за първи транзистор; 2) U_{GS2} и U_{DS2} - преходен процес при пускане за втори транзистор 3) U_{DS1} и I_{D1} при номинален работен режим; 4) U_{DS2} и I_{D2} при номинален работен режим; 5) Напрежение между сорса и маса на един от транзисторите при пускане на инвертора /напрежение върху R8/; 6) Напрежение на изхода на преобразувателя /напрежение върху индуктора/.



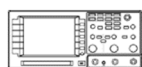
Внимание! Високо напрежение! Да не се докосват неизолирани проводници и шини! Да не се докосва масата на осцилоскопа при включена сонда!

4.3. Указания по задача 3.3.

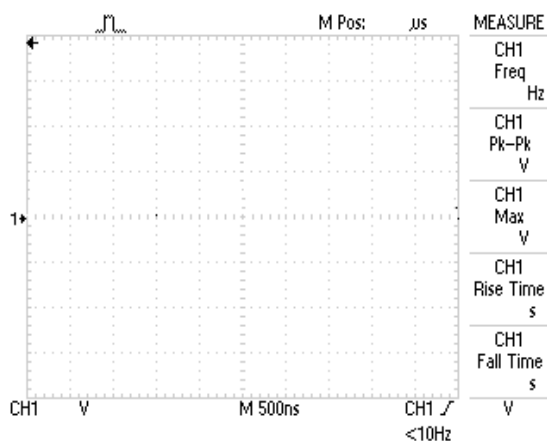
Да се анализира работата на инвертора, като се обърне внимание на вида на инверторната схема, пусковия процес, обратната връзка към транзисторите и начина на формиране на управляващите им сигнали, режима на работа на транзисторите и работата на трансформатора.

5.Опитни данни и резултати.

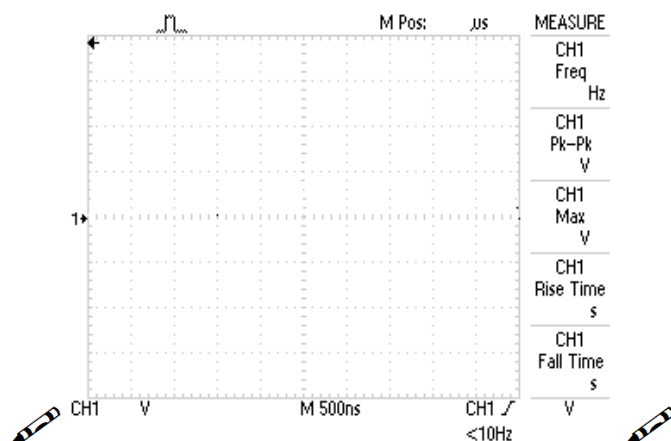
5.1. Осцилограми в контролните точки:



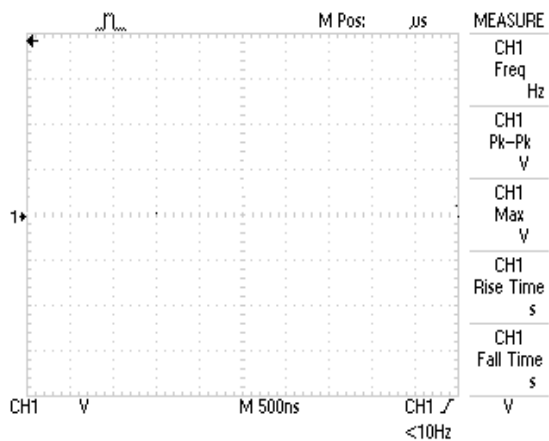
к.т.1



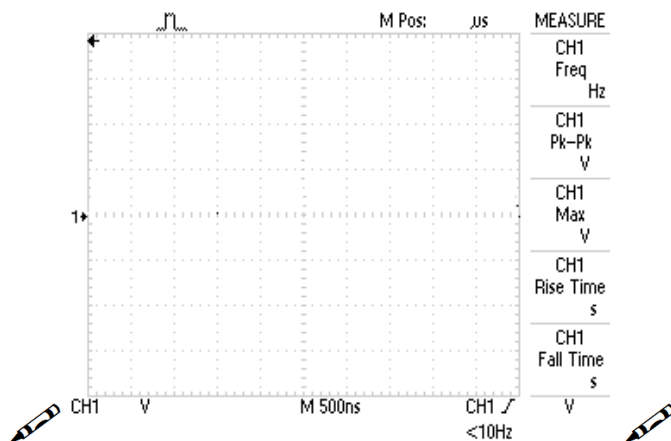
к.т. 2



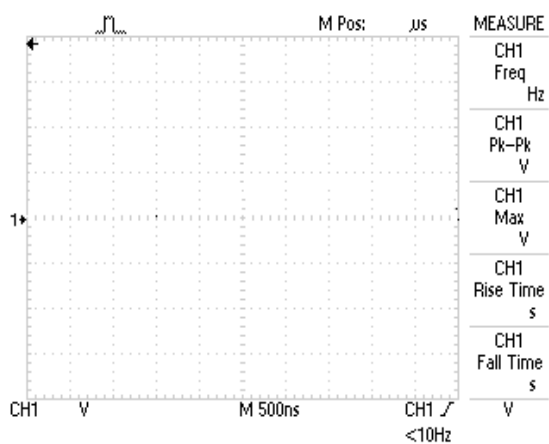
К.Т.3



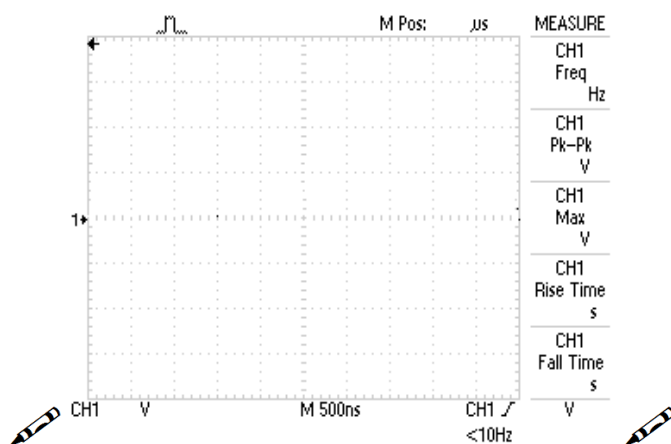
К.Т. 4



К.Т.5



К.Т. 6



6. ИЗВОДИ.

[illegible]

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №8

ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА МАЛОГАБАРИТНИ ДЕТАЙЛИ В МАГНИТНА ВЕРИГА

1. Теоретична обосновка.

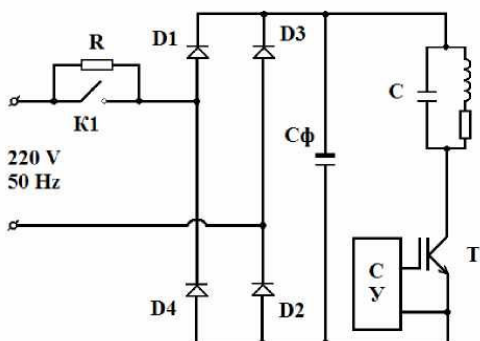


Едно от направленията в индукционното нагряване (ИН) е нискотемпературен и високотемпературен нагрев на малогабаритни детайли и метално фолио. Поради малките размери на детайла, често традиционните индуктори (И) са неефективни. В тези случаи, значително по-добри резултати се получават при нагряване в електромагнитна верига с висока концентрация на магнитното поле. Такова поле се създава във въздушна междина на магнитопровод с намотка, включена към високочестотен захранващ източник.

За оптималния избор на схемно решение на токозахранващ източник, важно условие са характерните особености на консуматора.

Специфичните особености на индукционен нагревател в магнитна верига са:

- Наличието на магнитопровод позволява да се проектира и реализира достатъчно високоомен индуктор, за директно съгласуване с източника (без трансформатор);
- Високата концентрация на магнитен поток гарантира ефективен нагрев и при честоти, значително по-ниски от оптималните за габарита на детайла;
- С компенсиращия кондензатор образува трептящ кръг с висок Q -фактор;
- Малкият обем на обработвания детайл и високата ефективност на нагряване определят индуктора и захранващия източник като маломощни.

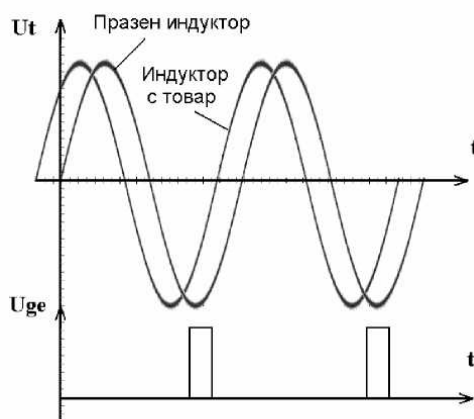


Фиг. 1. Едноключов преобразувател

Тези особености позволяват нормален технологичен процес независимо от типа на високочестотния захранващ източник. Той може да е еднотактен или двутактен; с ударно въздействие с различна продължителност или резонансен; без или с умножаване на честотата в товарния кръг и др.

Изхождайки от занижените изисквания към токозахранващия източник е предложена схема на едноключов, еднотактен преобразувател с ударно въздействие, показана на фиг. 8.1.

Ефективното нагряване на детайлите в магнитна верига и при честоти значително по-ниски от оптималните за размера им, позволява работната честота да е до 50 kHz. Следователно за ключов елемент може да се избере IGBT транзистор. Малката мощност на източника не изисква задължително оптимизиране на използването на транзистора по ток и напрежение. Това и високият Q -фактор на кръга, позволяват да се работи с малък коефициент на запълване и отдаване на относително голяма импулсна мощност към товара (ударно въздействие). Чрез изменение продължителността на работа на транзистора се получава широчинно-импулсно



Фиг. 2. Времедиаграми U_t и U_{ge}

регулиране на мощността на преобразувателя. За постигане на добри функционални възможности на избраната схема е много важен момента на включване на транзистора спрямо напрежението на товарния кръг U_t . Най-добри резултати се получават, когато при отсъствие на детайл в индуктора, управляващият импулс U_{ge} се подава в момента на минимум на U_t , както е показано на фиг.8.2.

При това положение, когато транзисторът T е включен, кръга няма условия да поеме енергия от захранващия източник. Така се гарантира минимална мощност на преобразувателя при отсъствие на товар. Настроен по този начин високочестотният източник може да работи неограничено дълго време на празен ход (без детайл в И), не е необходимо постоянното му включване и изключване, след приключване на процеса.

Най-голямото предимство при такъв режим на работа се състои във факта, че при подаване на детайл за нагряване във въздушната междина на магнитопровода, се променя индуктивността на индуктора, а с това и собствената честота на товарния кръг. Това съответства на изместване на управляващия импулс U_{ge} спрямо минимума на U_t (фиг.11.2) и автоматично повишаване на мощността, без никакво въздействие от системата за управление (СУ). Колкото по-голям е товарът, толкова по-голяма става и мощността, отдавана в него. Изменението на мощността, от празен индуктор до номинален товар, надвишава 20 пъти.

Вижда се, че наред с опростената силова схема, изискванията към системата за управление също са минимални. Тя се свежда до генератор на правоъгълни импулси с възмож-



Фиг. 8.3. Индуктор за нагряване в магнитна верига

ност за плавно изменение на честотата и коефициента на запълване. Регулирането на честотата се използва за началната настройка на преобразувателя при празен индуктор, съгласно фиг.8.2, като при експлоатацията такава не е необходимо. Чрез коефициента на запълване се регулира мощността. Това регулиране е пропорционално за всякакви товари (включително и при празен И) и се използва и в процеса на работа.

На тези изисквания към системата за управление отговарят почти всички разновидности на “R-C” генератори, реализирани с логически елементи, таймер 555, специализирани интегрални схеми за управление на ШИМ (TL494; SG3524; TDA1060 и др.), два чакащи мултивибратора и др.

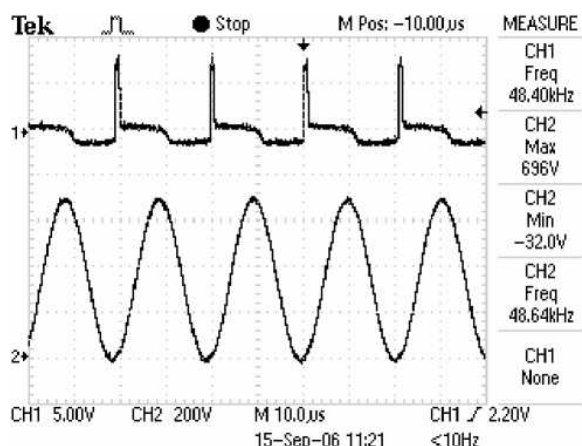
Разгледаният високочестотен транзисторен преобразувател за ИН на малобабитни детайли в магнитна верига е реализиран. За индукционен нагревател е използван тороидален ферит на фирмата “КАШКЕ” с максимален диаметър 82 mm и прорязана въздушна междина 5 mm. Индукторът е показан на снимка на фиг.11.3.

Настройките на режима на работа са извършени съгласно изложеното по-горе. За товар се използва медно фолио с дебелина 0,8 и 0,7 mm и широчина 8 mm. Малката маса на детайлите изисква съответно малка мощност на източника, следователно и много малка продължителност на U_{ge} , спрямо периода T_0 . Независимо от малката продължителност на отдаване на енергия към товарния кръг спрямо периода му, поради високия Q-фактор, напрежението върху него има синусоидална форма.

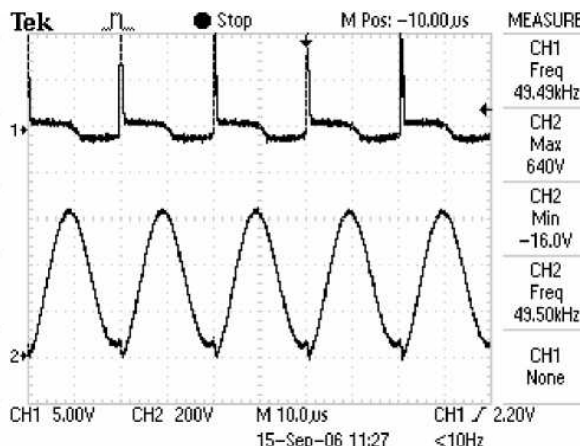
За онагледяване на реалния режим на работа на преобразувателя при празен и натоварен индуктор, на фиг.11.4 а), б), в) и г) са представени осцилограми на напреженията U_{ge} и U_{se} . В заключение може да се каже, че с едно изключително опростено схемно решение на силова схема и система за управление, при подходяща настройка на

работния режим, се постигат много добри функционални възможности и технологични резултати.

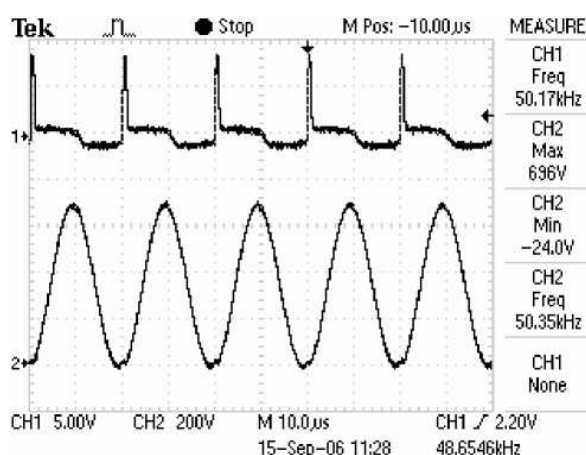
Предложеното устройство може да намери реално приложение при заваряване или запояване на банцигови и други метални ленти, при закаляване на зъбите им или на други малогабаритни детайли, при дезинфекция на медицински инструменти или нагряване на стоматологически за обработка на восък, както и много други.



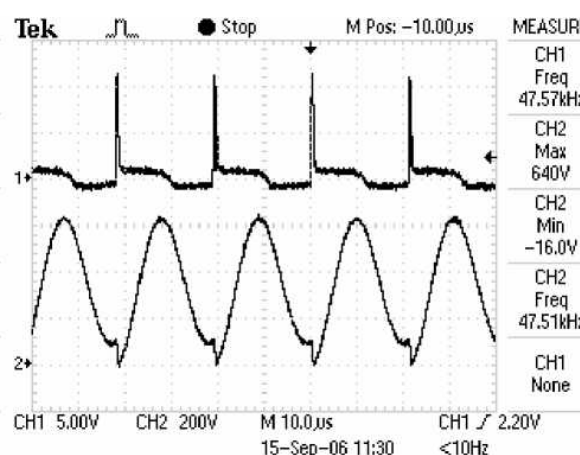
Фиг.8.4. а) Празен индуктор - U_{ge} , U_{sc}



Фиг. 8.4. б) Товар медно фолио - U_{ge} , U_{sc}



Фиг. 8.4.в) Товар алуминиево фолио - U_{ge} , U_{sc} .



Фиг. 8.4.г) Товар стоманено фолио- U_{ge} и U_{sc} .

2. Цел на лабораторното упражнение.

Целта на лабораторното упражнение е да се изследва индукционно нагряване на малогабаритни детайли в магнитна верига.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1 Запознаване с принципа на работа на едноключев инвертор за индукционно нагряване на малогабаритни детайли в магнитна верига.

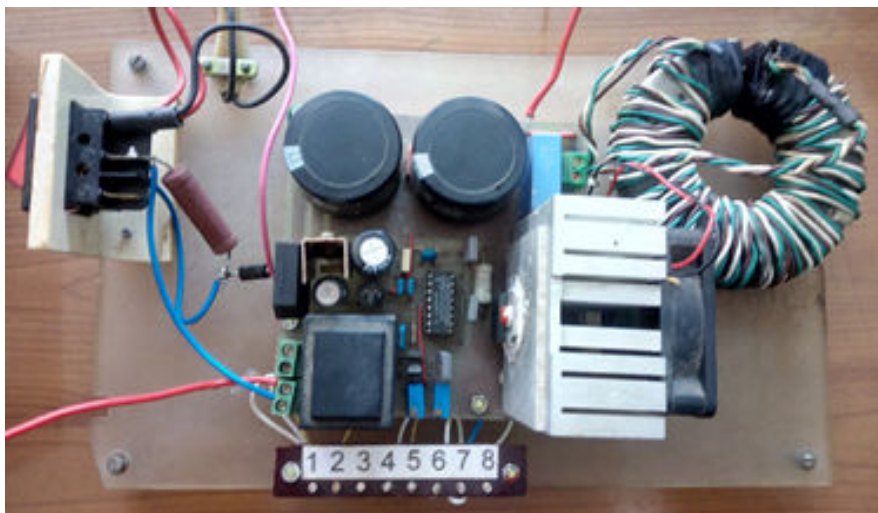
3.2 Заснемане на осцилограми в контролните точки, дадени на схемата от фиг. 2, при различни режими на работа – с различен тип товари.

3.3 Да се построи характеристика на изходното напрежение на едноключевия инвертор в зависимост от материала и характеристиката на изходната мощност в зависимост от материала, който се нагрява.

4. Лабораторен стенд и указания.

На фигура 4 е представена принципната схема на едноключев инвертор за индукционно нагряване на малогабаритни детайли в магнитна верига, заедно с контролните

точки. Лабораторният макет е показан на фиг.11.5. На пулт са изведени контролните точки, към които се свързва цифров осцилоскоп с възможност за запомняне.



Фиг.8.5

Свързването на контролните точки към схемата е както следва:

КТ1 - контролна точка едно е свързана към веригата формираща продължителността на импулса на генератора на правоъгълно напрежение;

КТ2 - контролна точка две е свързана към веригата формираща продължителността на паузата на генератора на правоъгълно напрежение;

КТ3 - контролна точка три е свързана към кондензатора в генератора, като се наблюдава зареждането и разреждането му;

КТ4 - контролна точка четири е свързана към изхода на генератора на правоъгълно напрежение;

КТ5 - контролна точка пет е свързана към изхода на буфера, захранващ драйвера на мощния IGBT транзистор;

КТ6 - контролна точка шест е свързана към изхода на драйвера, свързан с гейта на мощния MOSFET транзистор;

КТ7 - контролна точка седем е свързана към колектора на мощния MOSFET транзистор;

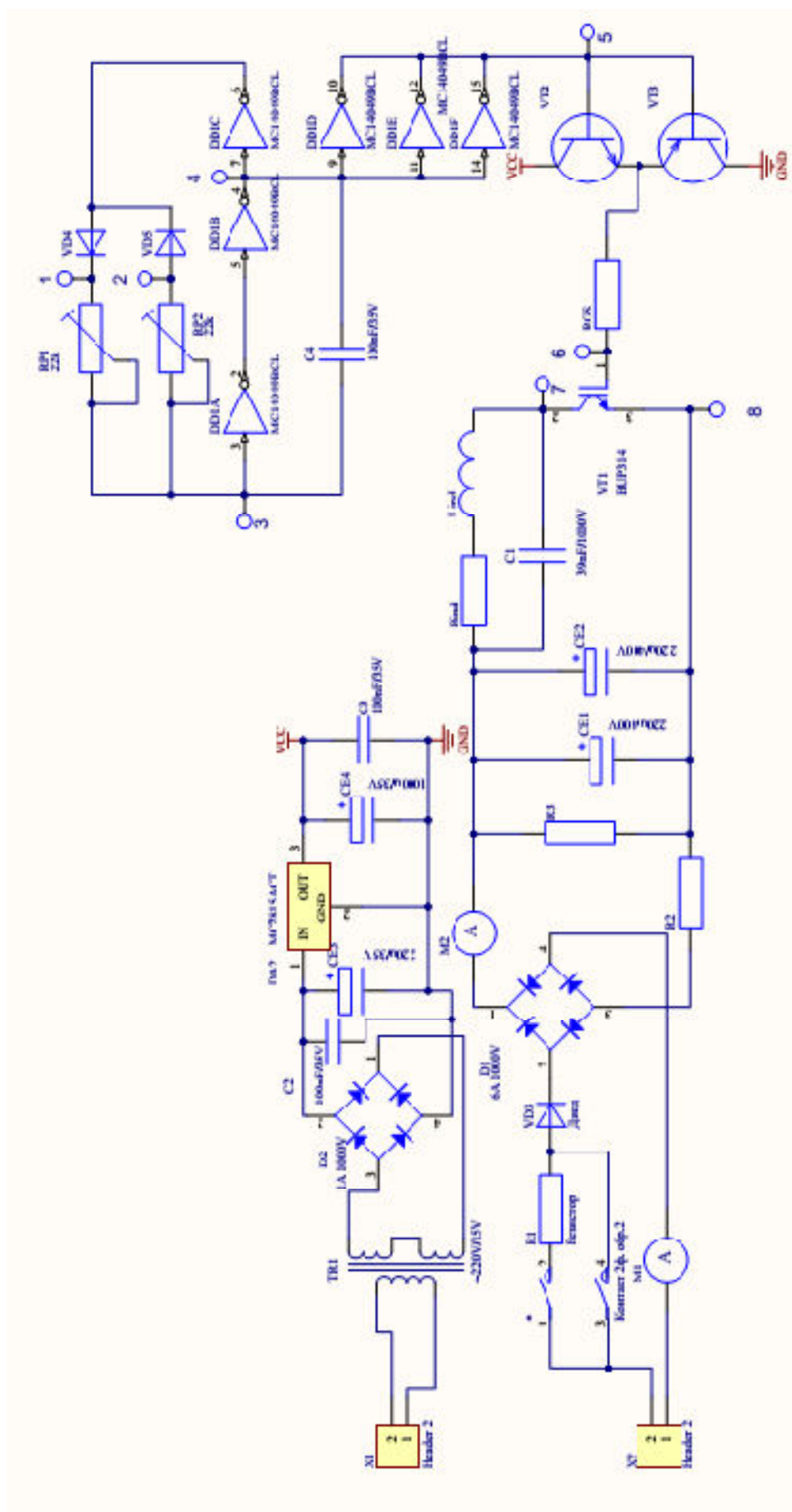
КТ8 - контролна точка осем е свързана към емитера на мощния MOSFET транзистор;



Внимание! Измерванията в контролни точки КТ6 и КТ7 да се правят с особено внимание, тъй като те имат висок потенциал! Да не се докосват неизолирани проводници и шини! Да не се докосва масата на осцилоскопа при включена сонда!

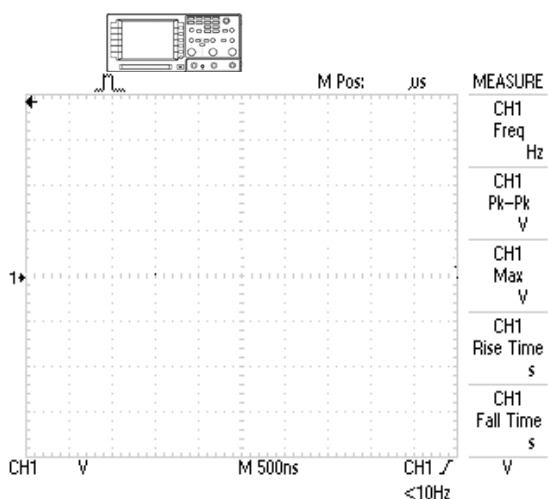
Указания по задача 3.2.

Задача 3.2 да се изпълни като на входа се свържи амперметър за променливия ток, а след изправителя, амперметър за постоянен ток. Осцилограмите в контролни точки КТ 1 - 7 се заснемат спрямо сигнала КТ 8 – GND, в режим на празен ход. В зависимост от показанията на уредите се попълва табл.1, като напрежението се заснема с помощта на цифровия осцилоскоп.

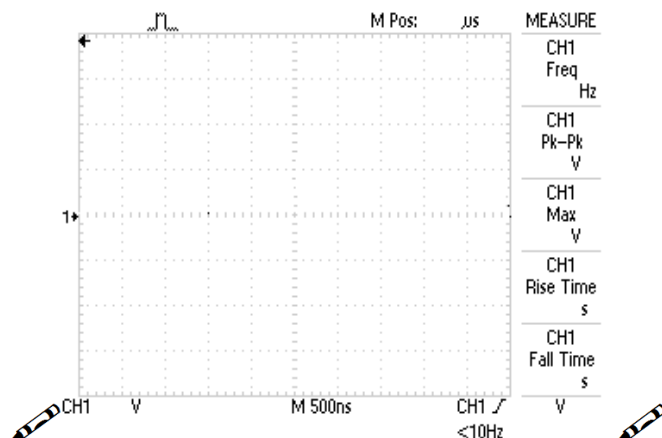


Фиг.11.6 Принципна електрическа схема на установката за индукционно нагряване на малогабаритни детайли в магнитна верига.

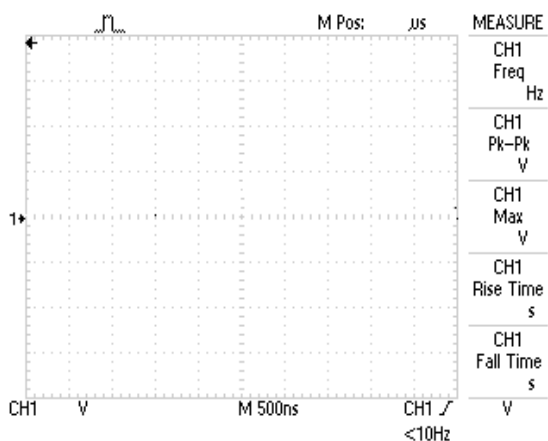
5. Експериментални резултати и графики.



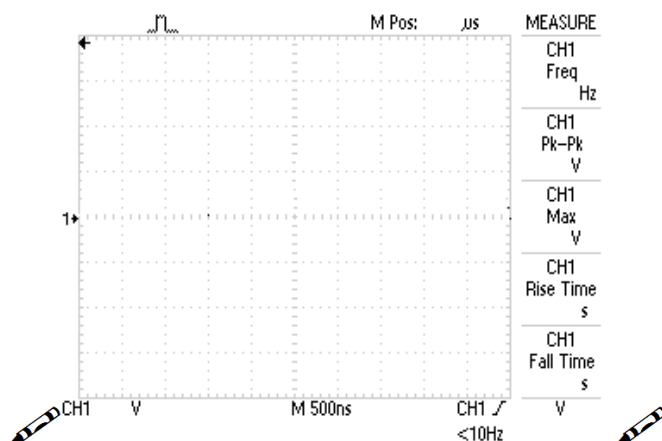
KT1



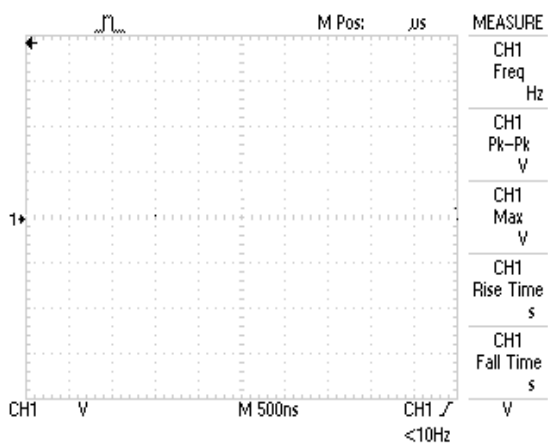
KT2



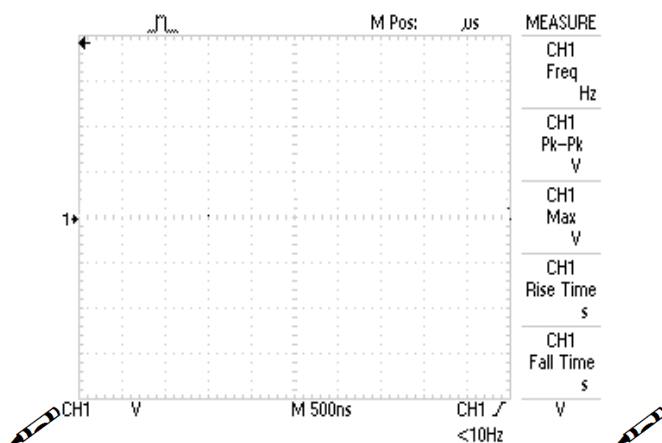
KT3



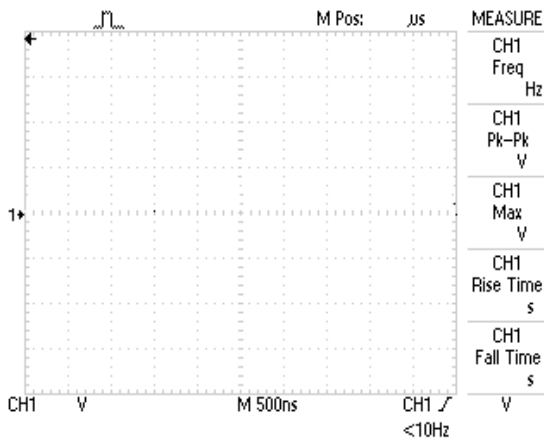
KT4



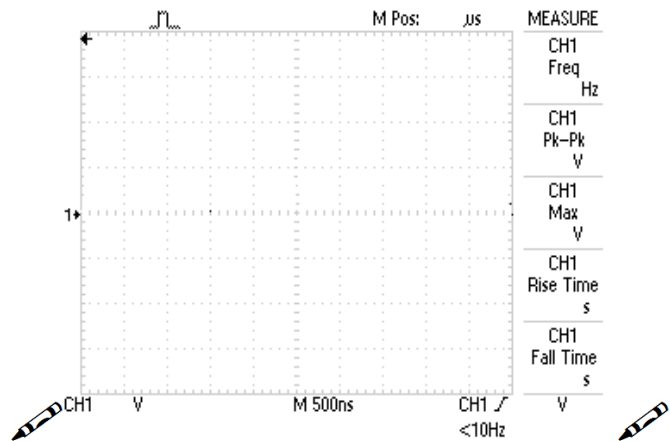
KT5



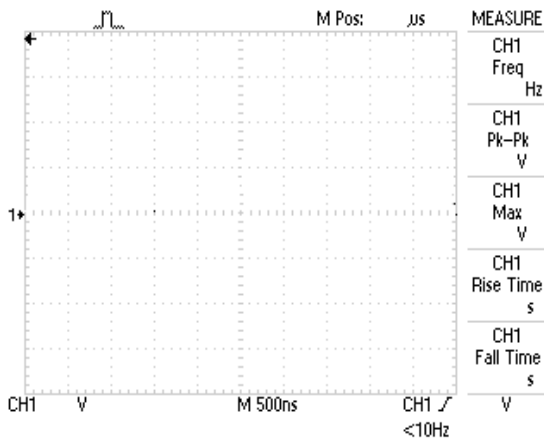
KT6



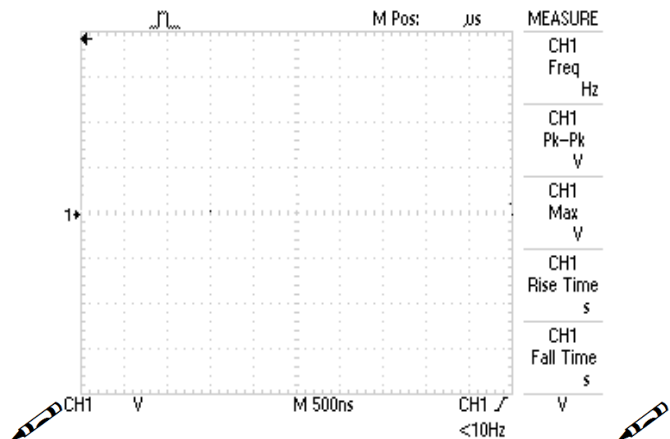
КТ4,6 Празен индуктор - U_{ge} , U_{ce}



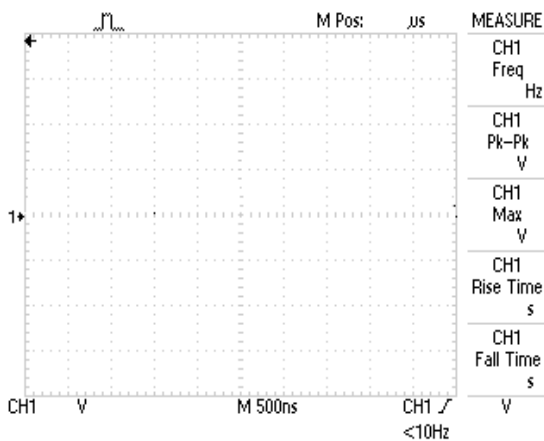
U_t и ток през транзистора I_D



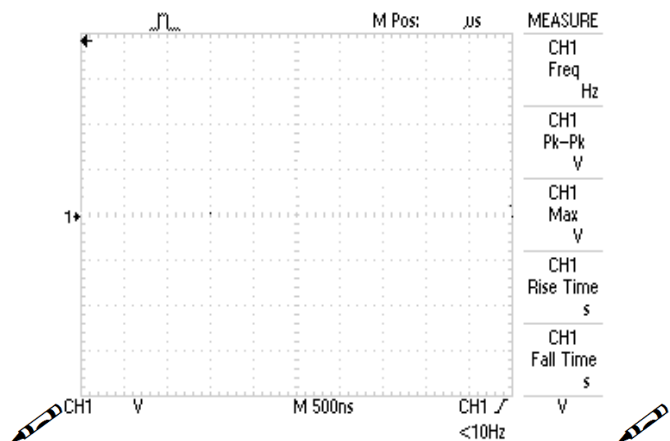
КТ4,6 Товар медно фолио - U_{ge} , U_{ce}



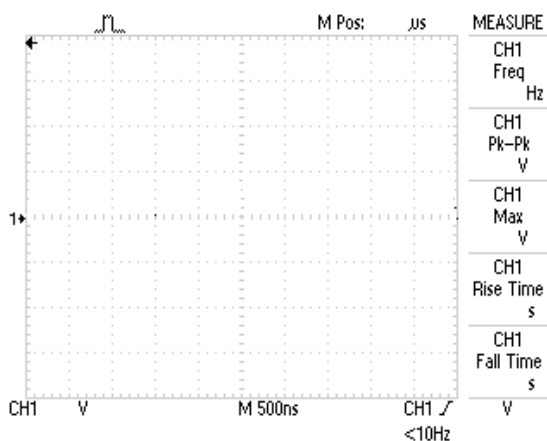
U_t и ток през транзистора I_D



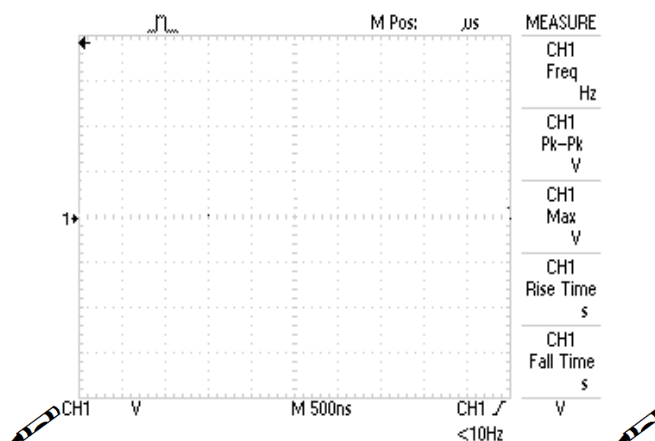
КТ4,6 Товар алуминиево фолио - U_{ge} , U_{ce}



U_t и ток през транзистора I_D



КТ4,6 Товар стоманено фолио - U_{ge} , U_{ce}

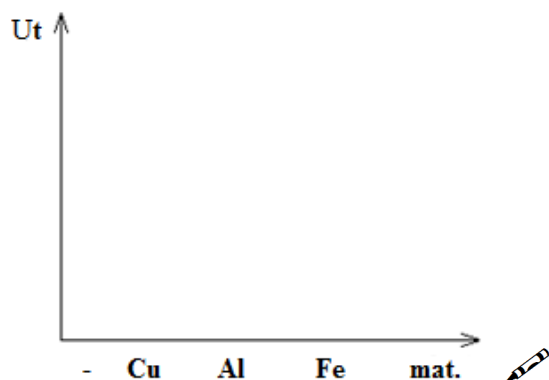


Ut и ток през транзистора I_D

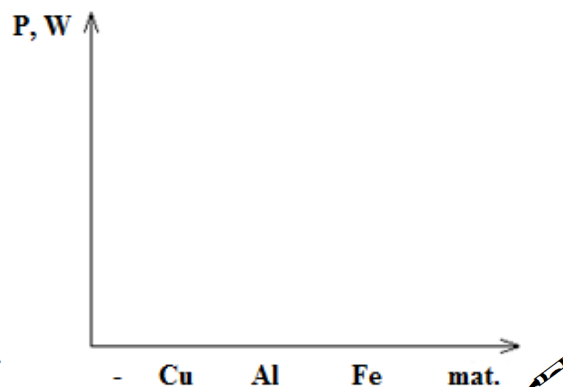


Таблица 8.1 Експериментални резултати

Товар	$I_{\sim}, A$	I_{DC}, A	I_t, A	U_t, V	f, kHz	P_{DC}, W
-						
Cu фолио						
Al фолио						
Fe фолио						

$$U_t = f(\text{material})$$


P = f (material)



6. ИЗВОДИ.

[illegible]

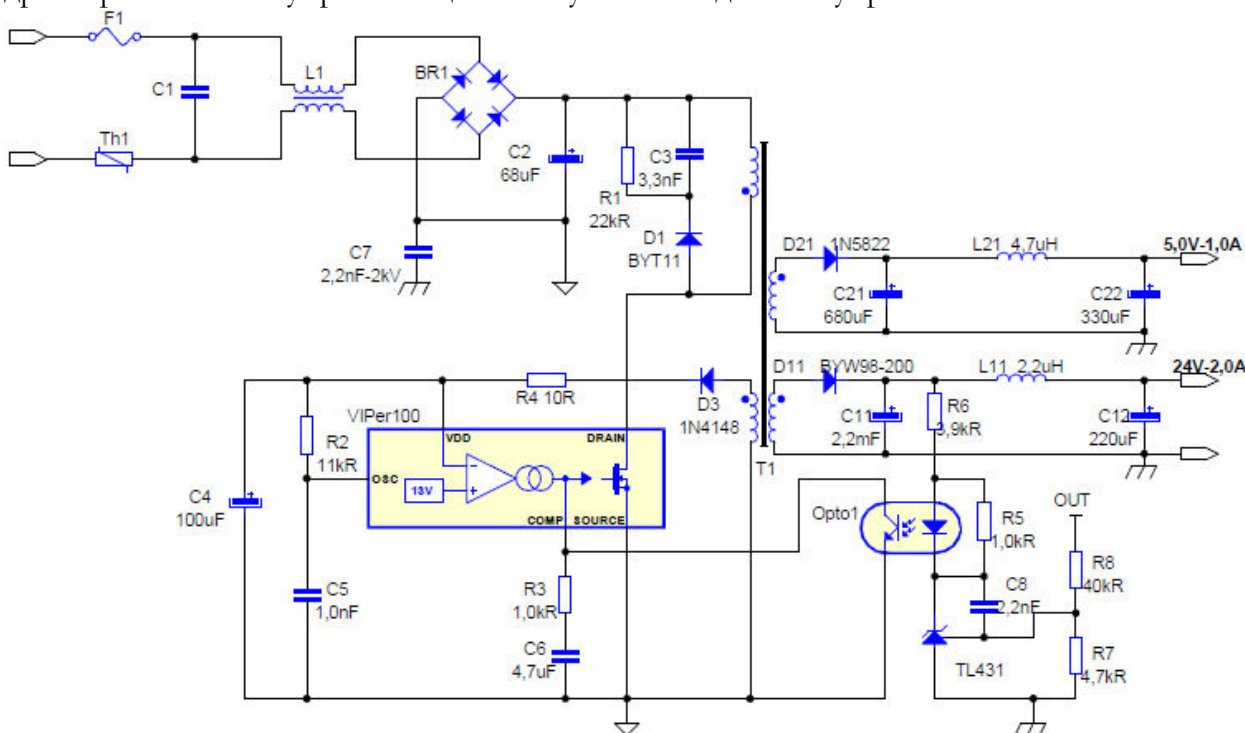
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №9

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИМПУЛСЕН ТОКОЗАХРАНВАЩ ИЗТОЧНИК НА БАЗАТА НА МОЩНА ИНТЕГРАЛНА СХЕМА VIPER 100

1. Теоретична обосновка.



На фиг. 1 е показана схема на AC/DC импулсен токозахранващ източник на базата на интегрална схема VIPER 100. Тя представлява второ поколение чип, който интегрира в себе си мощен транзисторен ключ и управлението му по метода на широчинно-импулсната модулация. Мрежовото напрежение се изправя и филтрира от мрежовия изправител и филтър, след което постоянното напрежение се “накъсва” от транзисторен ключ, работещ с честота 200kHz. Полученото високочестотно напрежение се подава на трансформатор T₁ с подходящо преводно отношение. На вторичните страни на трансформатора напреженията се изправят и филтрират от високочестотен изправител и филтър, при което се получават необходимите високочестотни напрежения 24V/2A и 5V/1A. Веригата на обратна връзка се включва в управляващата схема и чрез драйверно стъпало управляващите импулси се подават за управление на ключа.



Фиг.9.1 Схема на AC/DC импулсен токозахранващ източник на базата на интегрална схема VIPER 100.

След мрежовия изправител и филтър схемата представлява галванично разделен полярно реверсивен импулсен преобразувател на постоянно напрежение. Наличието на един ключ предопределя несиметричното използване на трансформатора и това създава условия за завишаване на размера му.

Основната функция на дросела не е променена, като тук тя се изпълнява от индуктивностите на първичната и вторичната намотки. По този начин трансформатора се превръща в “трансформатор - дросел”, който е способен самостоятелно да формира желаната изходна характеристика.

Като недостатък може да се посочи големия ток на празен ход и затова този тип импулсен преобразувател на постоянно напрежение се използва при малки мощности.

Когато е отпушен мощният транзистор в интегралната схема VIPer100, в първичната намотка на трансформатора се натрупва енергия. Прехвърлянето ѝ в товара се осъществява при запускане на мощния транзистор чрез вторичната намотка и диода D11. Токовете в двете намотки протичат в различни интервали и стойностите им са пропорционални на коефициента на трансформация. Поляритета на изходното напрежение е в съответствие с начина на навиване и маркировките върху намотките от фиг.9.1. При изключване на транзистора напрежението му е относително високо, равно на сумата от захранващото и на първичната намотка. Допълнително се прибавят и напреженовите пикове от индуктивността на разсейване на трансформатора. Това означава, че транзисторът при галванично разделение полярно реверсивен импулсен преобразувател на постоянно напрежение трябва да има работно напрежение, най - малко два пъти по - голямо от захранващото. Ако входното постоянно напрежение има стойност 310V, получено от захранваща мрежа 220V, то напрежението на транзистора трябва да е от 620V до 1000V. При използваната от мен интегрална схема VIPer100 въпросното напрежение е 620V.

Начин за намаляване на напреженовите пикове е чрез използване на размагнитваща намотка. Стойността на изходното напрежение основно се определя от коефициента на трансформация. Използването на трансформатора не е добро, тъй като намагнитващият ток е еднополярен и следователно се работи само в половината от характеристиката $B=f(H)$ на магнитопровода. Намагнитващият ток съдържа значителна постоянна съставка. По тази причина размерът на трансформатора ще е доста по - малък, когато схемата работи в режим на прекъснат ток. Това от своя страна води до увеличаване на токовете пикове върху транзистора, диода и филтровия кондензатор. Може да се обобщи, че режима на непрекъснат ток изисква трансформатор с по - голяма намагнитваща индуктивност и следователно с по - големи габарити, като токовете пикове върху активните и пасивни елементи са по - малки.

Предимства на схемата:

Схемата има предимството, че съдържа малък брой елементи и лесно се получават повече на брой изходни напрежения. Всеки изход се получава, чрез прибавяне на допълнителна вторична намотка на трансформатора, диод и кондензатор. От принципа на работа на разглеждания импулсен преобразувател на постоянно напрежение следва, че в еквивалентната му изходна верига винаги участва вторичната намотка на трансформатора. Тази индуктивност има филтриращо действие и затова не е необходимо да се използва филтриращ дросел за всеки от изходите му. Липсата на изходен дросел при полярно реверсивния галванично разделен импулсен преобразувател на постоянно напрежение го прави много подходящ, когато се изискват високи по стойност изходни напрежения, където наличието на високоволтов дросел създава определени проблеми при конструирането и реализирането му.

Проблемът с големия ток на празен ход в схемите от този вид тук е решен чрез така наречения burst mode – режим на нискочестотна модулация, който се установява автоматично, при липса на товар в изхода. При този режим консумацията на схемата е под 1W.

Недостатъци на схемата:

За разлика от другите схеми, в интервала, когато транзисторът е изключен, товарът се захранва с енергия само от филтровия кондензатор. За постигане на малки пулсации на изходното напрежение, трябва да се използва кондензатор с голям капацитет и малко вътрешно съпротивление.

Лошото използване на трансформатора, значителните пулсации в товарното напрежение и завишените габарити на филтровия кондензатор ограничават приложението на реверсивния галванично разделен импулсен преобразувател на постоянно напрежение за мощности до около 300W.

Тази схема на полярно реверсивен галванично разделен импулсен преобразувател на постоянно напрежение се използва за отдаване мощност до 53W, в качеството на захранващ източник на LCD телевизори, монитори и DVD плеъри, принтери и други.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Целта на лабораторното упражнение е да се изследва импулсен токозахранващ източник на базата на мощна интегрална схема VIPER 100.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1 Запознаване с принципа на работа на галванично разделен полярно реверсивен импулсен преобразувател на постоянно напрежение.

3.2 Заснемане на осцилограми в контролните точки, дадени на схемата от фигура 2, при два режима на работа - на празен ход и с товар.

3.3 Да се сHEME товарната характеристика на схемата $U_{21} = f(I_{21})$ на изхода за 24 V (между КТ 10 и GND). Да се сHEME зависимостта на КПД от изходния ток $\eta = f(I_{21})$ на изхода за 24 V (между КТ 10 и GND).

4. Лабораторен стенд и указания.

На фигура 12.3 е представена принципната схема на галванично разделен, полярно реверсивен преобразувател на постоянно напрежение, заедно с контролните точки. Лабораторният макет е показан на фигура 12.2.



Фиг.9.2 Изглед на панела с контролните точки.

КТ1 - контролна точка едно се намира на първи извод на интегралната схема VIPER 100, означен с OSC (генератор).

КТ2 - контролна точка две се намира на втори извод на интегралната схема VIPER 100, означен с VDD (захранване).

КТ3 - контролна точка три се намира на трети извод на интегралната схема VIPER 100, означен с Drain (дрейна на мощния MOSFET транзистор).

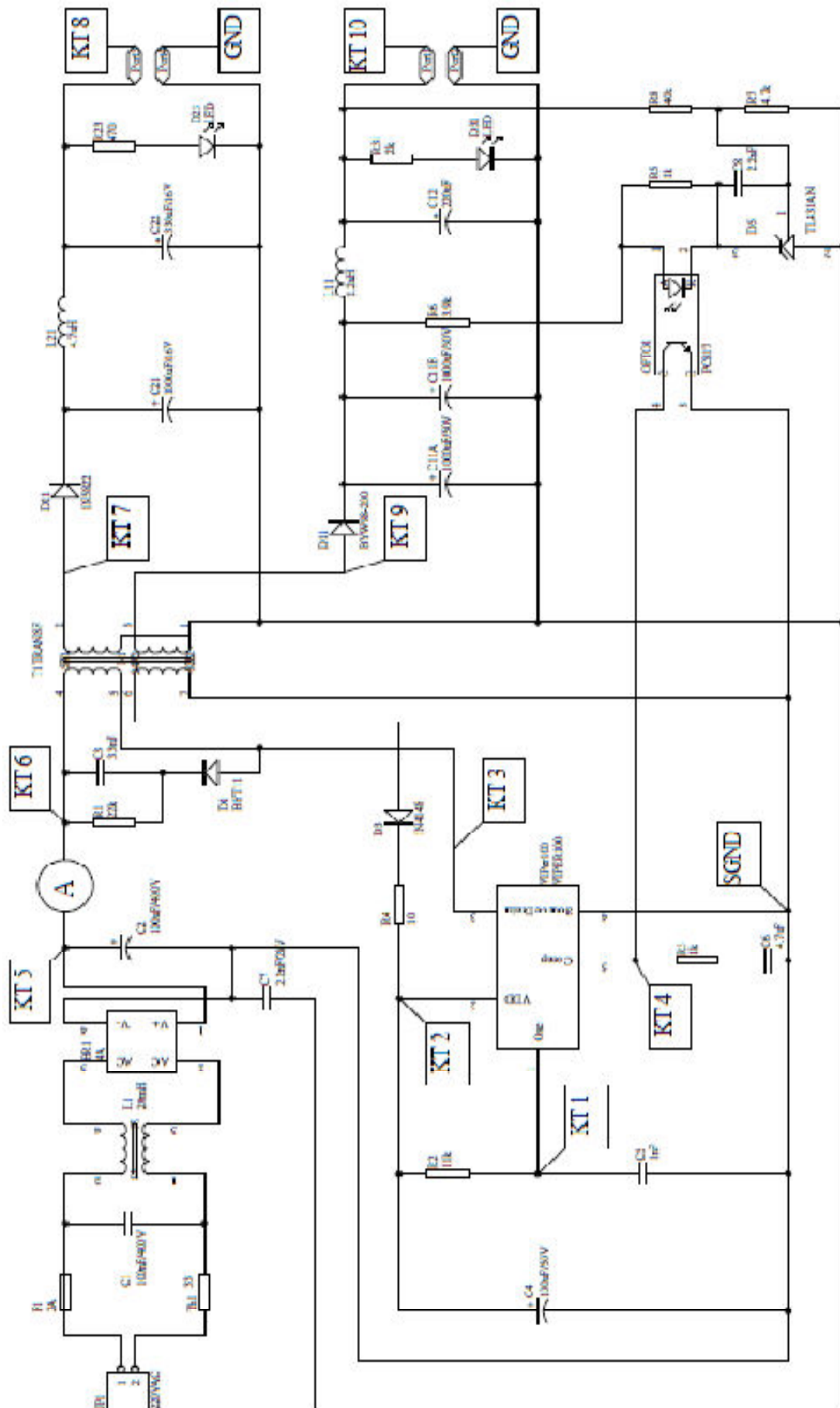
КТ4 - контролна точка четири се намира на пети извод на интегралната схема VIPER 100, означен с Comp (за сигнала от обратната връзка).

КТ5 - контролна точка пет се намира на положителния електрод на кондензатора C₂. Между КТ5 и контролна точка SGND се измерва захранващото напрежение U_{IN}.

КТ6 - контролна точка шест се намира на първичната намотка на трансформатора T₁.

КТ7 – контролна точка седем се намира на анода на диод D21, тоест напрежението на вторичната намотка на импулсния трансформатор за 5V.

КТ8 – контролна точка осем се намира на изхода на LC филтъра за 5V, тоест вече изправеното и филтрирано напрежение в изхода за 5V.



Фиг.9.3 Схема на лабораторния макет.

КТ10 – контролна точка десет се намира на изхода на LC филтъра за 24V, тоест вече изправеното и филтрирано напрежение 24V.

SGND – четвърти извод на интегрална схема VIPER 100, означен със Source (сorc на мощния MOSFET транзистор).

GND – маса на изходните напрежения

⚠ Внимание! Измерванията в контролни точки КТ3, КТ5 и КТ6 да се правят с особено внимание, тъй като те имат висок потенциал! Да не се докосват неизолирани проводници и шини! Да не се докосва масата на осцилоскопа при включена сонда!

4.2. Указания по задача 3.2.

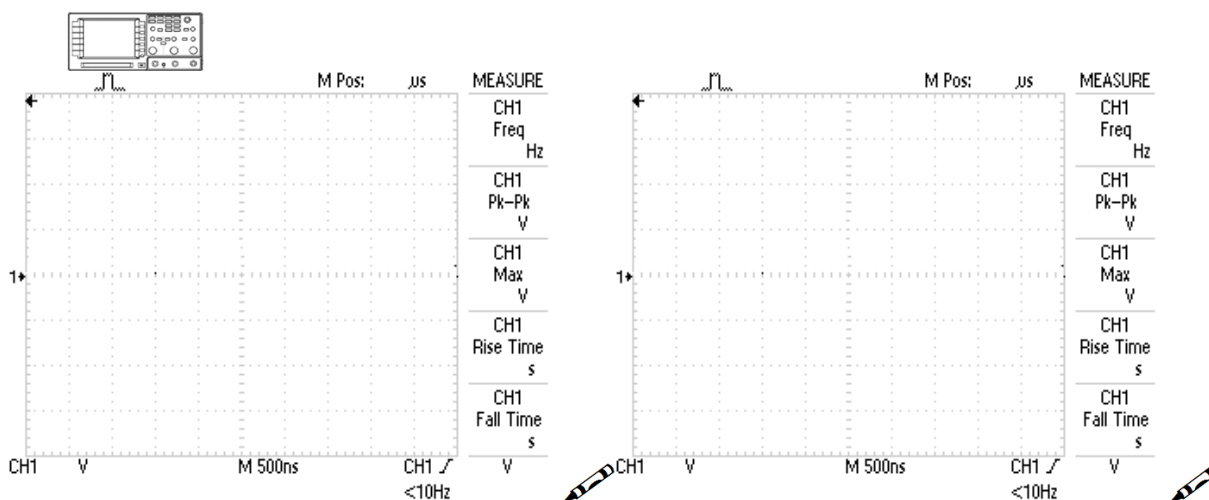
Задача 3.2 да се изпълни като на изхода за 24 V (между КТ 10 и GND) се включи товарно съпротивление със стойност указана от Ръководителя на упражнението. Контролни точки КТ 5 КТ 6 се свързват на късо. Осцилограмите в контролни точки КТ 1, КТ 2, КТ 3, КТ 4 се заснемат спрямо сигнала SGND. Осцилограмите в контролни точки КТ 7, КТ 8, КТ 9 и КТ 10 се заснемат спрямо сигнала GND.

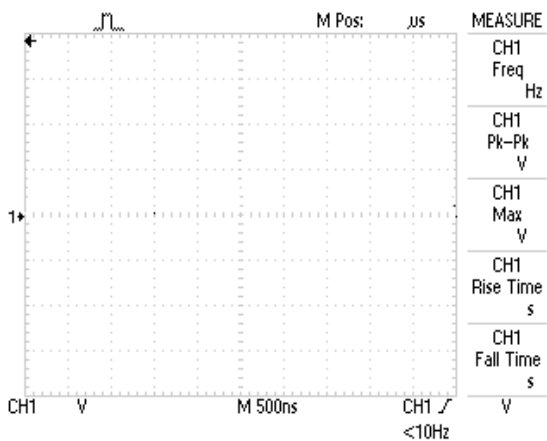
4.3. Указания по задача 3.3

За осъществяване на тази задача на изхода за 24V (между КТ 10 и GND) се свързва реостат за промяна на товарното съпротивление и амперметър за отчитане на изходния ток I_{21} . Този ток се променя чрез реостата в границите от 0A до 2A със стъпка, указана от Ръководителя на лабораторното упражнение. Между контролни точки КТ 5 и КТ 6 се свързва амперметър за измерване на входния ток I_{IN} . Използваме формулите: $P_{IN} = U_{IN} \cdot I_{IN}$ [W], $P_{21} = U_{21} \cdot I_{21}$ [W] и $\eta = (P_{21}/P_{IN}) \cdot 100$ [%] Резултатите се нанасят в таблица 1. Начертават се графиките $U_{21} = f(I_{21})$ и $\eta = f(I_{21})$.

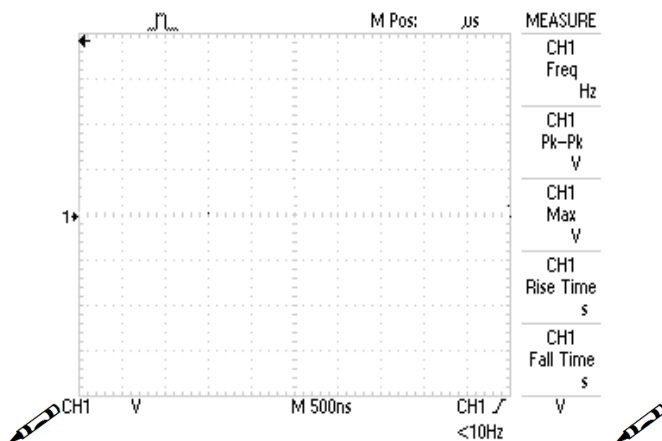
КТ9 – контролна точка девет се намира на анода на диода D11, тоест напрежението на вторичната намотка на импулсния трансформатор за 24V.

6. Експериментални резултати и графики.

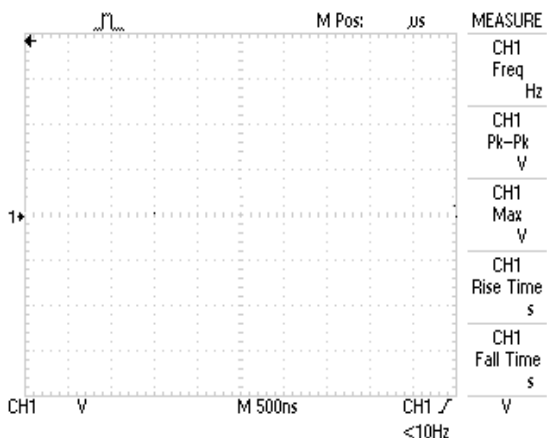




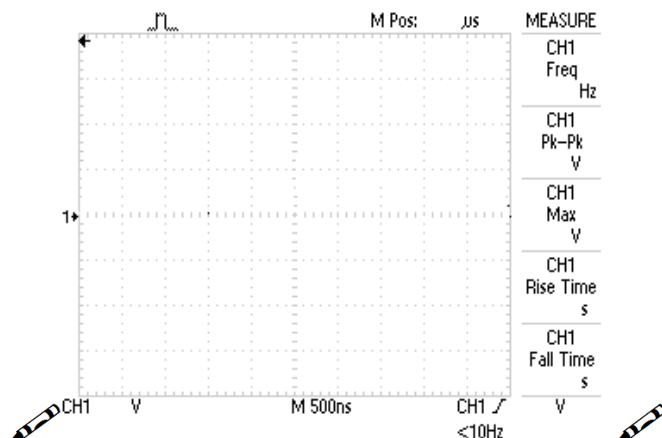
КТ2 (реж. на раб. на празен ход)



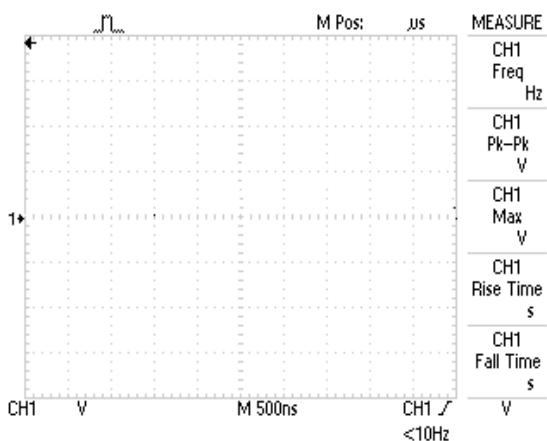
КТ2 (реж. на раб. с товар)



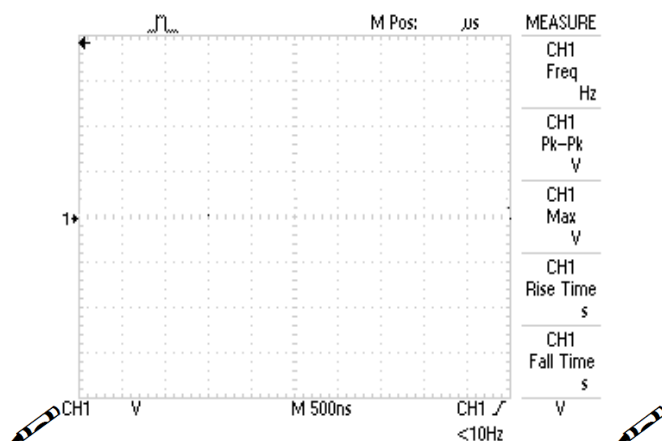
КТ3 (реж. на раб. на празен ход)



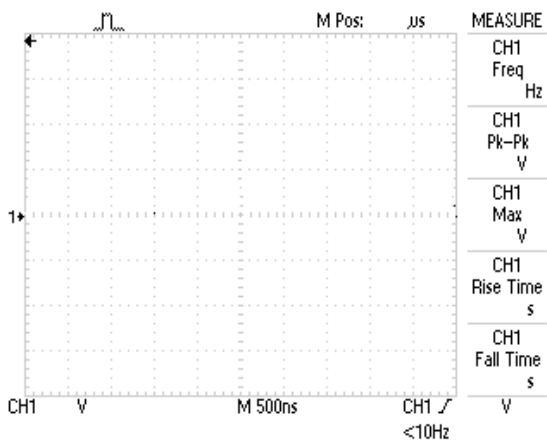
КТ3 (реж. на раб. с товар)



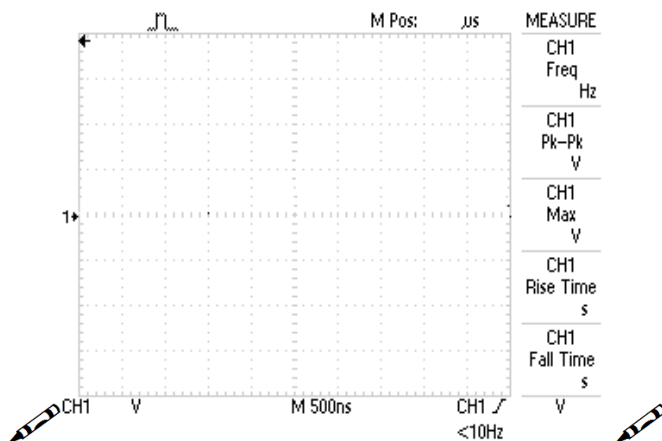
КТ4 (реж. на раб. на празен ход)



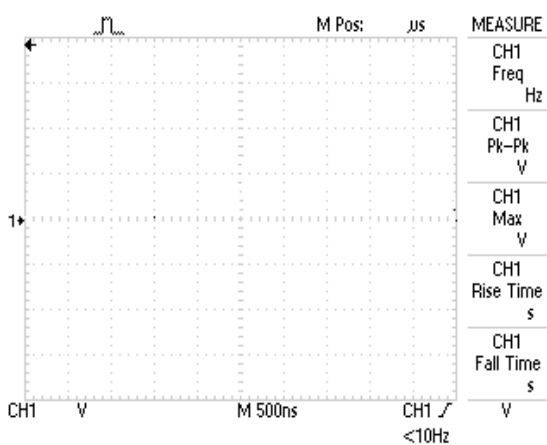
КТ4 (реж. на раб. с товар)



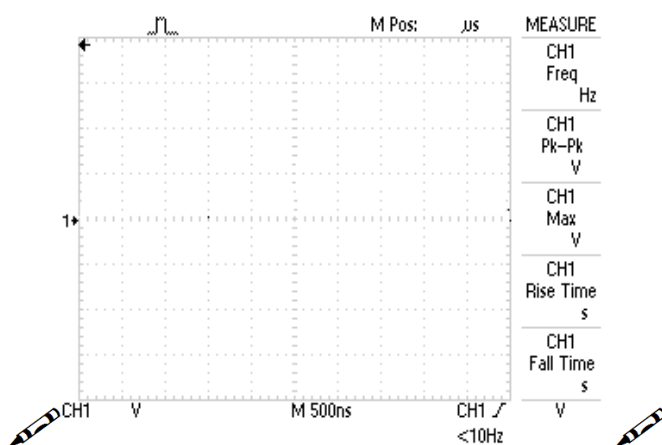
КТ7 (реж. на раб. на празен ход)



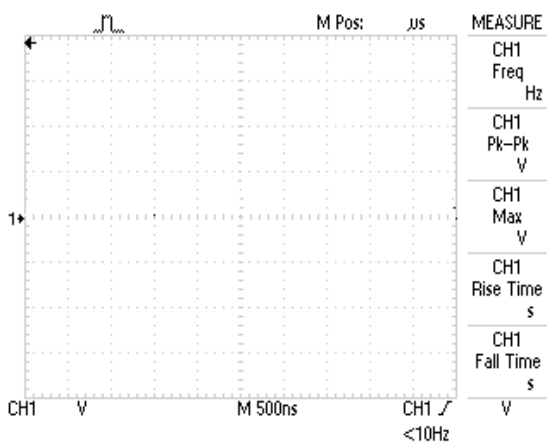
КТ7 (реж. на раб. с товар)



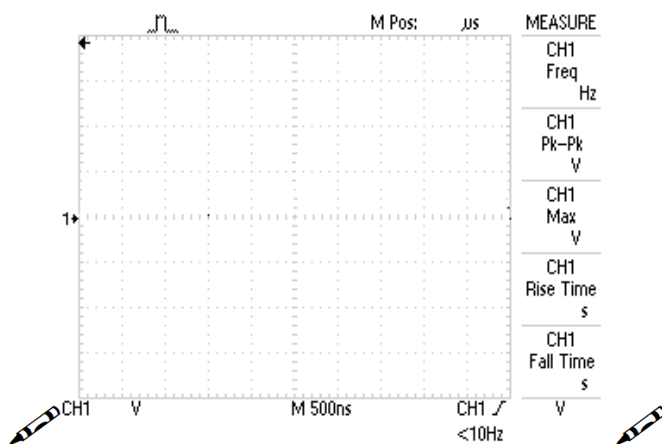
КТ8 (реж. на раб. на празен ход)



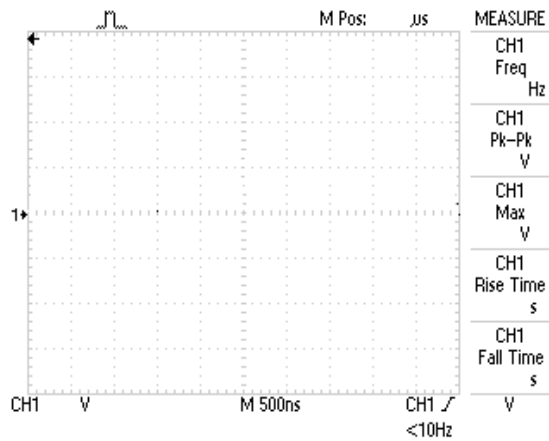
КТ8 (реж. на раб. с товар)



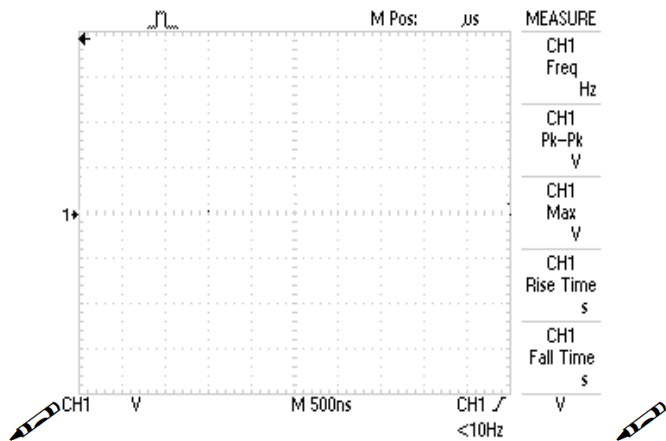
КТ9 (реж. на раб. на празен ход)



КТ9 (реж. на раб. с товар)



КТ10 (реж. на раб. на празен ход)

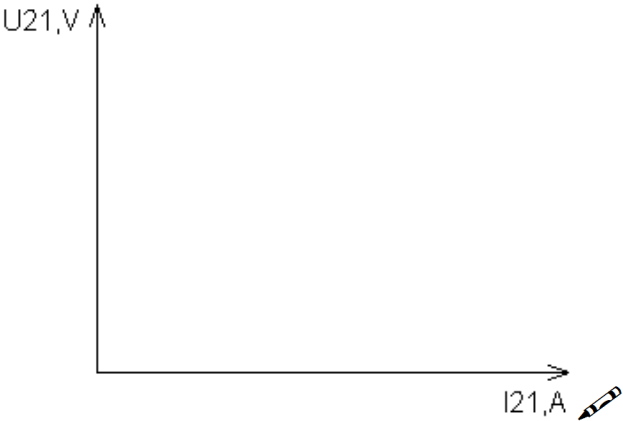


КТ10 (реж. на раб. с товар)

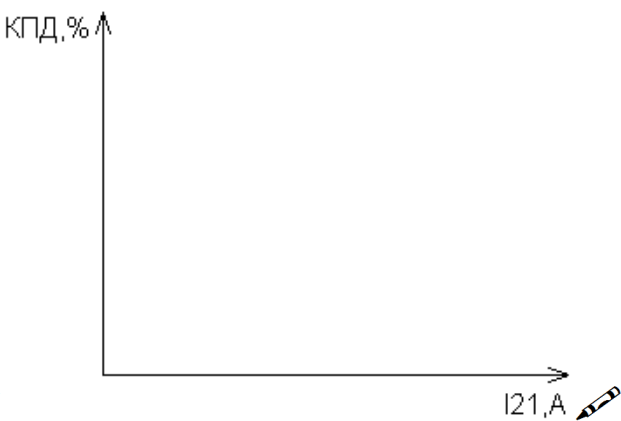
Таблица 1

I_{IN}, A										
U_{IN}, V										
P_{IN}, W										
I_{21}, A										
U_{21}, V										
P_{21}, W										
$\eta, \%$										

$U_{21} = f(I_{21})$



$\eta = f(I_{21})$



6. Изводи.

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №10

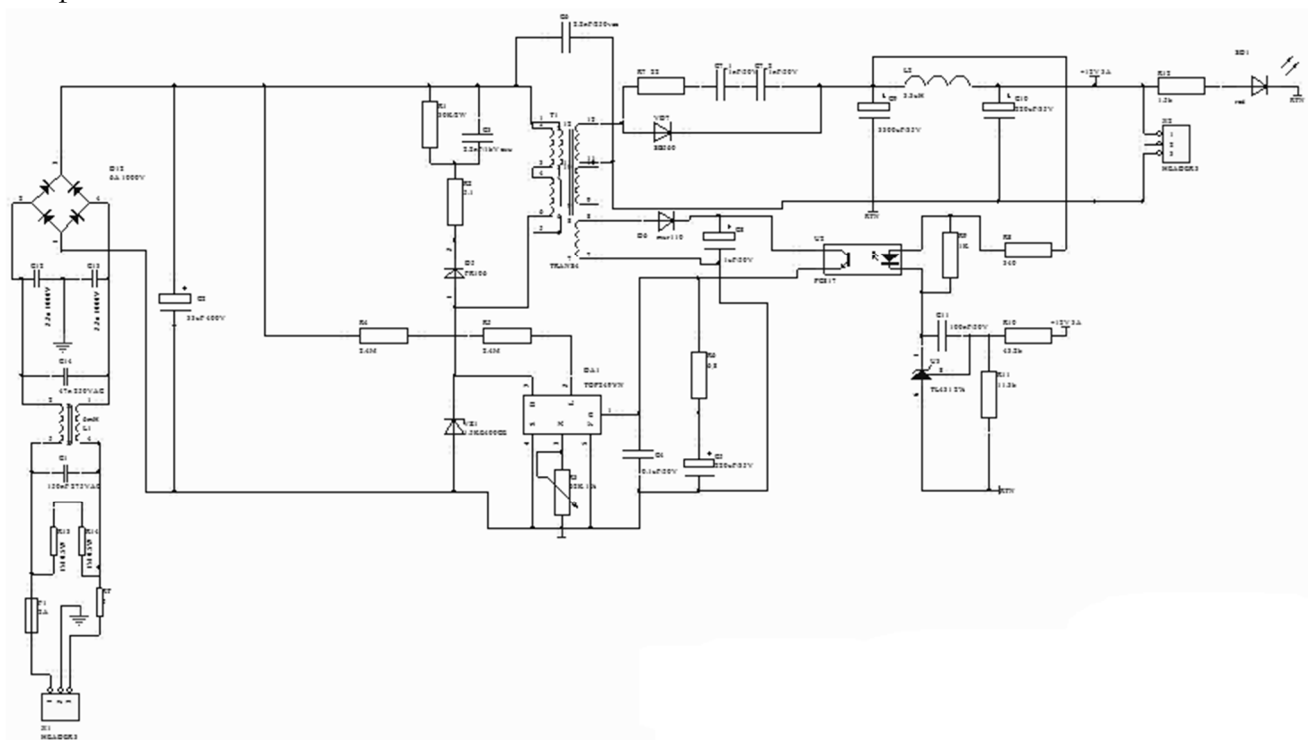
ИЗСЛЕДВАНЕ НА ИМПУЛСЕН ТОКОЗАХРАНВАЩ ИЗТОЧНИК НА БАЗАТА НА МОЩНА ИНТЕГРАЛНА TOP249YN ОТ ФАМИЛИЯТА TOPSWITCH НА „POWER INTEGRATION”

1. Теоретична обосновка.



Схемата, показана на фиг.10.1 се възползва от предимствата на няколко характерни особености на TOPSwitch за намаляване цената, размера на електрическо захранването и за подобряване на ефикасността.

Тази схема осигурява изходна мощност до 36 W, при изходно еднополярно напрежение +12 VDC. Номиналната ефективност от 80% при пълен товар се постига, като се използва TOP249YN. Границата на тока е настроена външно от резистори R1 и R2 на стойност малко над долната граница на работния захранващ ток на приблизително 70% от граничната стойност.



Фиг. 10.1 Импулсно захранване с на TOPSwitch.

Това позволява употребата на по-малък основен трансформатор и по-висока първична индуктивност на трансформатора за дадена мощност на изхода, като се намалява разсейването на TOPSwitch –GX, като в същото време се избягва насищането на основния трансформатор по време на стартирането и временните състояния при изхода. Резисторите R1 и R2 подават сигнал, който намалява тока с увеличено линейно напрежение, което от своя страна ограничава мощността на максималния товар при високо линейно напрежение на входа. Тази функция в комбинация с вградения слаб старт на TOPSwitch–GX, позволява употребата на RCD клем с нисък разход (R3, C3 и D1) с по-високо отразено напрежение, като за безопасност се ограничава товарното напрежение

на TOPSwitch –GX. Резистори R4 и R5 осигуряват проверка на чувствителността по веригата, като настройва UV на 100 V/DC и OV на 450 V/DC. Максималната разширена характеристика на задължителния цикъл на TOPSwitch –GX (гарантирана минимална стойност от 75% до 65% за TOPSwitch- II) позволява да се използват по-малки входни кондензатори (C1). Максималната разширена характеристика на задължителния цикъл и по-високото отразено напрежение, което е въз-можно с RCD клемите също позволява употребата на по-високо първично и вторично обратно съотношение за T1, което намалява върховото обратно напрежение, на което е подложен вторичния ценера. Като резултат, може да се използва ценер от 60 V на шотки за изходи до 15 V, което значително увеличава ефикасността на захранването. Намаляването на честотата на TOPSwitch –GX елиминира необходимостта от допълнителен товар за регулиране при липса на товар и намалява консумацията на ток при режим на изчакване. Регулирането при изхода се постига, като се използва проста електрическа верига на Ценер с цел намаляване на цената. Изходното напрежение се определя от Ценеров диод и напрежението пада през оптрон, LED и резистор. Резистор R10 показва отклонение в тока към Ценера за типично регулиране от плюс-минус 5% при изходно ниво 12 V, при различни вариации от линия, товар и компоненти.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Целта на лабораторното упражнение е да се изследва изпулсен токозахранващ източник на базата на мощна интегрална схема TOP249YN.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1 Запознаване с принципа на работа на импулсно захранване със специализирана интегрална схема TOP249YN.

3.2 Заснемане на осцилограми в контролните точки, дадени на схемата от фигура 4.2, при два режима на работа - на празен ход и с товар.

3.3 Да се снемат товарната характеристика на схемата $U_{21} = f(I_{21})$ на изхода за 12 V (между KT7 и GND). Да се снемат зависимостта на КПД от изходния ток $\eta = f(I_{21})$ на изхода за 12 V (между KT7 и GND).

4. Лабораторен стенд и указания.

На фигура 10.2 е представена принципната схема на импулсно захранване със специализирана интегрална схема TOP249YN.

KT1- контролна точка едно се намира на трети извод на интегралната схема TOP249YN, означен с X.

KT2 - контролна точка две се намира на втори извод на интегралната схема TOP249YN, означен с L.

KT3 - контролна точка три се намира на седми извод на интегралната схема TOP249YN, означен с D (дрейна на транзистора).

KT5 – контролна точка пет се намира на положителния електрод на кондензатора C2. Между KT5 и SGND се измерва захранващото напрежение U_{in} .

KT6- контролна точка шест се намира на анода на диод VD7, тоест напрежението на вторичната намотка на импулсния трансформатор.

KT7 - контролна точка седем се намира на изхода на LC филтъра, тоест на вече изправеното и филтрирано напрежение на изхода.

KT8 – контролна точка осем е постояннотоковото захранване на оптотранзистора в оптрона за галванично разделяне.

SGND – четвърти извод на интегралната схема, означен с S (сорс на транзистора)

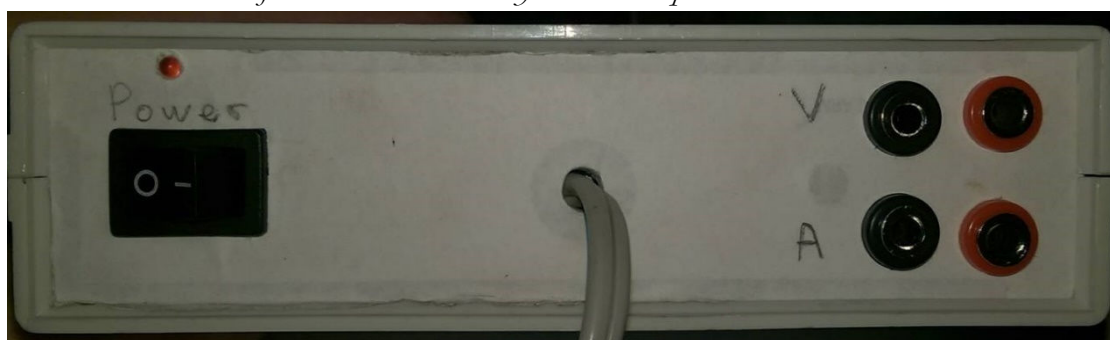
GND – маса на изходните напрежения

⚠ Внимание! Измерванията в контролни точки KT3 и KT5 да се правят с особено внимание, тъй като те имат висок потенциал! Да не се докосват неизолирани проводници и шини! Да не се докосва масата на осцилоскопа при включена сонда!

На фиг.13.3 и фиг.13.4 е представен лабораторния стенд.



фиг.10.3 Изглед на пулта с контролните точки.



фиг.10.4 Изглед към пулта за включване на измервателните уреди.

Указания по задача 3.2.

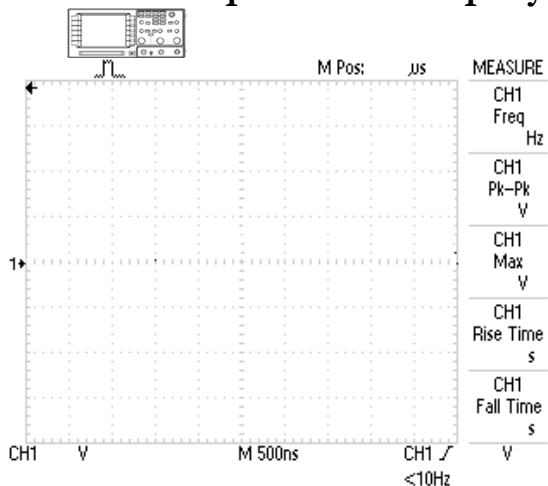
Задача 3.2 да се изпълни като на изхода за 12 V (между KT8 и GND) се включи товарно съпротивление със стойност указана от Ръководителя на упражнението. Осцилограмите в контролни точки KT 1, KT 2, KT 3, KT 4 се заснемат спрямо сигнала SGND. Осцилограмите в контролни точки KT 6, KT 7 и KT 8 се заснемат спрямо сигнала GND.

Указания по задача 3.3

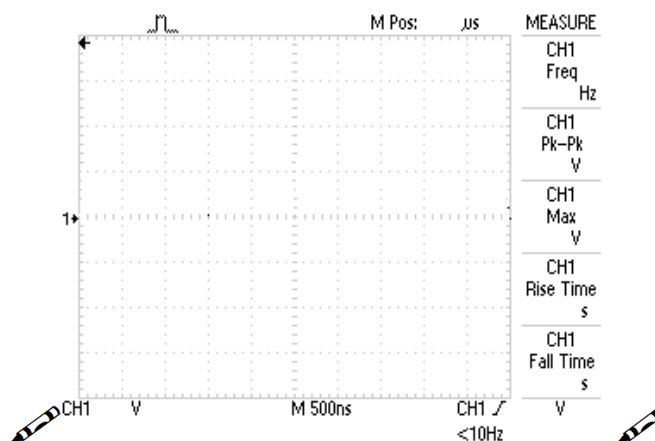
За осъществяване на тази задача на изхода за 12V (между KT8 и GND) се свързва реостат за промяна на товарното съпротивление и амперметър за отчитане на изходния

ток I_{21} . Този ток се променя чрез реостата в границите от 0A до 3A със стъпка, указана от Ръководителя на лабораторното упражнение. На контролна точка КТ5 се свързва амперметър за измерване на входния ток I_{IN} . Използваме формулите: $P_{IN} = U_{IN} \cdot I_{IN}$ [W], $P_{21} = U_{21} \cdot I_{21}$ [W] и $\eta = (P_{21}/P_{IN}) \cdot 100$ [%] Резултатите се нанасят в таблица 1. Начертават се графиките $U_{21} = f(I_{21})$ и $\eta = f(I_{21})$.

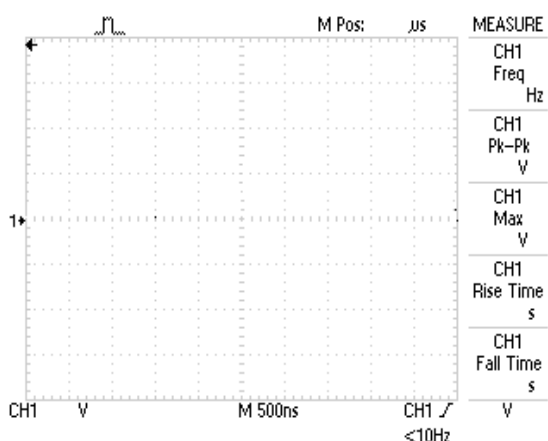
5. Експериментални резултати и графики



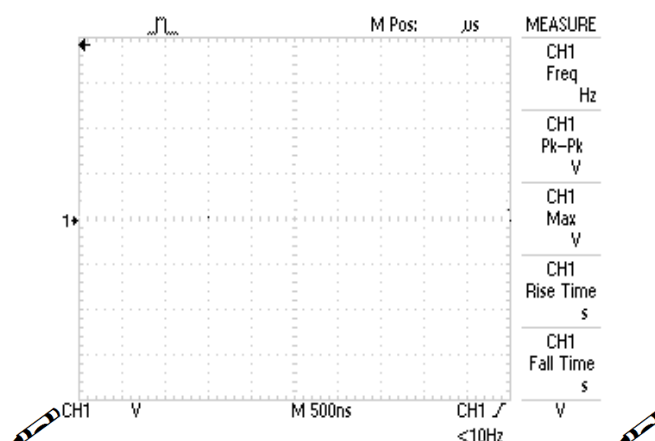
КТ1 (реж. на раб. на празен ход)



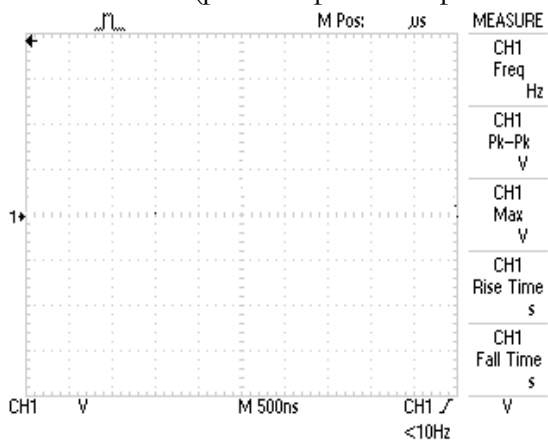
КТ1(реж. на раб. с товар)



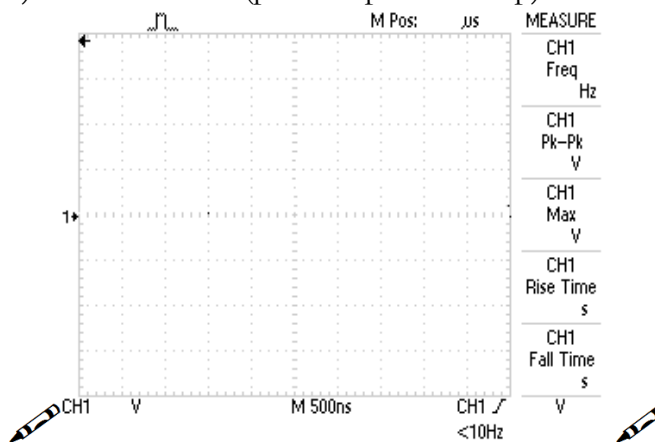
КТ2 (реж. на раб. на празен ход)



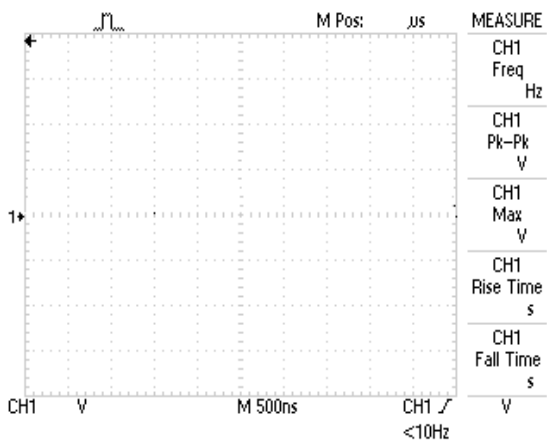
КТ2 (реж. на раб. с товар)



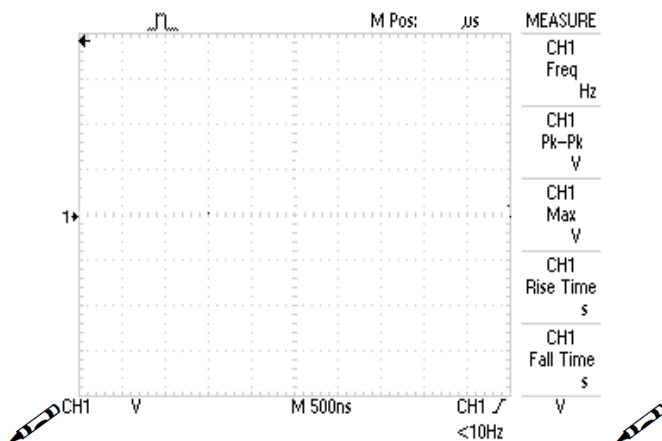
КТ3 (реж. на раб. на празен ход)



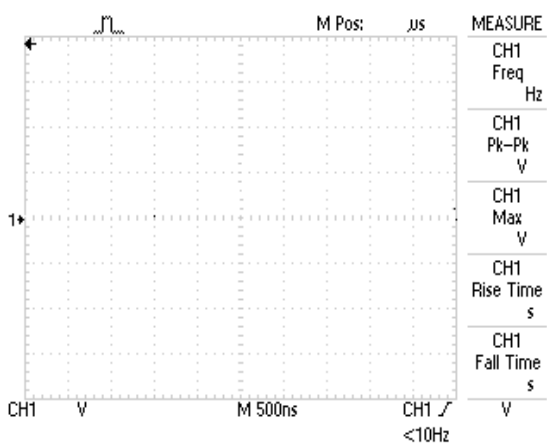
КТ3 (реж. на раб. с товар)



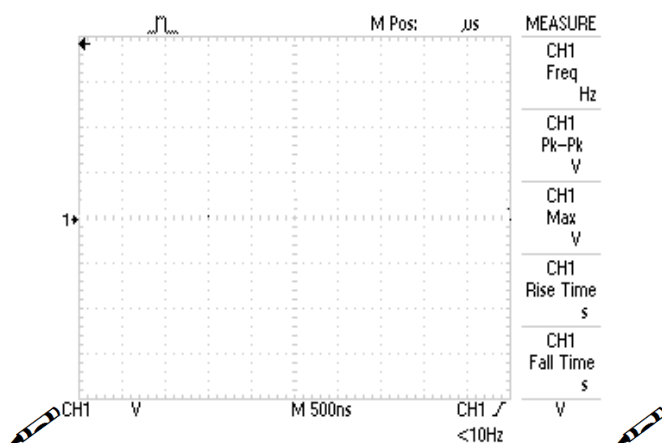
кт4 (реж. на раб. на празен ход)



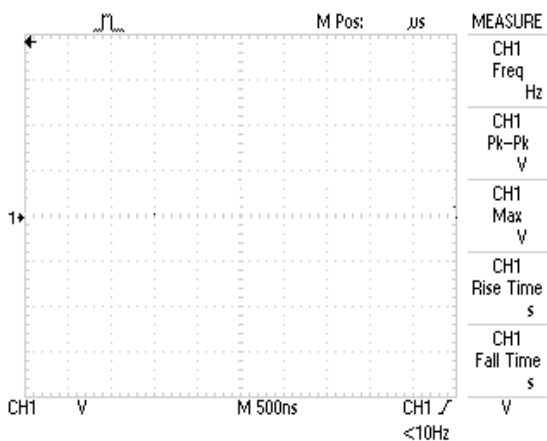
кт4 (реж. на раб. с товар)



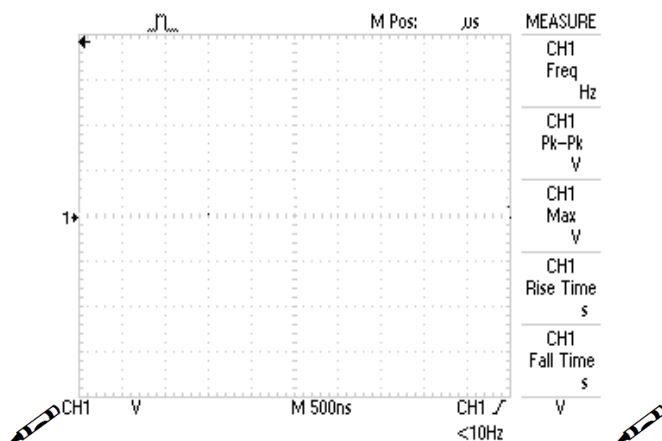
кт5 (реж. на раб. на празен ход)



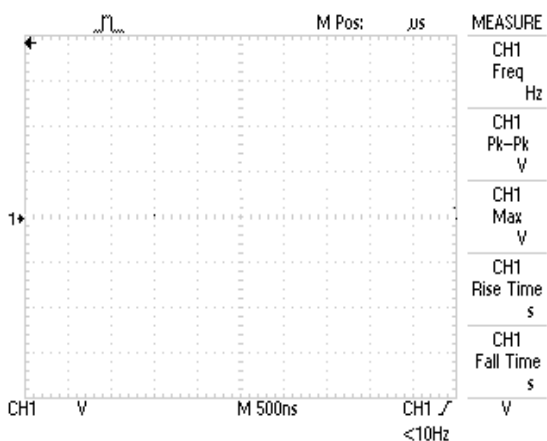
кт5 (реж. на раб. с товар)



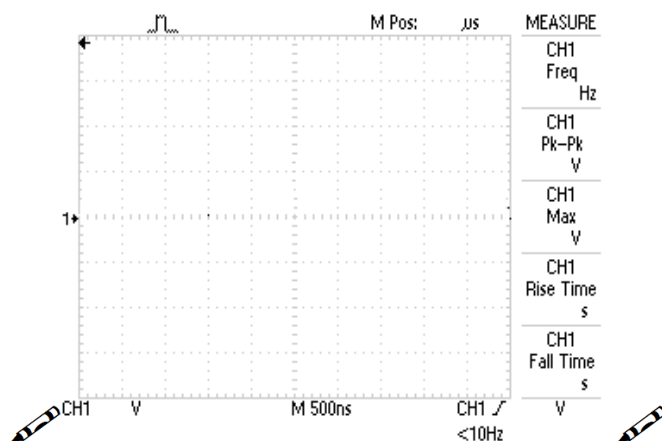
кт6 (реж. на раб. на празен ход)



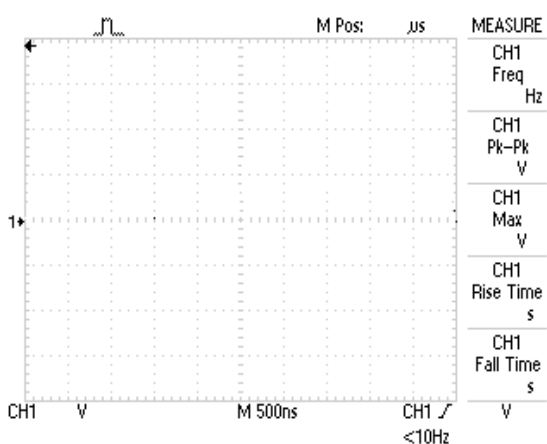
кт6 (реж. на раб. с товар)



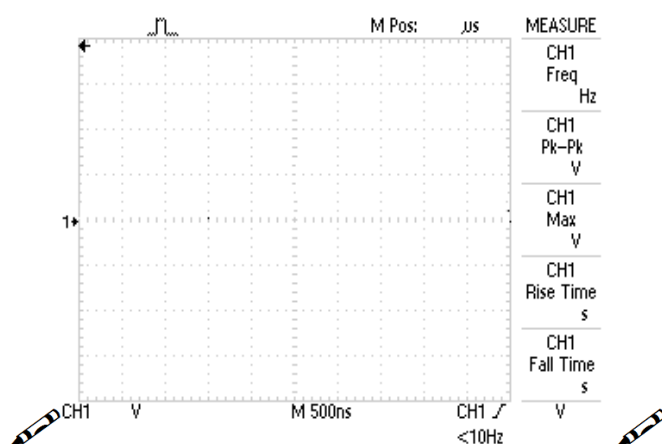
КТ7 (реж. на раб. на празен ход)



КТ7(реж. на раб. с товар)



КТ8 (реж. на раб. на празен ход)



КТ8(реж. на раб. с товар)

Таблица 10.1

$P_{in}=U_{in}.I_{in}$ [W]; $P_{out}=U_{out}.I_{out}$ [W]; $\eta=(P_{out}/P_{in}).100$ [%].

Rt	120	100	33	20	15,5	10	6,67
I_{IN},A							
U_{IN},V							
P_{IN},W							
I₂₁,A							
U₂₁,V							
P₂₁,W							
η, %							

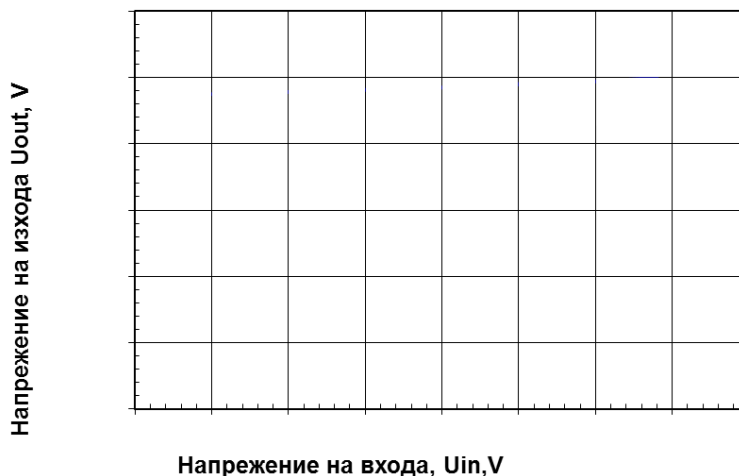
- Начертайте характеристиката $U_{out}=f(I_{out})$;

Изходна характеристика



- Начертайте характеристиката $U_{out}=f(U_{in})$;

Входна характеристика



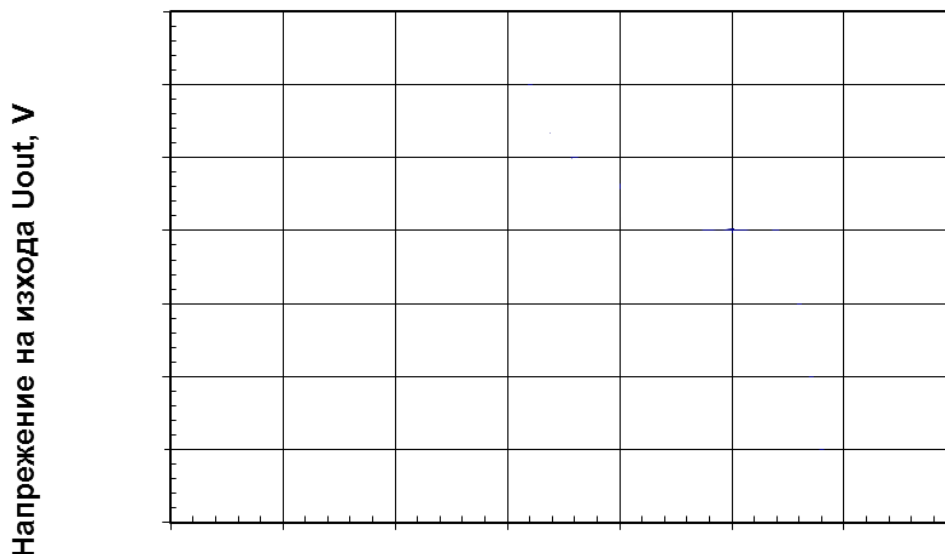
- Начертайте характеристиката $I_{out}=f(\kappa)$;

Регулировъчна характеристика



- Начертайте характеристиката $U_{out}=f(\kappa)$;

Регулировъчна характеристика



Коефициент на запълване κ , %

- Начертайте характеристиката $\eta=f(I_{out})$;

Коефициент на полезно действие



Ток на изхода I_{out} , A

7. Изводи

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №11

ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН ИНВЕРТОР С ШИМ ЗА СЛЪНЧЕВ ПАНЕЛ

1. Теоретична обосновка.



Инверторите са важен елемент от електрическата част на всяка фотоволтаична централа. Задачата им е да преобразуват постояннотоковата електроенергия, произведена от соларния генератор в променливотокова и да подадат максимално възможната мощност към мрежата. Ефективността на фотоволтаичната система до голяма степен зависи от функционалните характеристики на инвертора. Поради тази причина е необходим прецизен подбор на подходящия инвертор за всяка отделна инсталация.



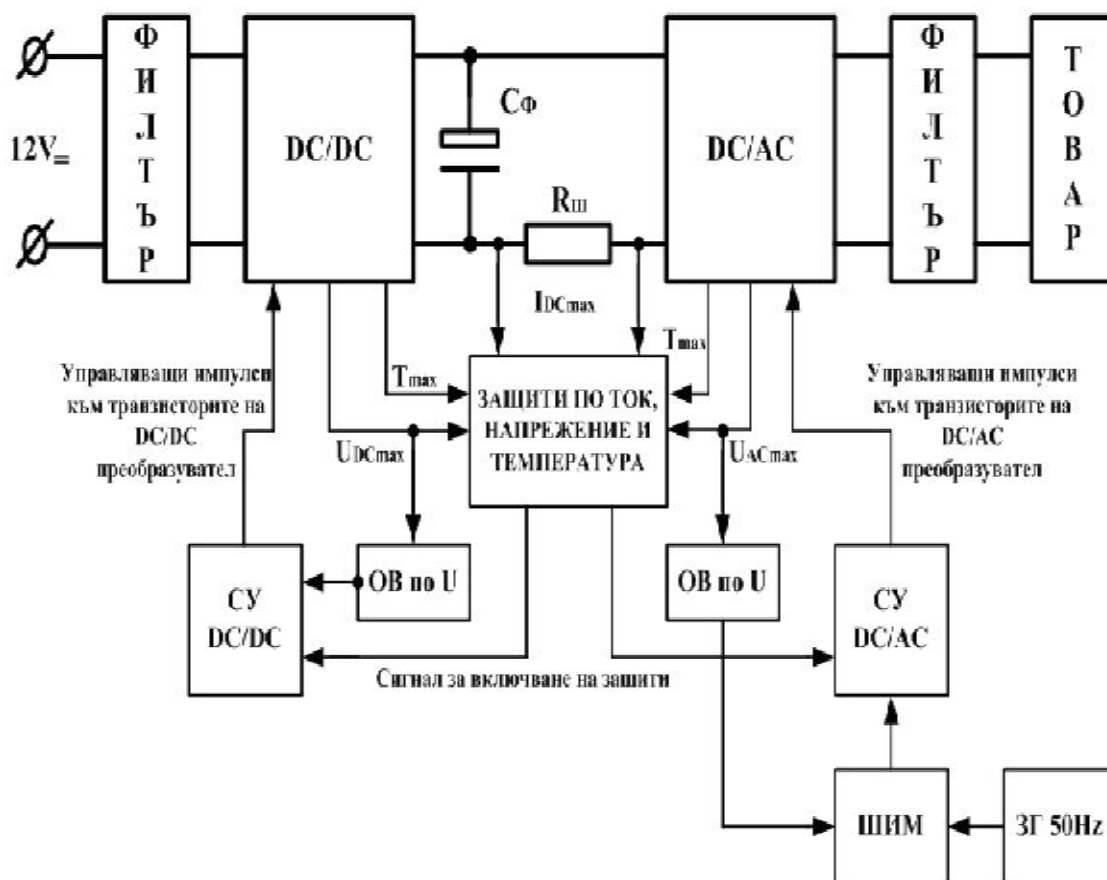
Инверторите се разделят основно на **стрингови** (String Inverters) и **централни** (Central Inverters). При стринговите инвертори към един инвертор се свързва само един стринг. Така отделните стрингове могат да бъдат конфигурирани с различни електрически параметри - мощност, ток и напрежение. Също така наличието на частично засенчване не се отразява на добива на цялата соларна система, а само на отделни стрингове.

Когато енергията на една фотоволтаична система се преобразува само от един инвертор, то той се нарича централен. Използването му в соларни инсталации е целесъобразно, само когато те не се засенчват частично от други обекти, всички стрингове са електрически еднакви и имат еднакъв наклон и изложение. Ако тези условия са изпълнени, централните инвертори са по-ефективното и икономически изгодно решение. Недостатък се явява, че при евентуална повреда на инвертора се прекъсва подаването на ток към мрежата на цялата фотоволтаична централа.

1.1. Функционална блок схема.

За да изпълнява предвиденото си предназначение, даден преобразувател трябва да съдържа основните блокове:

- Захранващо устройство – акумулатор;
- Входен филтър – обикновено се използва електролитен филтров кондензатор и „бърз“ енергиен кондензатор;
- Преобразователен блок – DC/DC преобразувател.



Фиг. 11.1. Блок схема на преобразувател на постоянно в променливо напрежение 12/220V.

Блок схемата на преобразувател на постоянно в променливо напрежение 12/220V е показана на фиг. 14.1. В тази блок-схема са предвидени да участват блокове и изпълняват предвидените функции:

- входен филтър;
- DC/DC преобразувател;
- Междинен филтър;
- DC/AC преобразувател;
- Изходен филтър;
- Система за управление на DC/DC преобразувателя;
- Система за управление на DC/AC преобразувателя;
- Задаващ генератор на мрежова честота;
- Блок за широчинно – импулсна модулация.

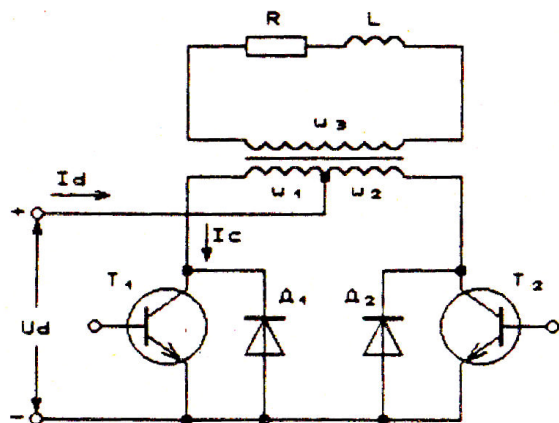
1.2. Принцип на действие на основните блокове.

Преобразувател на постоянно в постоянно напрежение - Първия основен блок с преобразувателите на постоянно в променливо напрежение е повишаващия DC/DC преобразувател. Неговата основна функция е да преобразува акумулаторното напрежение със стойност 12V в постоянно напрежение с амплитуда 310V.

Изборът на DC/DC преобразувател, който в най-голяма степен удовлетворява тези изисквания е т. н. противотактен симетричен конвертор. Схемата е такава, че два еднотактни конвертора работят последователно върху обща магнитна система и общ изходен филтър. Предимствата при нея са, че върху филтъра се получава удвоената честота на преобразуване (оптимално-лесната филтрация) както и липсата на размагнитваща намотка. Тази схема се използва за получаване на изходни напрежения до няколко стотин волта и мощности до няколко киловата. Характерните особености на схемното решение са високият КПД и двойно по-малкия ток през ключовите елементи спрямо използването на еднотактни преобразуватели.

На фиг. 11.2 е показана схема на двутактен преобразувател на постоянно в постоянно напрежение.

Преобразувателят е реализиран със силовите транзистори T_1 и T_2 към колекторните вериги, на които е включена първичната намотка - W_1' и W_1'' на импулсния трансформатор Tr , а към вторичната намотка W_2 е включен изправителя VD_1, VD_2 . На изхода на високочестотния изправител е включен LC изглаждащ филтър. Принцип на действие на схемата – принципът на действие на тази схема е следния – от системата за управление се подават управляващи импулси към двата транзистора. През единият полупериод се подава управляващ импулс към транзистор T_1 , при което ток протича по веригата $+ U_d$, първичната намотка на трансформатора HF_TR w_1 , транзистор T_1 и затваря веригата в $- U_d$.



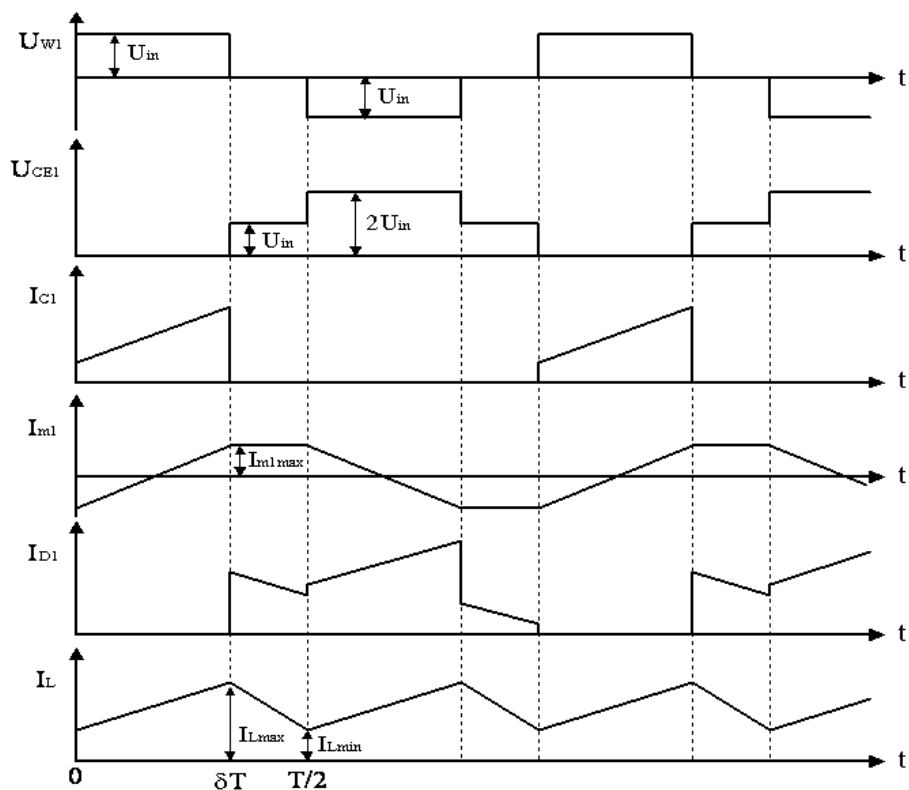
Фиг.11.2. Двутактен DC/DC преобразувател.

на пауза между импулсите е свързано с осигуряване на режим на размагнитване на високочестотния трансформатор. През втория полупериод ток протича по следната верига - $+ U_d$, първичната намотка на трансформатора HF_TR w_2 , транзистор T_2 и затваря веригата в $- U_d$.

Междинен филтър – предвид добрата филтрация на напрежението при използване на противотактен DC/DC конвертор се използва алуминиев електролитен кондензатор. Изискванията към този кондензатор са: номинално работно напрежение по-високо от изискваното по задание изходно напрежение и стойност на капацитета, осигуряваща добро филтриране, т.е. малки стойности на коефициента на пулсация.

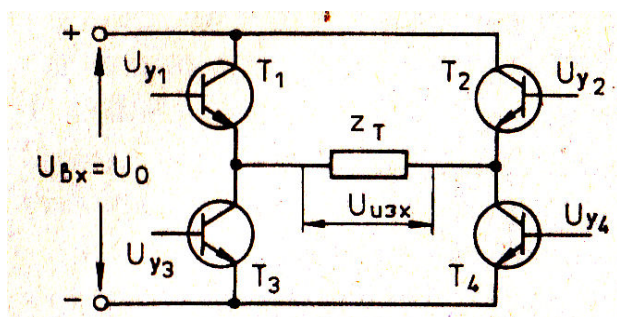
Модулационен преобразувател на постоянно в променливо напрежение (DC/AC преобразувател) - за получаване на променливо изходно напрежение с

двуполярна амплитуда е необходимо да се използва мостова схема с или без изходен трансформатор. Начинът на действие на инвертора е следният – фиг. 11.3. Чрез системата за управление се изработват управляващи импулси за тиристорите с честота $\omega_y = \omega$, които са синхронни за транзистори Т1, Т4 и съответно за Т2, Т3. Управляващите импулси на двете рамена на мостовият инвертор са противофазни, т. е. те са отпушващи за едната двойка и запушващи за другата двойка транзистори.



Фиг.11.3. Времедиаграмите на работа.

През първия полупериод отпушващи импулси се подават на транзистори Т1 и Т4. При това ток в схемата на инвертора протича по веригата: източник на напрежение(+ U_0), през транзистор Т1, товарният кръг Z_T , транзистор Т4 и веригата се затваря в минуса на захранващия източник(- U_0). В момента, който е край на първия полупериод и начало на втория, се подават отпушващи импулси на транзисторите Т2 и Т3.



фиг.11.4. Автономен мостов инвертор.

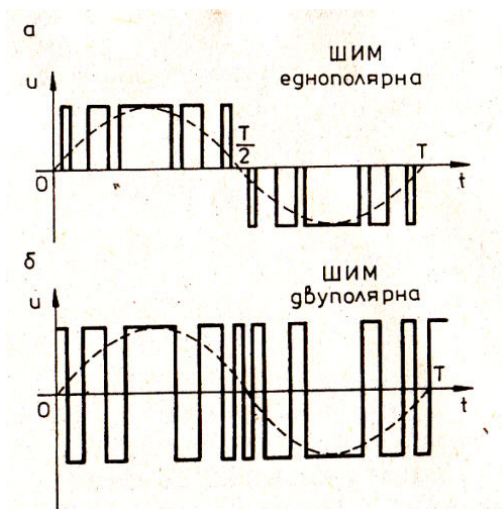
Формирането (генерирането) на променливо напрежение $U_{изх}$ между точките а и б, в частност, върху товара Z_T , е резултат от протичането на ток в различна посока в променливотоковата верига през два съседни полупериода.

Съчетаването на импулсния режим на работа с изискването за синусоидност може да се постигне чрез прила-

гане на модулация по синусоиден закон на параметрите на импулсни напрежителни функции. Подобни функции имат вид на еднакви разнополярни пакети от правоъгълни напрежителни импулси за всеки полупериод от изходното напрежение. Получаването на импулсните пакети става чрез многократна комутация на

полупроводниковите ключове в рамките на всеки полупериод. На модулиране се подлагат основните параметри на импулсите - продължителност(широчина) и височина(амплитуда).

На фиг. 11.5. е показан принципа на регулиране с ШИМ. ШИМ представлява модулация по синусоиден закон на широчините на правоъгълни импулси с неизменна амплитуда. Трябва да се отбележи, че изменението на броя на импулсите в полупериод при ШИМ става само чрез изменение на закона за управление, при неизменна силова верига. Изменението обаче на броя на стъпалата в полупериод при АИМ изисква изменение на количеството както и на източниците на напрежение, така и на полупроводниковите ключове от силовата верига, а така също и нов подход за тяхното управление.



Фиг. 11.5. Принцип на действие на широчинно – импулсна модулация.

Трябва да се отбележи, че изменението на броя на импулсите в полупериод при ШИМ става само чрез изменение на закона за управление, при неизменна силова верига. Изменението обаче на броя на стъпалата в полупериод при АИМ изисква изменение на количеството както и на източниците на напрежение, така и на полупроводниковите ключове от силовата верига, а така също и нов подход за тяхното управление.

Независимо от оптимизацията прякото използване на импулсните модулационни функции може да се окаже недопустимо, поради високите стойности на K . За

решаването на проблема и тук, както при правоъгълното променливо напрежение, се използват изходни филтри, изградени от пасивни LC-елементи. Доказано е, че най-доброто решение за случая дават Г-образните LC-филтри. Стойностите на филтровите елементи се определят чрез относително сложни графо-аналитични изчислителни процедури.

Нормалното функциониране на инверторите изисква те да притежават някои допълнителни възможности, например: стабилизиране на стойността на изходното променливо напрежение; защита на изхода срещу претоварване по ток и късо съединение; сигнализация на състоянията; компенсация на $\cos\varphi$ на товара;

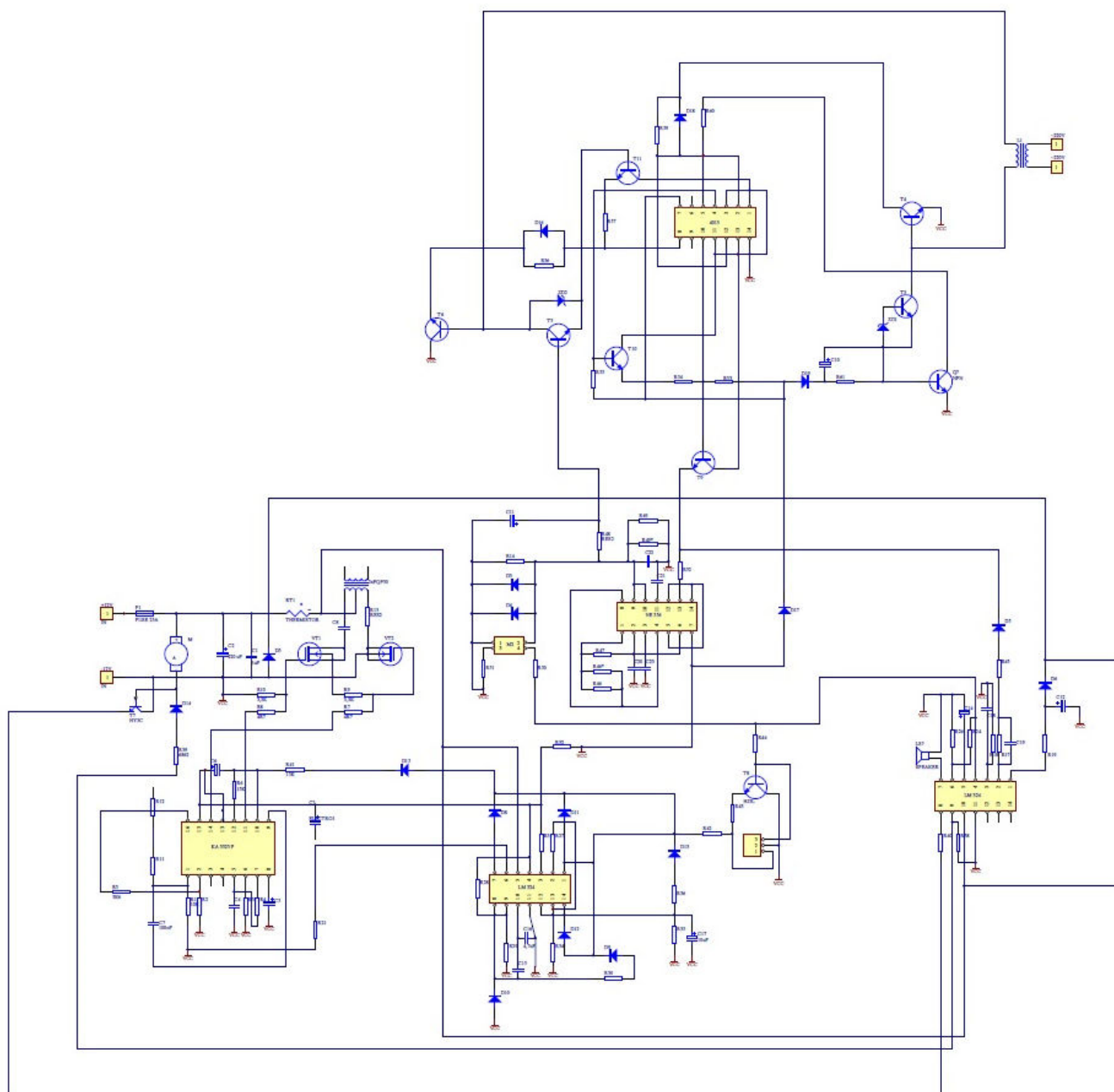
ИЗХОДЕН ФИЛТЪР - В случай, когато инверторите ще създават напрежение еквивалентно на захранващата електрическа мрежа едно от изискванията, на които трябва да отговарят е синусоидалност на формата на напрежението. Оценка за това дава показателят коефициент на нелинейни изкривявания $K_{ни}$, чиято максимално допустима стойност за мрежовото напрежение е 5%.

За получаване на предписаната стойност на $K_{ни}$ на напрежението в изхода на инверторите за синусоидно изходно напрежение се свързва филтър, чиято задача е максимално да потиска напрежението на висшите хармоници при минимално намаляване на стойността на основния хармоник. При инверторите с правоъгълно изходно

напрежение поради близостта на честотите на основния и на висшите хармоници, филтърът трябва да има висока избирателност. Най-подходящ за целта е лентовият LC филтър с резонанс при честотата на основния хармоник. Когато основната честота е 50Hz, се получават резонансни филтри със значителна маса, размери и цена.

Независимо от наличието на висши хармоници, т.е. голям $K_{ни}$, инверторите с правоъгълно изходно напрежение имат едно твърде сериозно предимство - полупроводниковите елементи от силовата верига работят с най-малки загуби.

Принципна електрическа схема на преобразувател, синтезирана по разгледаната функционална блок-схема е показана на фиг.11.6.



Фиг. 11.6. Схема на транзисторен преобразувател с ШИМ за слънчев панел.

2. Цел на лабораторното упражнение.

Запознаване с принципа на действие и изследване на конструкцията на транзисторен преобразувател с ШИМ за слънчев панел.

3. Задачи за лабораторното упражнение.

3.1. Да се разгледа схемата на транзисторен преобразувател с ШИМ за слънчев панел. Да се начертае опростена функционална блок-схема.

3.2. Да се заснемат осцилограми с осцилоскоп на основните контролни точки, илюстриращи работата на схемата при изходен ток 150 mA.

3.3. Да се заснеме и построи изходната характеристика на фотоволтаичния панел.

3.4. Да се заснеме и построи изходната характеристика на транзисторен преобразувател с ШИМ за фотоволтаичния слънчев панел.

4. Лабораторен стенд и указания.

4.1. Указания по задача 3.1.

Да се разгледа принципната електрическа схема от фиг.11.6. и да се начертае блокова схема. Да се обособят следните блокове - DC/DC преобразувател; Междинен филтър; DC/AC преобразувател; Изходен филтър; Товар.

4.2. Указания по задача 3.2.

Да се заснемат осцилограми в контролните точки, които са изведени като букси на макета с помощта на осцилоскоп и да се начертаят на празните осцилограми в точка 5.5.2. Външния вид на макета е показан на фиг.11.7. Основните контролни точки са както следва: к.т.1-Напрежение дрейн-сорс на VT2; к.т.2-Напрежение дрейн-сорс на VT1; к.т.3-Напрежение на гейта на VT2; к.т.4-Напрежение на гейта на VT1; к.т.5-Напрежение на базата на T6; к.т.6-Напрежение на базата на T4.



Фиг. 11.7. Външен вид на лабораторен макет за изследване на транзисторен преобразувател с ШИМ за слънчев панел.

4.3. Указания по задача 3.3.

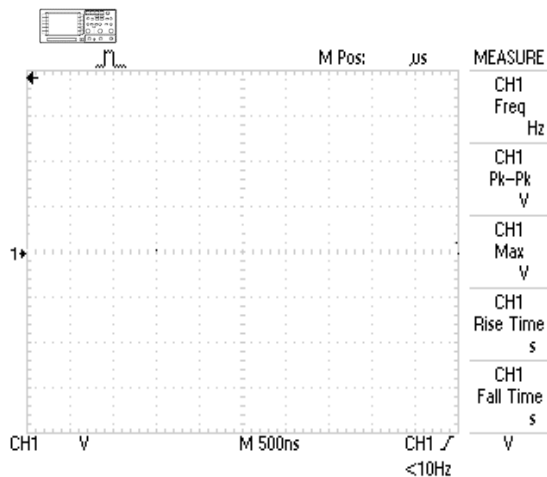
За да се заснеме изходната характеристика на фотоволтаичния панел се свързва реостат на изходите на панела и амперметър и волтметър за измерване на изходните ток и напрежение. Чрез преместване на реостата се задават токовете от таблицата от т. 5.5.3. и се измерва стойността на напрежението и се попълва в таблицата. По тези данни се построява изходната V-A характеристика на фотоволтаичния панел.

4.4. Указания по задача 3.4.

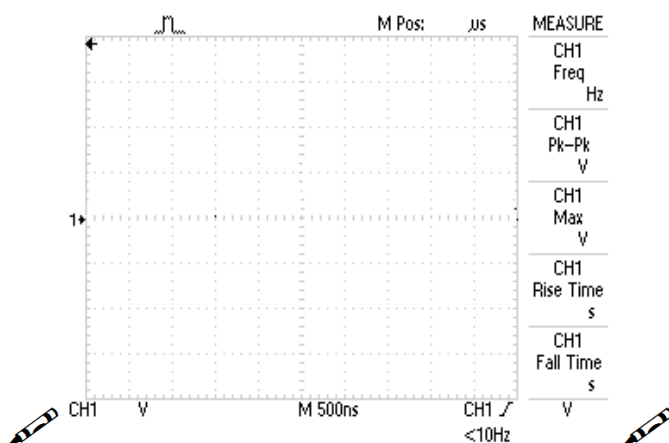
За да се заснеме изходната характеристика на транзисторен преобразувател с ШИМ за фотоволтаичния слънчев панел се свързва реостат като товар на преобразувателя и амперметър и волтметър за измерване на изходните ток и напрежение. Чрез преместване на реостата се задават токовете от таблицата от т. 5.5.4. и се измерва стойността на напрежението и се попълва. По тези данни се построява изходната V-A характеристика на преобразувателя.

5. Експериментални резултати и графики.

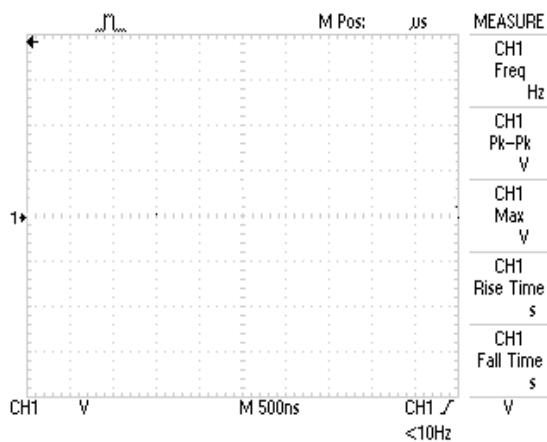
5.1. Осцилограми в контролните точки при изходен ток 150 mA.



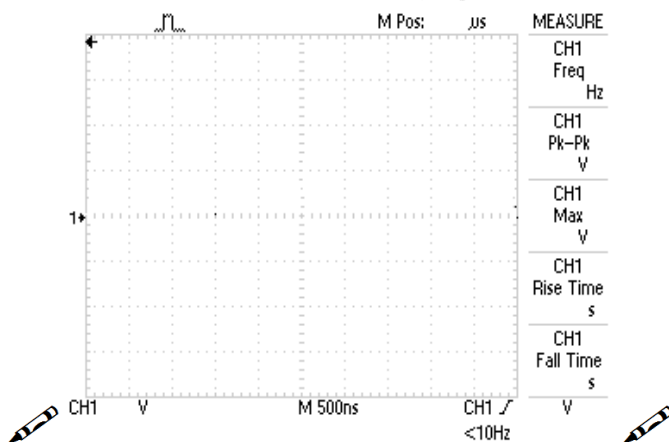
К.Т.1



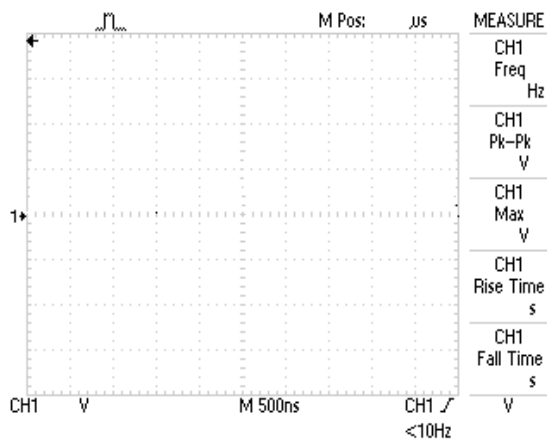
К.Т.2



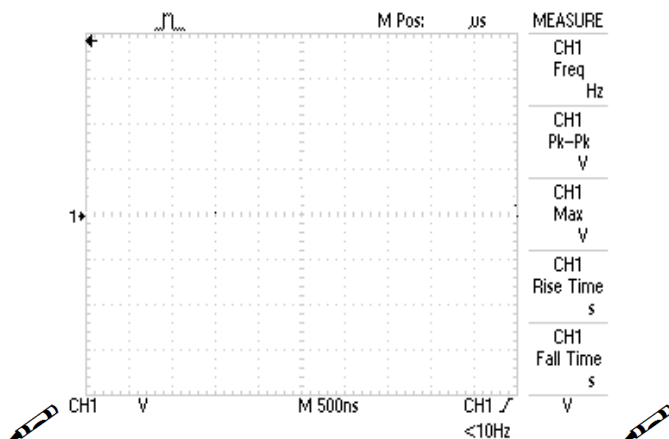
К.Т.3



К.Т.4



К.Т.5



К.Т.6

5.2. Данни от измерването за построяване на изходната характеристика на фотоволтаичния панел.

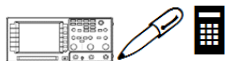


Таблица 11.1

Изходен ток на фотоволтаичния панел, А	0	1	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5	5,2
Изходно напрежение на ф. панел, V										

5.5.4. Данни от измерването за построяване на изходната характеристика на транзисторния преобразувател с ШИМ за слънчев панел.

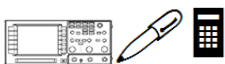


Таблица 11.2

Изходен ток на инвертора, mA										
Изходно напрежение на инвертора, V										



Изходна х-ка на ф.панел
/Вх. Х-ка на инвертора/

Uout,V

I out,A



Изходна х-ка на инвертор
Uout,V

I out,A

Изводи.



.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

.....

ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №12

ИЗСЛЕДВАНЕ НА LED ЛАМПА С ЕЛЕКТРОНЕН ДРАЙВЕР

1. Теоретична обосновка.



В последните години стандартните осветителни тела като крушките от 100 вата и дори по-малко бяха забранени в Европейския съюз, като налагането на светодиодно осветление предизвиква силни положителни отзиви в потребителите. Бързата намеса на новите технологии предоставя ултра модерни решения, които освен, че дават добра осветеност водят и до огромно в проценти намаление на разходите за електроенергия, представляват приемлива инвестиция погледната и kalkulирана в бъдещето. Други положителни страни, които можем да споменем за светодиодно осветление е, че то не дава толкова дефекти, колкото познатите ни използвани масово до сега лампи с нажежаема жичка. При него реално липсва стъклената сфера, която се нагрива и най-често помага за изгарянето внезапно на осветителното тяло при температурни амплитуди или влажност. Те не са чувливи и издържат на силни удари. Няма нажежаема тънка жичка, която може да се прекъсне. Благодарение на неговото добро КПД и ниски последващи разходи за поддръжка, внедряването му в промишлеността в страната реално предстои. Едно от най-големите предимства на всяко светодиодно осветление, освен че е пестеливо на енергия е, че цветовата му гама може да е в хиляди различни нюанси. Посредством системи за контрол (LED контролери) светлината, която се получава и нейните цветове могат да варират във всеки един момент.

С развитието на техниката и по-специално на електрониката се обръща все по-голямо внимание на захранвания, контролери, преобразуватели и драйвери. Непрекъснато се разработват нови и все по-съвременни захранващи източници, за да могат да се покрият нуждите и все по-високите изисквания налагащи се от развитието на технологиите. Важен показател, характеризиращ дадено устройство е КПД. Стремешът е да се произвеждат преобразуватели с коефициент на полезно действие по-голям от 90%. Фактор, който се отразява на КПД на цялото устройство са загубите в ключовите прибори, които не само намаляват КПД на цялото електронно оборудване, но обикновено ограничават капацитета и работната честота, както и пораждаат сериозни проблеми относно ефективното им охлаждане.

1.1. Принцип на работа.

LED осветителните тела работят на принципа на електролуминисценцията – определени вещества отделят светлина, когато през тях премине ток. В LED осветлението не се използва жичка, която се нагрива, а движението на електрони в полупроводниковия материал, който обикновено е алуминиево-галиев арсенид. Светлината се отделя при тъй наречения p-n преход.

Електролуминисценцията, естествения феномен, на който е базирана LED технологията е открит през 1907 година от британският учен Хенри Джоусеф Роунд. През 20-те години на миналия век, руският учен Олег Владимирович Лосев също изучава явленията на луминисценцията в диодите на радиоапаратите.

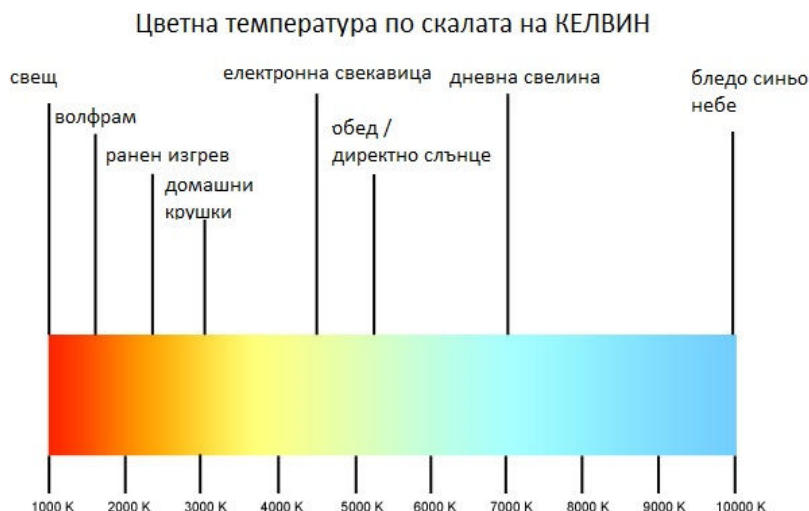
1.2. Цветове.

Днес най-разпространени и използвани са LED крушките, излъчващи бяла светлина. Те се предлагат в два варианта – излъчващи „топла“ и „студена“ светлина.

Цветни температури над 5 000 K се наричат студени (синкаво бяло), а по-ниските (2 700-3 000K) се наричат топли (жълтеникаво бяло).

Всяка крушка има съответното означение в Келвини, както и описание с думи относно светлината (цветната температура), която излъчва.

Предимство на LED крушките е, че при тях липсва период на “загриване” на лампата, характерен за стандартните енергоспестяващи крушки.



Фиг.12.1. Цветна температура.

1.3. Видове LED крушки.

LED крушки за E27 и E14 фасунги, почти всички марки произвеждат такива - от тях може да се намерят модели с най-различни форми, степени на защита, тип на светлината, димиращи крушки, RGB и други.

LED лунни - използват се главно за интериорното осветление на дома и напоследък стават много популярни. Препоръчително е да се изберат COB луните - те използват множество микроскопични диоди събрани в един чип като това позволява доста висока ефективност (над 110 lm/w) и много добра надеждност.

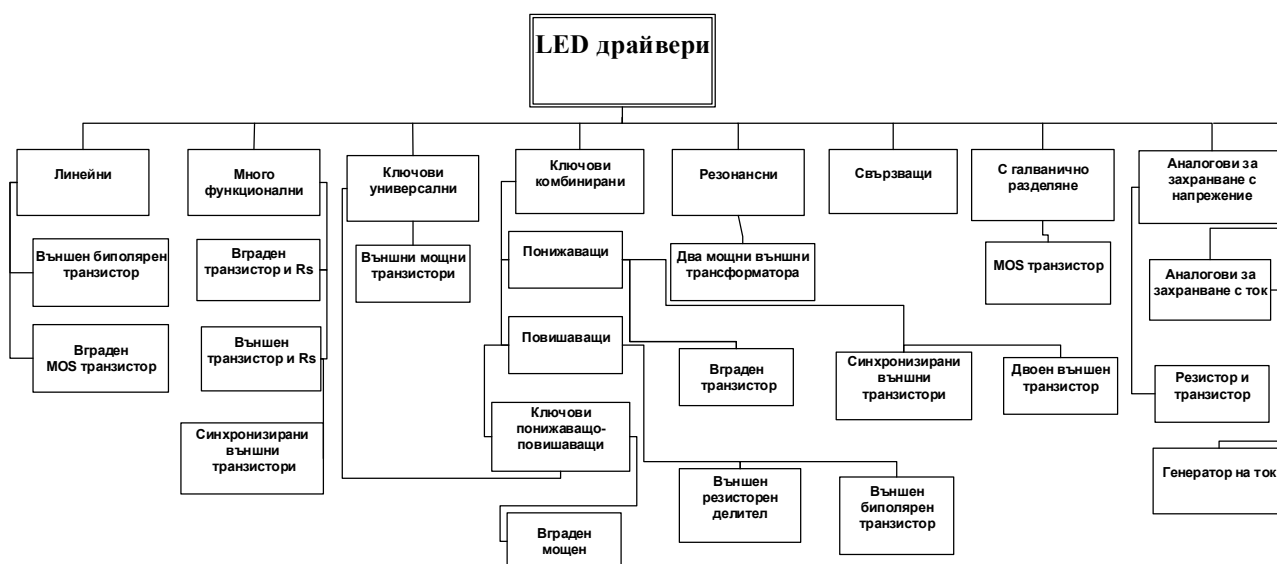
LED спотове - според вида на тялото - GU4, GU8, GU10, MR16, MR11 и други рядко срещани модели. Наричат се още "светодиодни лунички", защото на практика представляват LED луна с по-малки размери. Често се монтират по-няколко в права линия или друга форма, за да се подчертае определен интериорен детайл и да се постигне добър естетически ефект.

LED пури - проектирани да заменят флуоресцентни лампи, тези светодиодни лампи се предлагат в модификации от 8W и 16W, които заместват традиционните 25W и 40W флуоресцентни тръби.

1.4. Интегралните схеми /драйвери/ за LED осветление.

Динамичното развитие на светодиодното осветление и бързото му навлизане във все повече области на бита и индустрията е пряко свързано с разработката и производството на необходимата елементна база. Основно място в нея заемат мощните LED и

специализираните интегрални схеми за захранването и управлението им. Постигането на достатъчен интензитет на излъчената светлина изисква на светодиодите за осветление да се осигурява достатъчна електрическа мощност. При самостоятелен LED токът обикновено е не по-малък от 350 mA, като стойността му е подобна и при няколко последователно свързани светодиода или от успоредно свързани колони. В последния случай отделните LED обикновено са с ток под 100 mA. Цветът на светлината по обясними причини най-често е бяла, но се използват и светодиоди, излъчващи в практически целия видим спектър. Основното предназначение на ИС е да осигуряват неизменен ток на LED и съответно постоянен интензитет на светлината, към което задължително се прибавят поддържането му при променящи се условия на работа и неговото регулиране. Поради това голяма част от ИС реално съчетават функциите на драйвер и контролер, което се отразява в наименованието им - някои производители ги наричат драйвери, а други - контролери, и дори в рамките на описанието на дадена ИС се използват и двете наименования. На фиг.12.2 е представена класификация на драйверите за LED лампи.



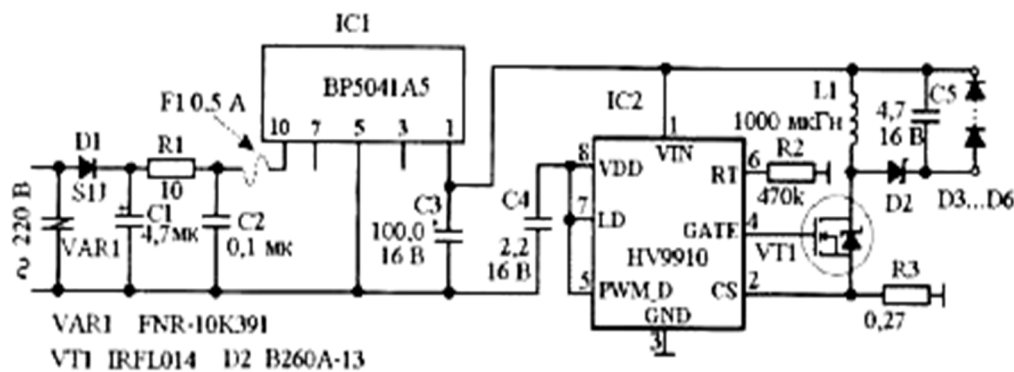
Фиг.12.2. Класификация на LED драйвери.

1.5. Схемни решения.

Наблюдават се разнообразни схемни решения, които се използват за производството на LED лампи за бита, от които ще разгледаме тези които се отличават с ефективност, масовото им използване от различни компании, лесната изработка, високото КПД и ниската им цена.

1.5.1. С две интегрални схеми.

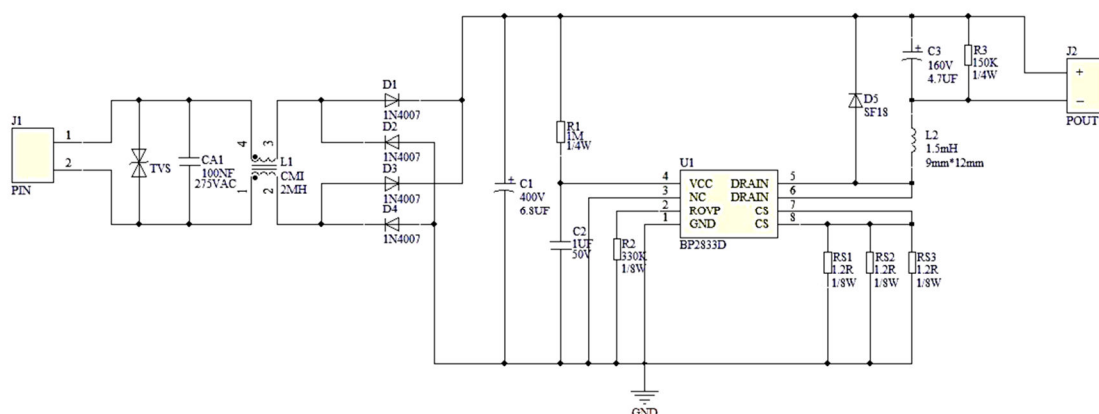
Схема разработена от "SEA Electronics" за светодиодна лампа използвайки конкретно приложение интегрална схема. Схема на такава лампа е показано на фиг.16.3. Първият драйвер IC1 е BP5041 - AC / DC конвертор. Вторият тип IC2 е HV9910 е PWM (регулатор на тока за супер ярки светодиоди). Използване на MOSFET транзистор за ток може да се настрои в диапазона от няколко mA за 1A. Този ток се определя от резистор R₃ в обратна връзка. Устройството се предлага в т 8 пакети (LG) и SO-16 (ПГ). Това е универсален LED драйвер за висока яркост.



Фиг. 12.3. Светодиодната лампа на фирма "SEA Electronics".

1.5.2. Схема с типичен драйвер на LED лампа за 230 V - BP2833D.

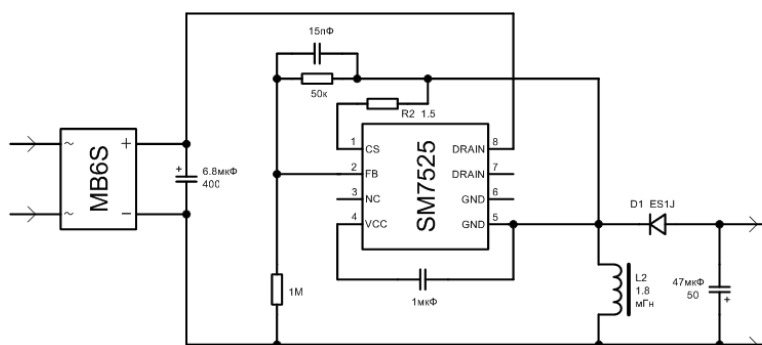
Устройството работи в обхвата на входното напрежение на 85-230 V. Драйверът е с много малка консумация на ток поради интегриран MOSFET транзистор, който превключва напрежение до 500V. BP2833D позволява прецизен контрол на изходния ток и има разнообразие на защита, което увеличава надеждността му. BP2833D е бърз неизолиран инвертор, предназначен специално за LED осветление. С интегриран за високо напрежение MOSFET транзистор и малък брой външни компоненти има ниска цена и малки размери. Външният му вид е показан на фигура 12.4.



Фиг.12.4. Схема с драйвер BP2833D.

1.5.3. Схема с драйвер на LED лампа за 230 V - SM7525.

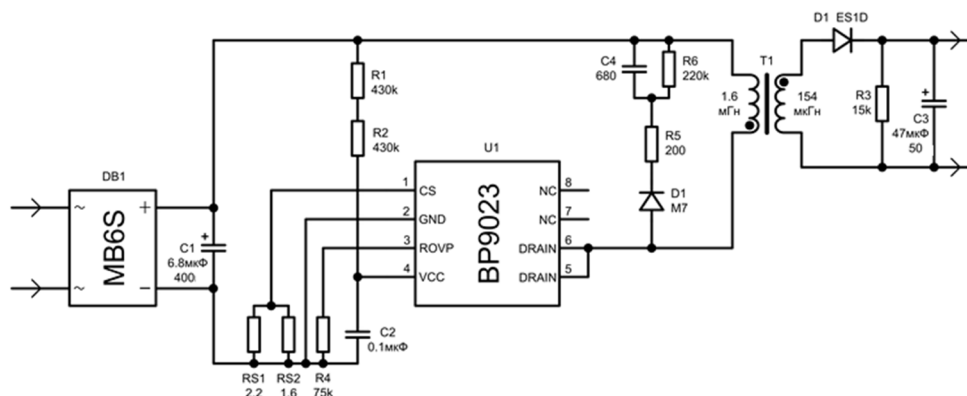
Контролерът е вграден в драйвера SM7525, дава на изхода 49.3V 0.106A. Схемата е проста (фигура 12.5), но е малко объркваща, защото има необичайно включването на индуктивност и на ключа. Не е инсталиран предпазител въпреки, че има място на входа.



Фиг.12.5. Схема с драйвер SM7525.

1.5.4. Схема с драйвер на LED лампа - BP9023.

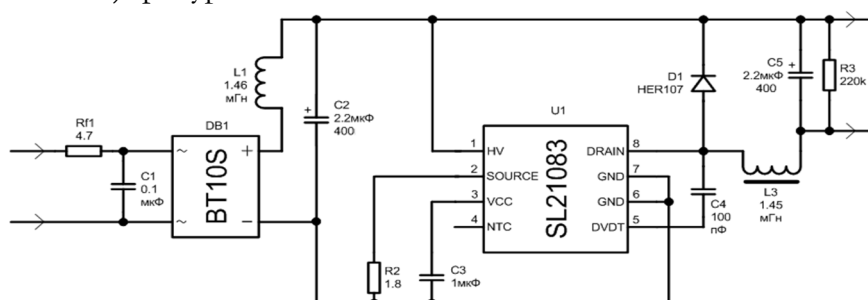
Контролерът е вграден в драйвера BP9023 (фиг.12.6). Схемата се основава на принципа на единичен обратен конвертор, който е много подобен на BP2831A контролер.



Фиг. 12.6. Схема с драйвер BP9023.

1.5.5. Схема с драйвер на LED лампа - SL21083.

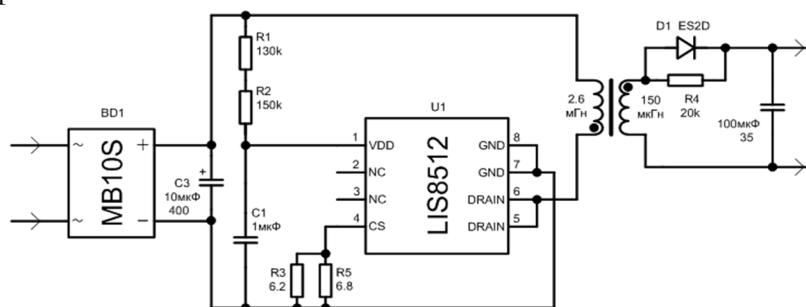
Контролерът е построен на един чип на драйвера SL21083 NXT (тя е посочена като един SL21083T) фигура 12.7.



Фиг.12.7. Схема с драйвер SL21083.

1.5.6. Схема с драйвер на LED лампа - LIS8512.

Регулаторът извежда 21V, 0.27A, като всички функции са събрани в драйвер LIS8512 – фигура12. 8.



Фиг.12.8. Схема с драйвер . LIS8512

2. Цел на лабораторното упражнение.

Да се разучат и изследват електронни баласты за LED лампи.

3. Задачи на лабораторното упражнение.

3.1. Да се разгледа промишлената схема с типичен драйвер за LED лампа при 230 V – BP2832A. Да се опише подробно принципа на действие.

3.2. Да се заснемат осцилограми с цифров осцилоскоп на основните контролни точки илюстриращи работата на схемата.

3.3. Да се разгледа LED лампа с опростено схемно решение с гасящ кондензатор и изходна мощност 4W. Да се опише подробно принципа на действие.

3.4. Да се заснемат осцилограми с цифров осцилоскоп на основните контролни точки илюстриращи работата на схемата.

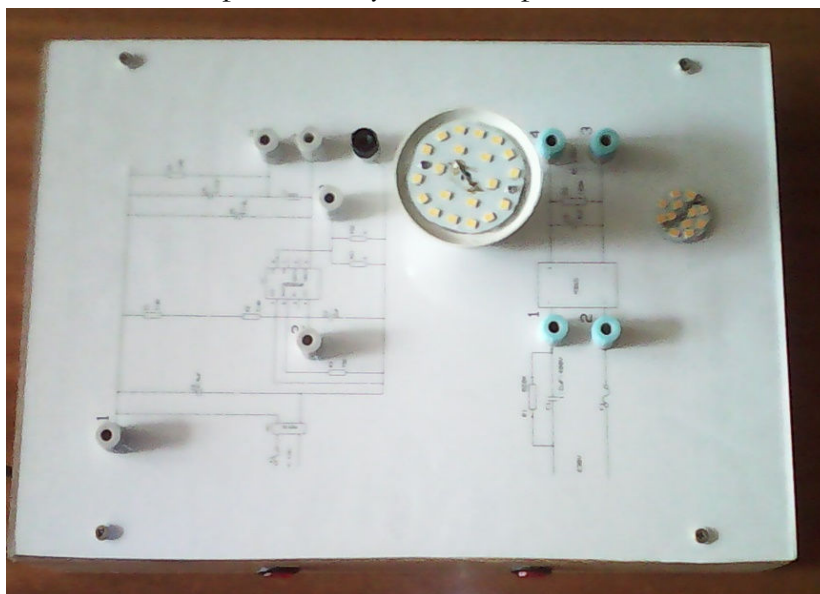
3.5. Да се заснемат температурните характеристики на двете LED лампи.

3.6. Да се сравнят двете схеми и да се формулират изводи.

4. Лабораторен стенд и указания.



Макетът за изследване на схеми на LED лампи – с електронен драйвер и с гасящ кондензатор е показан на фиг. 12.9. Разделен е на две части – за изследване на схема с типичен драйвер на LED лампа за 230 V - BP2832A и на опростено схемно решение с гасящ кондензатор и изходна мощност 4W. Стартирането на LED лампите става с помощта на страничните С&К ключета. На повърхността на макета са разположени контролни точки за включване на сондите на цифров осцилоскоп за заснемане на експериментални осцилограми. Светодиодите, разположени на алуминиеви пластини са достъпни за измерване на температурата им при работа с цифров термометър. Масата на осцилоскопа се свързва към буксата с черен цвят.



Фиг.12.9. Изглед на макета за изследване.

4.1. Схема с типичен драйвер на LED лампа за 230 V - BP2832A.

BP2832A е LED драйвер с висока точност за постоянен ток. Контролерът вграден в чипа BP2832A, дава на изхода 59V, 0.096A. LED температурата на работа е близо до 83 градуса C. BP2832A с множество функции за защита, включително дефектирал LED. Защитите са: защита от късо съединение, CS резистор за защита от късо съединение, защита от ниско напрежение, чипа има регулиране на прегряване. BP2832A използва SMD SOP8 корпус. При BP2832A чрез патентовани методи за работа, работния ток е много нисък и само с няколко спомагателни външни елемента може да постигне с висока точност постоянен LED изходен ток и отлично регулирано мрежово напрежение, което спестява разходи за допълнителни схемни елементи. Блок-диаграмата му е показана на фиг. 12.10.

C4 - ограничава тока през веригата. R4 - освобождава C, когато лампата е изключена (за да не се получи примигване при изгасена лампа).

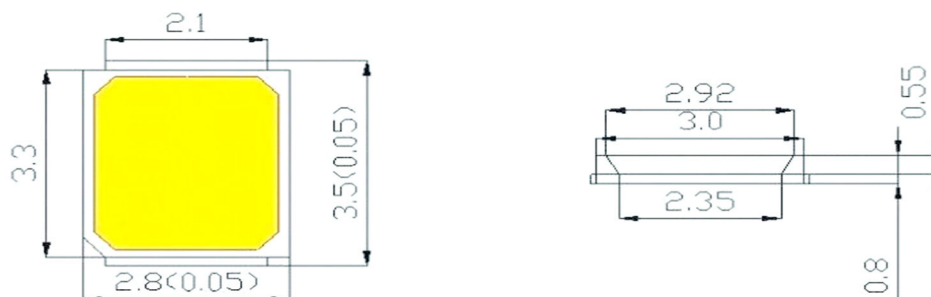
D5 - диод, който държи на своята катод DC напрежение. В случай на импулсен ток, се издига в мрежата.

RS1 и RS2 – шунтираци, паралелно свързани за да ограничават тока.

R3 – резистор за ограничаване на резистентността.

L1 – бобина с магнитопровод.

Основният елемент на тази схема са ултра ярки светодиоди от бял спектър, разделени в две групи, които светват заедно, като при повреда на един от тях другата група продължава да излъчва светлина. Поставени са на алуминиева платка, която е намазана със силиконова паста, която да извежда топлината към алуминиевия корпус за по добра работна температура, охлаждане и високо КПД. Светодиодите са SMD2835 LED (фигура 16.12), които са нови продукти, проектирани и произведени за висока луменна ефективност, добра стабилност, добро разсейване на топлината, дълъг живот и икономични.



Фиг.12.12. Външен вид на мощен LED.

При светодиодите малки отклонения в напрежението водят до големи промени на тока през тях. А силата на тока е определяща за оптималната работа на светодиода – за да свети силно, за да не загрява над нормалното, за да не изгори бързо. За това се захванват с източници на константен ток, а не на постоянно напрежение, за да е гарантирано, че ще работят винаги в оптимален режим. За постигането на това е задължително да се използва драйвер за константен ток (LED драйвер). Така светодиодите ще имат по-голям живот и ще светят оптимално.

Когато се избира драйвер за светодиод, трябва да се ръководим от номиналния ток, който драйвера поддържа през товара (диода), а не от напрежението на входа му. Работното напрежение на диода само трябва да попада в диапазона на напреженията, за които драйвера успява да поддържа дадения ток. Важно е да се посочи, че схемата не се влияе и е без значение как се свързва с плюс (+) или минус (-).

4.2. Опростено схемно решение с гасящ кондензатор и изходна мощност 4W.

От пръв поглед се вижда, че схемата (фиг.12.13) е много по опростена и не толкова надеждна в сравнение с разгледаната схема ИС с драйвер BP2832A въпреки, че на входа веригата също е защитена с предпазител F1 и RC филтър с гасящ кондензатор.

Основната част и главна роля в схемата изпълнява еднофазен мостов изправител B6S - с единична SMD фаза мост - 0.5 A, 600 V, който е идеален за автоматизирано разполагане и спестява пространство, поради малките си размери. Общото му

приложение е като AC / DC мост за захранване на осветление. С AC на входа 230V, 0.055A и DC на изхода 100V, 0.044A.

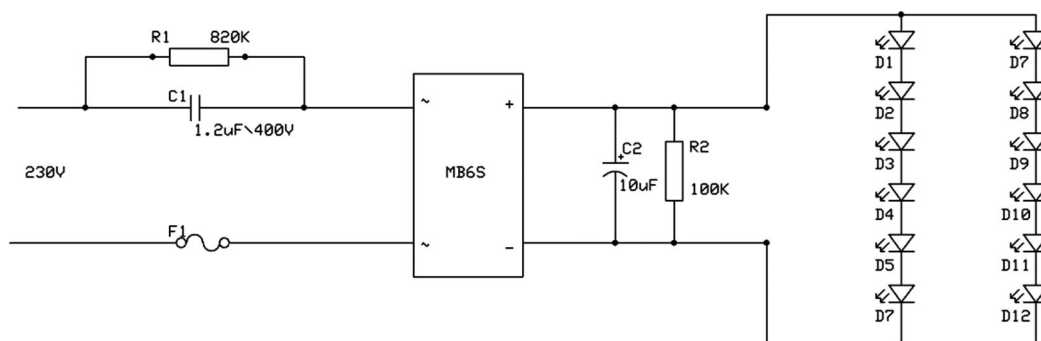
R1 - ограничава пусковия ток при стартиране и зареждане на кондензатори.

C1 - ограничава тока през веригата.

R2 - освобождава C2, когато лампата е изключена.

C2 - електролитен кондензатор за изглаждане на изходното напрежение.

Елемент на тази схема са светодиоди от бял спектър, разделени в две групи, като при повреда на един от тях другата група продължава да излъчва светлина, поставени са на алуминиева платка.



Фиг.12.13. Схемно решение с гасящ кондензатор.

Указания по задача 1.2.

Да се разгледа фиг.12.11 и да се начертае блокова схема като се диференцират елементите изграждащи входния изправител, филтъра към мрежата, драйвера, резонансния товарен кръг.

Указания по задача 1.2.

Да се заснемат осцилограми на следните контролни точки: 1) изправеното и филтрирано напрежение от мрежата; 2) контролна точка 2 на схемата - измерваме захранващото напрежение на драйвера; 3) контролна точка 3 на схемата - измерваме напрежението върху шунтовите резистори; 4 контролна точка 4 на схемата - измерваме напрежението на дрейна; 5) контролна точка 5 на схемата - като измерваме постоянното напрежение след дросела; 6) напрежение върху светодиодите, между контролна точка 1 и контролна точка 5.

Указания по задача 3.3.

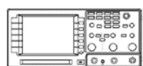
Да се разгледа фиг.12.13 и да се начертае блокова схема като се диференцират елементите изграждащи входния изправител, гасящия кондензатор, филтъра към мрежата, светодиодите. Да се изчисли еквивалентното съпротивление на гасящия кондензатор при мрежова честота.

Указания по задача 3.4.

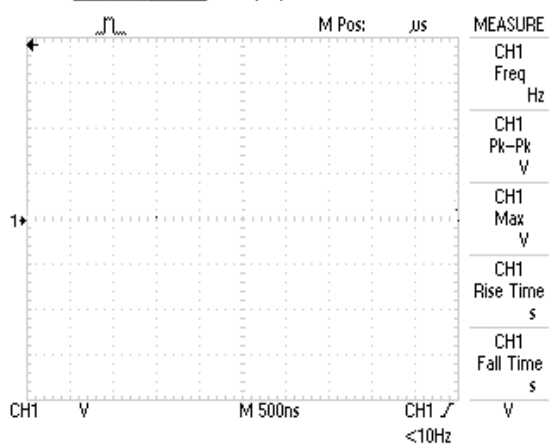
Да се заснемат осцилограми на следните контролни точки: 1) между контролна точка 1 и 2 на схемата от фиг.12.13, като измерваме напрежението след понижаваният кондензатор 2) между контролна точка 3 и контролна точка 4 на схемата от фиг.12.13, където измерваме напрежението върху светодиодите.

5. Опитни данни и резултати.

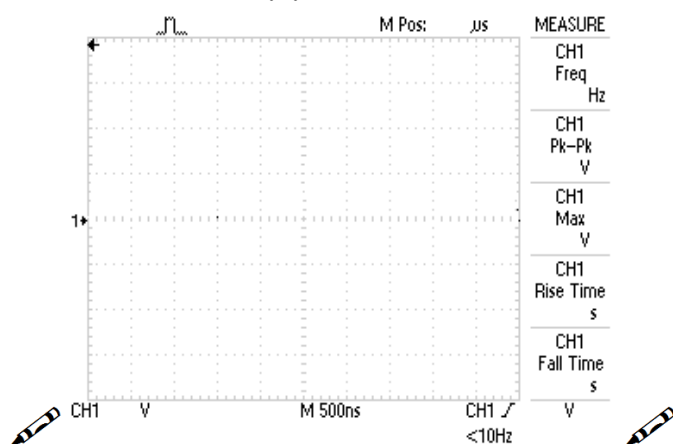
5.1. Осцилограми в контролните точки:



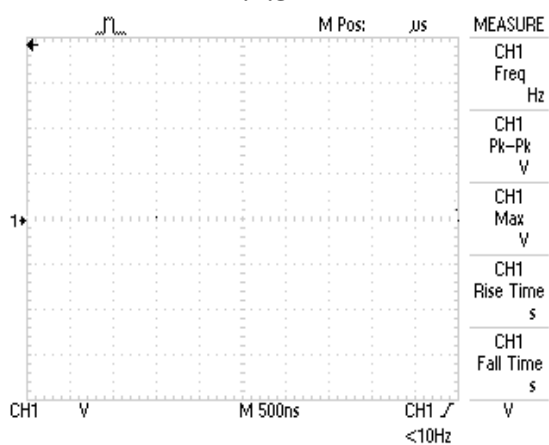
к.т.1



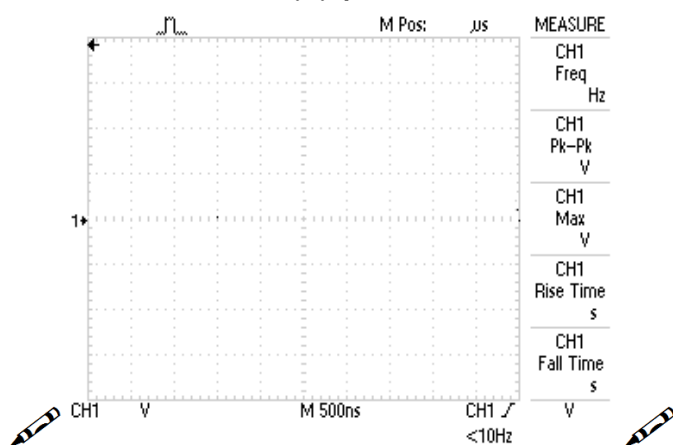
к.т. 2



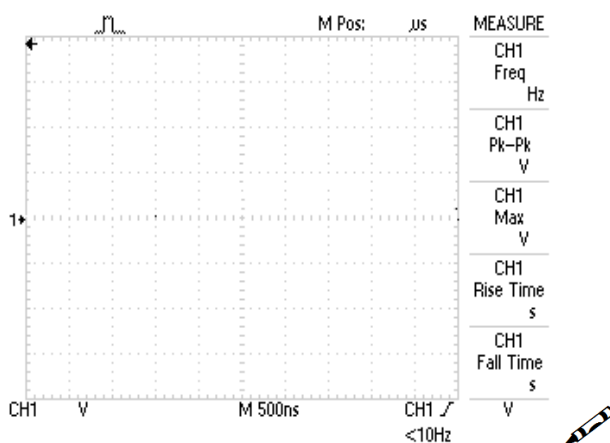
к.т.3



к.т. 4



к.т. 7

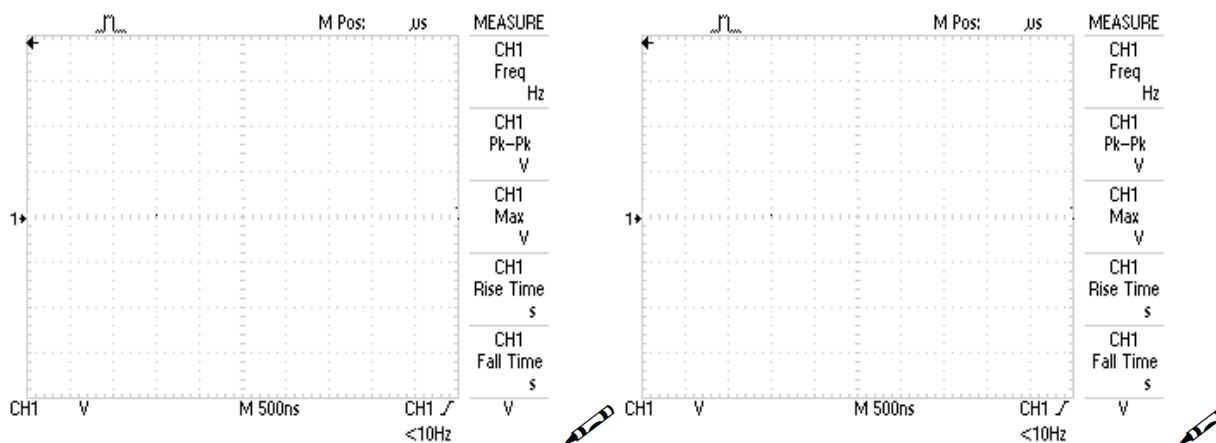


5.3. Осцилограми в контролните точки:



к.т.1

к.т. 2



5.4. Съпоставяне на повишаването на температурата на светодиодите в режим на работа на двете схеми.

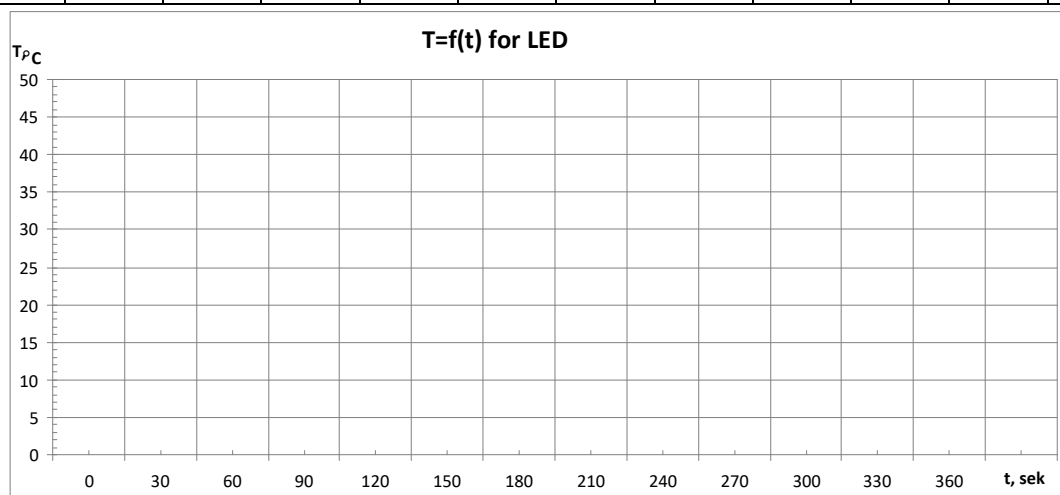
При използване на еднакви времеви интервали от по 30s да се направят измервания на температурата на светодиодите от двете схеми в режим на работа. Измерването да се представи в графичен вид.

5.4.1. Температурна характеристика на LED лампа с драйвер - BP2832A.

t_1, sek	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300
$T, ^\circ\text{C}$											

5.4.2. Температурна характеристика на LED лампа с опростено схемно решение с гасящ кондензатор и изходна мощност 4W.

t_1, sek	0	30	60	90	120	150	180	210	240	270	300
$T, ^\circ\text{C}$											



7. Изводи.

.....

.....

.....

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Ангелов Т.С. Промислено приложение на ултразвука. София, Техника, 1987.
- [2] Данков Д. „PSPICE моделиране на системата индуктор-детайл в електронно-технологична установка за индукционно нагряване”, Unitech’08 International Scientific conference proceeding, Габрово, стр. I-152-I153.
- [3] Донской А.В., О.К. Келлер, Г.С.Кратыш, Ультразвуковые электротехнологические установки, ЭНЕРГОИЗДАТ, Ленинград, 1982.
- [4] Иванов П.Т., Р. Иванова, Високочестотен токозахранващ източник за индукционно нагряване на малогабаритни детайли в магнитна верига, Международна научна конференция “УНИТЕХ’06” – Габрово, 2006г., стр. I-227 - I-230.
- [5] Конрад Х., Р. Кранц, Електротехнология, Техника, София, 1990.
- [6] Кувалдин А. Б. - Индукционный нагрев ферромагнитной стали, Москва, Энергоатомиздат, 1988.
- [7] Немков В.С., Демидович В.Б. “Теория и расчет устройств индукционного нагрева”, Ленинград, Энергоиздат, 1988, стр.52-54.
- [8] Слухоцкий А.Е., Немков В.С., Павлов Н.А., Баумнер А.В. Установки индукционного нагрева. - Л.: Энергоиздат, 1981.
- [9] Тодоров Т., Н. Маджаров и др. Автономни инвертори, УИ”Васил Априлов” – Габрово, 1996 г.
- [10] Хинов Х., Д. Данков и др., Проектиране на промишлени електронни устройства, Габрово, 2001.
- [11] Хинов Х., М. Симеонов. Ръководство за лабораторни работи по Електронни технологии-Електронни технологии с лампови генератори, ВМЕИ-Габрово, 1987г.
- [12] Хинов Х., Т. Тодоров – Електронно-технологични устройства, УИ”Васил Априлов” – Габрово 1986г.
- [13] Blau D., T. Hussey “Product Spotlight: LSS Series Power Supplies Offer Superior Performance in a Compact Package”. Lepel Inc. – Hot topics in Newsletter, Vol. 1, No. 3, October 1995.
- [14] Moham N., Undeland T. M., Robbins W. P., “Power Electronics, Converters, Applications and Design”, New York: Wiley, 2005.
- [15] Lovless D., Cook R., Rudnev V., Power supplies for modern induction heat treating, 6th International Induction Heating Seminar-Book1 13-15 september 1995, Nashville TN, USA.

СЪДЪРЖАНИЕ

ИЗПОЛЗВАНИ СИМВОЛИ И ОЗНАЧЕНИЯ.....	5
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №1.....	7
Ултразвуков трансдюсер - устройство и технологични особености.	7
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №2.....	17
Конструкция и устройство на индукционен котлон. Изследване на електро-магнитните процеси при нагряване.	17
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №3.....	26
Изследване на микровълнова печка за диелектрично нагряване. Разпределение на полето в обемния резонатор. СВЪРЗВАНЕ КЪМ интелигентен КОНТАКТ	26
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №4.....	38
Запознаване с устройството и технологичните особености на ултразвукова вана. Изследване на транзисторен генератор за ултразвукова вана.	38
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №5.....	48
Запознаване с устройството, принципа на действие и изследване на драйверни схеми за управление на MOSFET и IGBT транзистори.....	48
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №6.....	55
Изследване на електронен баласт за луминесцентни лампи	55
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №7.....	63
ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРАНЗИСТОРЕН АВТОКОЛЕБАТЕЛЕН ИНВЕРТОР ЗА ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ..	63
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №8.....	71
ИНДУКЦИОННО НАГРЯВАНЕ НА МАЛОГАБАРИТНИ ДЕТАЙЛИ В МАГНИТНА ВЕРИГА.....	71
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №9.....	79
Изследване на импулсен токозахранващ източник на базата на мощна интегрална схема VIPER 100.....	79
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №10.....	87
Изследване на импулсен токозахранващ източник на базата на мощна интегрална TOP249YN от фамилията TOPSWITCH на „POWER INTEGRATION”	87
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №11.....	96
Изследване на транзисторен инвертор с ШИМ за слънчев панел	96
ЛАБОРАТОРНО УПРАЖНЕНИЕ №12.....	105
Изследване на LED лампа с електронен драйвер.....	105
Литература.....	116
СЪДЪРЖАНИЕ.....	117