



**ТЕХНИЧЕСКИ УНИВЕРСИТЕТ - СОФИЯ**

**Доц. д-р инж. Мария Любенова Бобчева**

**Доц. д-р инж. Петър Трифонов Горанов**

**Гл.ас. Георги Цветанов Кънов**

**Гл.ас. д-р инж. Цветана Григорова Григорова – Щърбева**

# **РЪКОВОДСТВО**

**ЗА ЛАБОРАТОРНИ УПРАЖНЕНИЯ  
ПО  
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛНА ТЕХНИКА**

**СОФИЯ**

**2010**

## ПРЕДГОВОР

Ръководството за лабораторни упражнения е учебно помагало, написано съгласно приетата програма по дисциплината „Преобразователна техника” за студентите от специалност „Електроника” на ФЕТТ, ТУ-София.

При разработването на отделните теми авторите са имали за цел да подпомогнат студентите при усвояване на основни знания за преобразователните устройства. В лабораторните упражнения се изследват онези свойства, характеристики и параметри, които са валидни за цял клас преобразователи. От тази гледна точка в ръководството се съчетават теоретични описания и конкретни задания за практически изследвания на свойствата на мощните полупроводникови прибори и на основните схеми на полупроводниковите преобразователи на електрическа енергия – токоизправители, постояннотокови и променливотокови регулатори, инвертори. За задълбочаване на знанията и придобиване на допълнителна информация са препоръчани литературни източници, цитирани в края на ръководството.

Макетите за лабораторните упражнения са разработени от авторите, като е използван богатия педагогически и научно-изследователски опит на преподавателите от катедра „Силова електроника” в областта на преобразователната техника.

Настоящото издание е обогатено със симулационни изследвания на основните преобразователни схеми.

Отделните теми са разработени, както следва:

- ♦ 1, 9, 11, 12 – от доц. д-р инж. М. Бобчева;
- ♦ 2, 3, 4, 5, 7, 14 – от доц. д-р инж. П. Горанов;
- ♦ 6, 13, 16, 19 – от гл.ас. Г. Кънов;
- ♦ 15, 17, 18, 20, 22 – от доц. д-р инж. Ц. Григорова;
- ♦ 8 – от доц. д-р инж. М. Бобчева и гл.ас. Г. Кънов;
- ♦ 10 – от доц. д-р инж. М. Бобчева и доц. д-р инж. П. Горанов;
- ♦ 21 – от доц. д-р инж. М. Бобчева и доц. д-р инж. Ц. Григорова.

Общата редакция на ръководството е осъществена от доц. д-р инж. Мария Бобчева.

Авторите изказват благодарност на рецензента – проф. д-р инж. Стефан Табаков, за ценните препоръки и забележки, които подобриха качеството на ръководството.

*Авторите*

**ISBN 978-954-9549-64-5**

**Технически университет – София**

Мария Любенова Бобчева

Петър Трифонов Горанов

Цветана Григорова Григорова-Щърбева

Георги Цветанов Кънов

Рецензент:

Проф. д-р Стефан Евтимов Табаков

Автори:

Доц. д-р Мария Любенова Бобчева

Доц. д-р Петър Трифонов Горанов

Доц. д-р Цветана Григорова Григорова - Щърбева

Гл.ас. Георги Цветанов Кънов

---

## **Ръководство за лабораторни упражнения по Преобразователна техника**

---

Подписана за печат м.февруари 2012г.

Излязла от печат м.април 2012г.

Второ издание

Печатни коли  
Тираж 100 бр.

Формат  
ISBN 978-954-9549-64-5

## ТЕМА № 1

# ПРЕОБРАЗОВАТЕЛНИ УСТРОЙСТВА: ВИДОВЕ, СТРУКТУРА. СИЛОВИТЕ ПОЛУПРОВОДНИКОВИ ПРИБОРИ КАТО ЕЛЕМЕНТИ НА ПРЕОБРАЗОВАТЕЛНИТЕ УСТРОЙСТВА

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

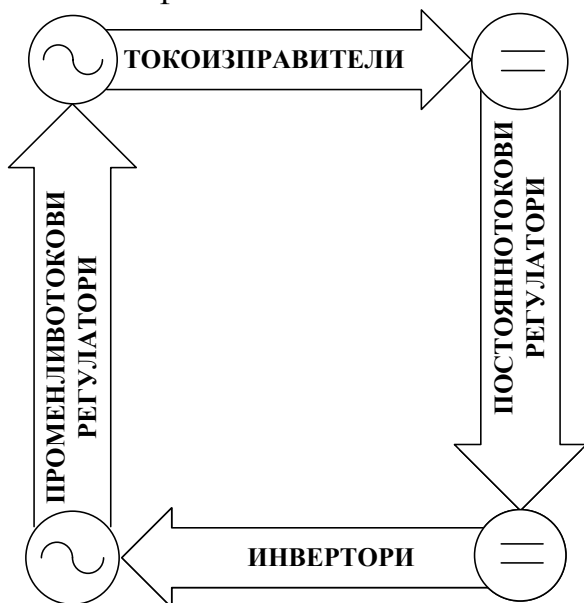
Целта на лабораторното занятие е да се запознаят студентите със съществуващите силови преобразователни устройства и с изискванията към тяхното конструктивно оформление. Да се получи информация за силовите активни компоненти – тиристори, транзистори, диоди, за техните параметри и препоръки за използването им, както и за пасивните компоненти – кондензатори, бобини, резистори, трансформатори, за конструктивните им особености и изисквания при монтирането им.

Поставените задачи се постигат с демонстрационни и нагледни материали – действащи преобразователни устройства, разработени в катедра “Силова електроника” и други сродни институти и предприятия, образци на силови прибори, пасивни компоненти, модули, както и проспектни материали, каталози, информационни материали и др.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Преобразователните устройства имат за задача да преобразуват с помощта на силови прибори електрическата енергия от един вид в друг. Обикновено с тяхна помощ се осъществява и регулиране на електрическата мощност.

На фиг.1.1 схематично са показани видовете преобразуватели на електри-



фиг.1.1

ческа енергия (със стрелки са показани посоките на преобразуване на енергията на условно показаните източници на променливотокова и постояннотокова енергия). Съществуват четири групи преобразуватели:

**I. Токоизправители** – преобразуватели на променливотокова енергия в постояннотокова. Неуправляемите токоизправители са изпълнени с диоди. При управляемите токоизправители се използват тиристори, поради което при тях може да се регулира големината на изправеното напрежение.

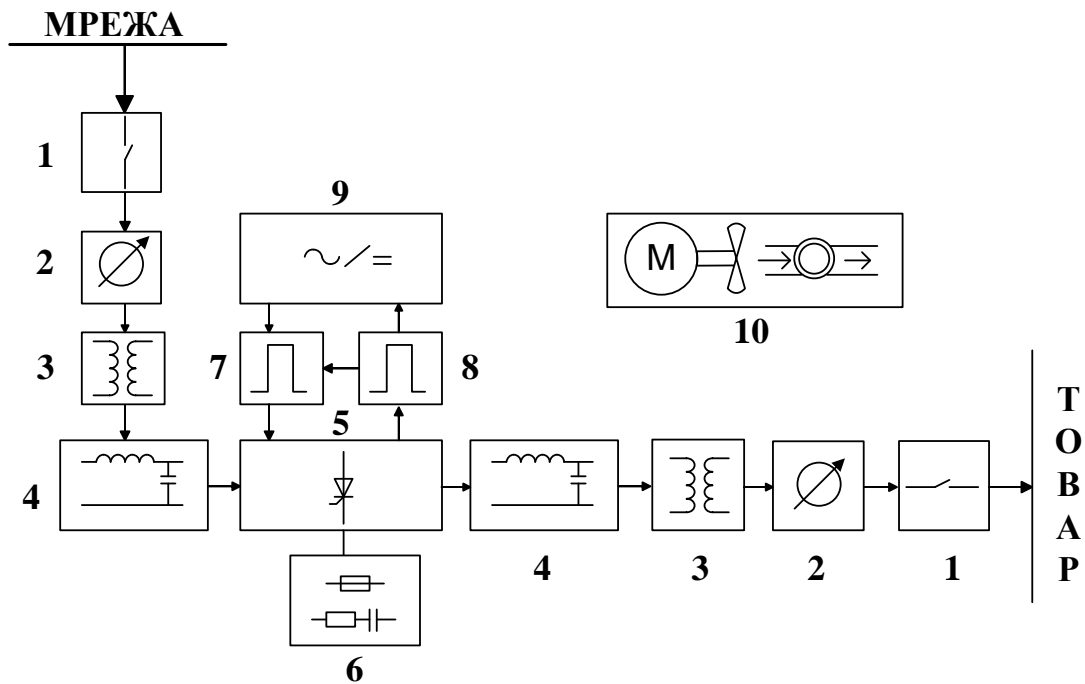
**II. Променливотокови регулатори** – преобразуват променливотоковата енергия с една стойност в променливотокова енергия с друга, т.е. чрез тях се осъществява регулиране. Могат да бъдат еднофазни или трифазни.

**III. Постояннотоковите регулатори** – преобразуват постояннотокова енергия с една стойност в постояннотокова енергия с друга, като се използват принципите на импулсното регулиране.

**IV. Инвертори** – преобразуват постояннотоковата енергия в променливотокова. Реализират се само на базата на управляеми прибори – тиристорни или транзисторни. Съществуват две групи инвертори: независими (автономни) и зависими. При независимите инвертори честотата и формата на инвертирания ток се определя от параметрите на самия инвертор, товара и системата за управление, докато при зависимите инвертори комутацията на тиристорите се осъществява от напрежението на променливотоковата мрежа, към която инвертора отдава мощност, и затова честотата на инвертирания ток се задава (зависи) от честотата на мрежата.

Основните функционални блокове, от които се изграждат преобразувателите, са следните (фиг.1.2): 1 – комутационна апаратура – изключватели, контактори, защитни устройства и др., чрез които към преобразувателя се присъединяват входната (захранваща) верига и изходната (товарна) верига; 2 – измервателни устройства за контрол на входните и изходните електрически величини; 3 – трансформатори за съгласуване на напреженията и за галваническо разделяне; 4 – филтрови елементи; 5 – вентилен блок; 6 – устройства за защита при аварийни режими; 7 – системи за управление на силовите прибори; 8 – електронна система за контрол и обработка на информацията за състоянието на вентилния блок; 9 – блок за захранване на системата за управление и на системата за контрол; 10 – система за охлаждане (за въздушно или водно охлаждане) на силовите прибори, трансформаторите, бобините, кондензаторите и др.

Стремежът на конструкторите на преобразувателни устройства е да използват модулния принцип при изграждането на преобразувателите, а именно отделните блокове от фиг.1.2 да се изграждат като унифицирани модули (например, модул “вентилен блок”, модул “система за управление”, модул “комутационна апаратура” и т.н.). Модулното изграждане е особено подходящо при серийно производство, тъй като чрез него се постига технологичност при изработването на отделните блокове, получава се компактност и прегледност на монтажа, улеснява се поддържането на преобразувателя, намалява се вероятността от нежелано въздействие на едни блокове върху работата на други, по-лесно се реализира охлаждането и т.н.



фиг.1.2

**Силовите полупроводникови прибори (СПП)** – диоди, тиристори и силови транзистори, са основни елементи във вентилния блок на всяко преобразувателно устройство. Те са силициеви прибори, чийто основен режим на работа е ключовият.

*Силовите диоди (СД)* се използват като вентилни елементи в неуправляемите токоизправители. В другите видове преобразуватели те се използват в комбинация с управляеми прибори, като в редица случаи изпълняват спомагателна роля за подобряване параметрите и характеристиките на устройството. Най-широко приложение имат биполярните диоди, но са разработени и силови Шотки диоди, които се използват в силови високочестотни схеми.

Основните управляеми прибори в съвременните преобразувателни устройства са тиристорите. Разработени са няколко вида тиристори.

Най-широко приложение имат *еднооперационните тиристори (ЕОТ)*, които се включват с помощта на положителен управляващ импулс, а се изключват чрез подаване на обратно анодно напрежение.

*Двуоперационните тиристори (ДОТ)* също се включват с положителен управляващ импулс, а се изключват с помощта на отрицателен управляващ импулс, без да се подава обратно анодно напрежение, т.е. те са прибори с пълно управление.

*Тиристорите с комбинирано изключване (ТКИ)* се запущат с едновременно подаване на обратно анодно напрежение и отрицателен токов импулс в управляващата верига, с което се постига относително малко време за изключване (4-5 пъти по-малко от това на ЕОТ).

В *тиристора с обратна проводимост (ТОП)* в една силициева пластина са създадени тиристорна и диодна структура, включени насрещно и паралелно.

Тази комбинация дава възможност да се опростят схемите на някои преобразуватели, особено при работа с индуктивни товари.

В *симетричните тиристорни (СТ)* в силициевата пластина има две насрещно-паралелно свързани тиристорни структури. Тези тиристори са разработени в няколко вида и могат да бъдат включвани с положителни или с отрицателни управляващи импулси при положително или отрицателно напрежение на главните електроди.

*Фототиристорът (ФТ)* е тиристор, който се включва от светлинна енергия, действаща на управляващия му електрод. Създаденият фототок играе ролята на управляващ ток за тиристора.

*Тиристорният оптрон (ТО)* е силов прибор, в който в един корпус са разположени светодиода и фототиристор. То се използва за галваническо разделяне на електрически вериги в преобразувателите.

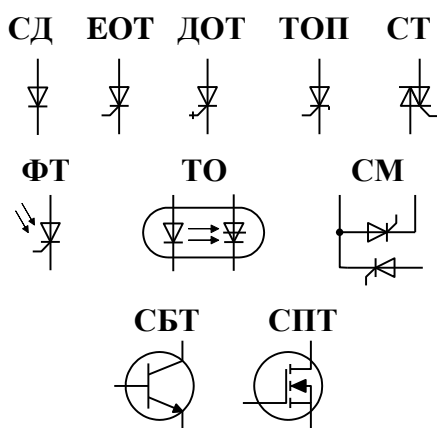
През последните години започна да се разширява използването на силови транзистори в ролята на управляеми ключове в преобразувателните устройства.

*Силовите биполярни транзистори (СБТ)* са транзистори с големи колекторни токове (обикновено над 10 А), чийто основен режим на работа е ключовият. В сравнение с тиристорите те имат много по-голямо бързодействие, малка стойност на напрежението на насищане и пълно управление чрез базовата верига. По отношение на последното си свойство те са близки до ДОТ. Засега те все още отстъпват на тиристорите по големината на максималните си токове и напрежения.

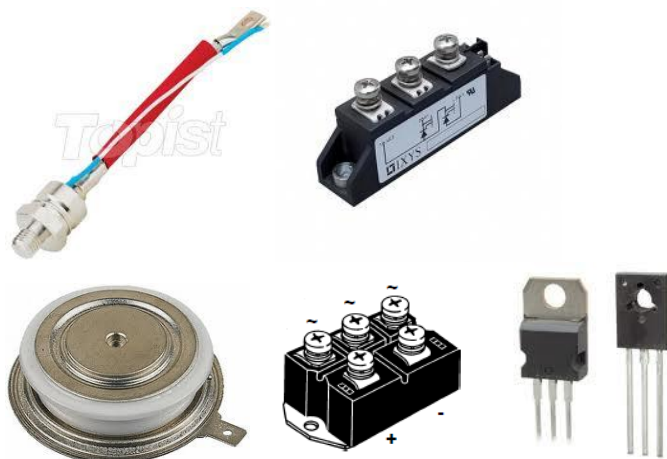
*Силовите полеви транзистори (СПТ)* са едни от най-перспективните видове СПП. За разлика от биполярните транзистори те се управляват с електрическо поле посредством напрежения, подавани на управляващия електрод (гейта). Те имат следните предимства: голямо бързодействие, голяма шумоустойчивост, възможност за паралелна работа без изравняващи елементи, широка област на безопасна работа.

Все по-голяма популярност получават *комбинираните СПП*, съставени от полеви и от биполярни транзистори или тиристори. Комбинирането в един кристал на бързодействащ *MOS* транзистор с голямо входно съпротивление и на мощен биполярен транзистор дава възможност да се намали стойността на управляващото напрежение и да се увеличи коефициентът на усилване при повишена температурна стабилност на прибора.

*Силовите модули (СМ)* представляват комбинация от монтирани в един корпус няколко СПП, свързани последователно, паралелно, насрещно или комбинирано. Чрез груповото свързване се постига увеличаване на максималния допустим ток или максималното допустимо напрежение на модула, а в някои случаи целта е едновременно с това да се получат и по-добри динамични параметри. Особено широко разпространение имат т.н. безпотенциални модули, при които е осъществено едновременно много добра електроизолация и много добра топлопроводимост на корпуса, което улеснява монтажа им.



фиг.1.3



Фиг.1.4

На фиг.1.3 са дадени условните графични означения на най-често използваните СПП.

Според вида на конструкцията на корпуса всички СПП могат да се разделят на прибори с винтова конструкция, с плоска основа и с таблетъчна конструкция. Силовите модули имат специфично оформление (фиг.1.4).

Основните параметри, които характеризират СПП и най-често се използват при техния избор, се дават в справочниците. Те са приведени в таблица 1.1 за тиристорите и силовите диоди и в таблица 1.2 за силовите транзистори.

Таблица 1.1

Наименование на параметрите	Означение, измерителна единица		Параметри на	
	тиристори	диоди	тиристор R0577	Диод АРТ 2x 100D20J
Среден ток в отпушено състояние (температура на корпуса, °C)	$I_{TAV}, A$	$I_{FAV}, A$	379 (85°C)	2x100 (95°C)
Импулсно напрежение в отпушено състояние	$U_{TM}, V$	$U_{FM}, V$	2,15 (1000A)	1,10 (100A)
Повтарящо се импулсно напрежение в право запушено състояние	$U_{DRM}, V$	—	800-1200	—
Повтарящо се импулсно обратно напрежение	$U_{RRM}, V$	$U_{RRM}, V$	800-1200	200
Повтарящ се импулсен ток в запушено състояние	$I_{DRM}, mA$	—	60	—
Повтарящ се импулсен ток	$I_{RRM}, mA$	$I_{RRM}, mA$	60	0,5



обратен ток				
Ток на задържане	$I_H, \text{mA}$	—	1000	—
Динамично съпротивление	$r_T, \text{m}\Omega$	$r_T, \text{m}\Omega$	0,64	1,5
Отпушващо напрежение на управление	$U_{GT}, \text{V}$	—	3,0	—
Отпушващ ток на управление	$I_{GT}, \text{A}$	—	0,2	—
Критична скорост на нарастване на напрежението	$\left(\frac{dU_D}{dt}\right)_{crit}, \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$	—	50-1000	—
Критична скорост на нарастване на тока	$\left(\frac{di_T}{dt}\right)_{crit}, \frac{\text{A}}{\mu\text{s}}$		100-1000	
Време за включване	$t_{gt}, \mu\text{s}$	—	2	—
Време за изключване	$t_q, \mu\text{s}$	$t_{rr}, \mu\text{s}$	10-25	0,15
Заряд на обратно възстановяване	$Q_{rrm}, \mu\text{C}$	$Q_{rrm}, \mu\text{C}$	150	0,8-4,5
Ударен ток	$I_{TSM}, \text{kA}$	$I_{FSM}, \text{kA}$	6,0	1,0

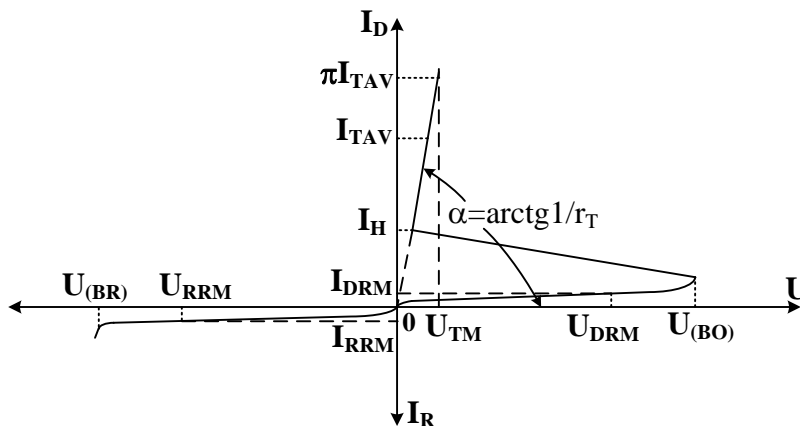
**Таблица 1.2**

Биполярни транзистори		Полеви транзистори	
Параметър	Означение	Параметър	Означение
Напрежение колектор – емитер при $I_B=0$	$U_{CEO}, \text{V}$	Напрежение дрейн-сорс	$U_{DS}, \text{V}$
Средна стойност на колекторния ток	$I_{CAV}, \text{A}$	Постоянен дрейнов ток	$I_D, \text{A}$
Обратен колекторен ток	$I_{CES}, \text{mA}$	Напрежение гейт-сорс	$U_{GS}, \text{V}$
Напрежение на насищане колектор-емитер	$U_{Cesat}, \text{V}$	Съпротивление дрейн-сорс във включено състояние	$R_{DSon}, \Omega$
Коефициент на усилване по ток в схема ОЕ	$h_{21E}$	Ток на утечка гейт-сорс	$I_{GSS}, \text{mA}$
Обща допустима загубна мощност	$P_{tot}, \text{W}$	Максимална загубна мощност	$P_D, \text{W}$
Време за включване	$t_{on}, \mu\text{s}$	Време за включване	$t_{on}, \mu\text{s}$
Време за изключване	$t_{off}, \mu\text{s}$	Време за изключване	$t_{off}, \mu\text{s}$

Следва да се има предвид, че параметърът  $I_{TAV}$ , респективно  $I_{FAV}$ , определя типа на тиристора, респективно диода. Тиристорите и диодите от даден тип се изработват за различни напрежения  $U_{RRM}$  (за тиристорите и  $U_{DRM}$ ) обикновено през  $100\text{V}$  в определени граници, т.е. съществуват различни класове прибори. (Класът по напрежение представлява  $U_{RRM}/100$ ). Същото се

отнася за параметрите  $t_q$  и  $Q_{rrm}$ , според стойността на които приборите от даден тип могат да бъдат от различна група.

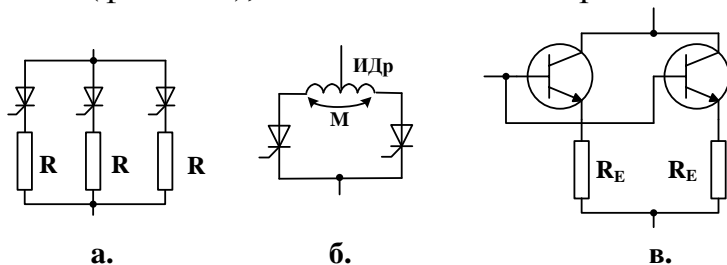
На фиг.1.5 върху статичната волт-амперна характеристика на тиристора са посочени някои от основните му параметри. С  $U_{(BO)}$  е означено напрежението на включване на тиристора, а с  $U_{(BR)}$  – пробивното напрежение в обратна посока.



фиг. 1.5

Когато способността на един прибор да пропуска даден ток или да издържа дадено напрежение в схемата се оказва недостатъчна, се използва групово свързване (последователно или паралелно) на няколко прибора от един и същ вид. При това трябва да се отчитат разликите в параметрите и характеристиките на приборите.

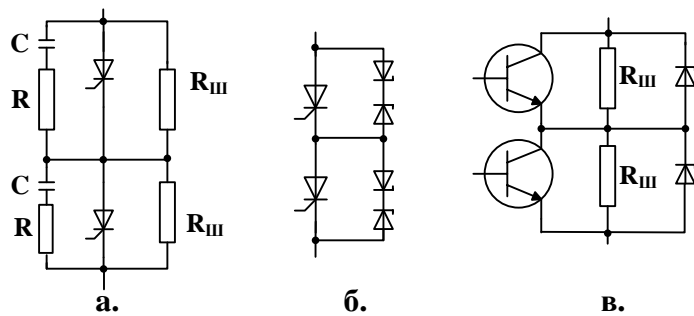
За паралелно свързване най-добре е да се използват специално подбрани прибори с характеристики, които малко се различават във включено състояние. На практика, най-често за изравняване на токовете в паралелно свързани прибори, се използват изравняващи резистори  $R$  (фиг.1.6а) или изравняващи дросели (фиг.1.6б), последователно свързани с тиристорите.



фиг. 1.6

свързани транзистори изравняващите резистори се включват в емитерните вериги (фиг.1.6в), чрез което се въвежда отрицателна обратна връзка, допринасяща допълнително за изравняване на токовете.

На фиг.1.7 са показани различни начини за изравняване на напреженията върху последователно свързани СПП:



фиг. 1.7

с шунтиращи резистори  $R_{ш}$  за изравняване в статичен режим (фиг.1.7а,в), с  $R$ - $C$  вериги за изравняване в динамичен режим (фиг.1.7а) и с помощта на лавинни диоди или стабилитрони (фиг.1.7б,в).

Съпротивлението на шунтиращите резистори  $R_{ш}$  може да се определи по формулата:

$$(1.1) \quad R_{ш} \leq \frac{n \cdot U_{DRM} - U_m}{(n-1) \cdot I_{DRM}},$$

а капацитетът на кондензатора  $C$  в  $R$ - $C$  веригите – по формулата:

$$(1.2) \quad C \geq \frac{(n-1) \cdot Q_{rrm}}{n \cdot U_{DRM} - U_m}.$$

Във формулите (1.1) и (1.2) участват параметрите на тиристорите  $U_{DRM}$ ,  $I_{RRM}$ ,  $Q_{rrm}$  (най-голямата стойност на заряда на възстановяване) и величините:  $n$  – броят на последователно свързаните прибори и  $U_m$  – най-голямата стойност на напрежението върху групата.

### ЗАДАНИЕ

1. Да се изберат от справочниците тиристори с параметри, подходящи за схема на управляем токоизправител, при изчислението на която са намерени: среден ток през тиристор  $40A$  и максимално напрежение върху тиристор  $320V$ .

2. Да се изберат тиристори с подходящи параметри  $U_{DRM}$  и  $t_q$ , които ще работят в схема на инвертор, за която са изчислени: максимално право напрежение върху тиристор  $670V$ , схемно време за изключване  $35 \mu s$ .

3. Подберете тиристори с ток  $I_{TAV} = 50A$ , подходящи за схема, в която  $t_{qc} = 20 \mu s$ ,  $di_T/dt = 150 A/\mu s$ ,  $dU_D/dt = 300 V/\mu s$ .

4. Да се изчисли максималната стойност, която трябва да имат изравнителните резистори  $R_{ш}$  за два последователно свързани тиристора  $TЧ 100-9$ , ако е известно, че максималното напрежение върху групата е  $1200V$ .

5. Да се определят стойностите на изравняващите елементи  $R_{ш}$  и  $C$  на група от последователно свързани тиристори тип  $T2-160-9$ , върху които е приложено максимално напрежение  $3800V$ . Тиристорите  $T2-160-9$  имат  $I_{DRM} = 20 mA$  и  $Q_{rrm} = 480 \cdot 10^{-6} C$ .

## ТЕМА № 2

# УПРАВЛЯЕМИ ЕДНОФАЗНИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

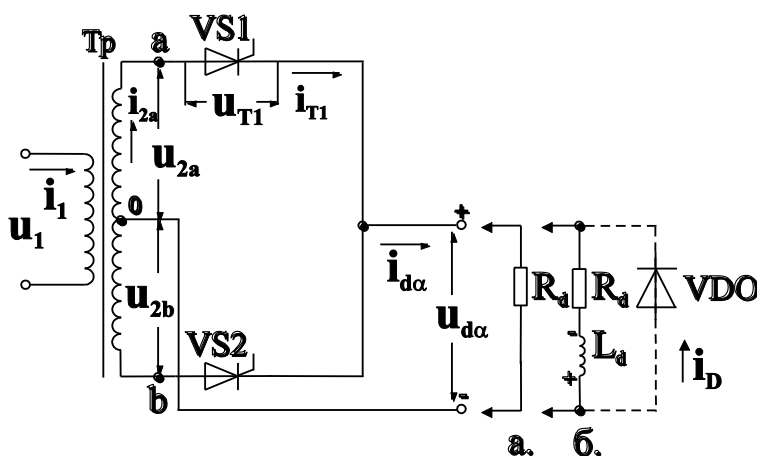
Целта на лабораторното упражнение е да се изследват характеристиките и параметрите на еднофазните токоизправители при активен и активно-индуктивен характер на товара, да се наблюдават формите и да се измерят и изчислят съотношенията между стойностите на токовете и напреженията върху товара, тиристорите и захранващия източник, необходими за правилното проектиране на токоизправителя.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Управляемите еднофазни токоизправители се използват за захранване на сравнително маломощни консуматори, изискващи регулируемо постоянно напрежение. Те се характеризират с относително голяма амплитуда и ниска честота на пулсациите, което изисква големи филтрови елементи и ограничава приложението им при мощни консуматори.

Най-широко разпространение са получили полумостовата, двуфазна схема (наричана още двуполупериодна със средна точка на мрежовия трансформатор) и мостовата схема. Мостовата схема може да се реализира изцяло с управляеми прибори – симетричен токоизправител, или с комбинация от управляеми и неуправляеми прибори – несиметричен токоизправител.

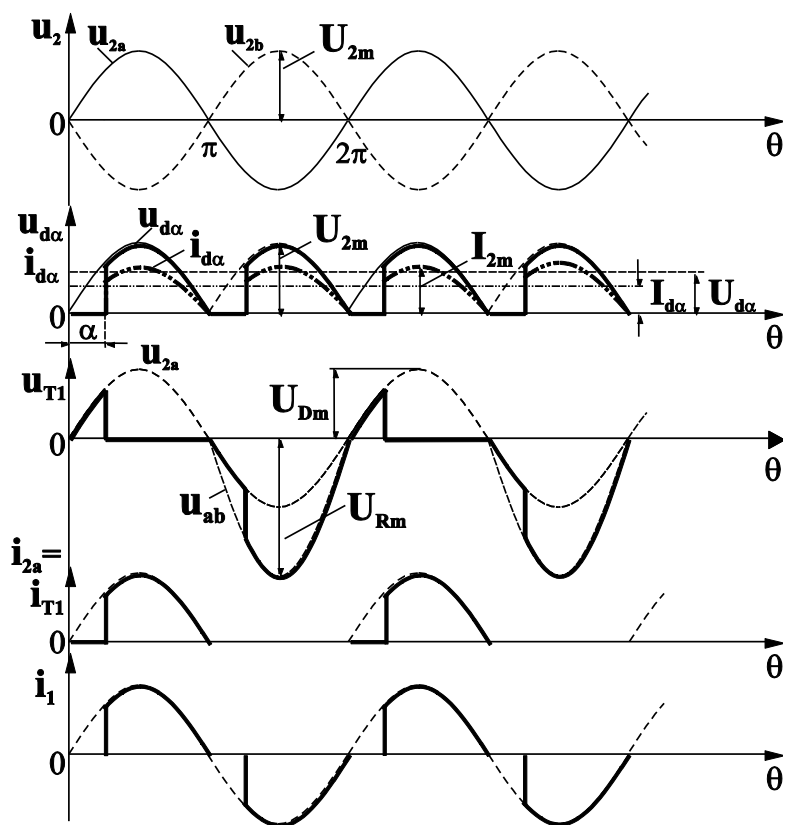
1. Управляем двуфазен еднополупериоден токоизправител (наричан още еднофазен двуполупериоден токоизправител със средна точка на мрежовия трансформатор).



фиг. 2.1

Схемата на токоизправителя е показана на фиг.2.1. За правилното ѝ действие са необходими две променливи фазни напрежения  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ , дефазирани на 180 ел.градуса, което изисква входен мрежов трансформатор  $Tr$ . (Затова правилното наименование на схемата е „Управляем двуфазен еднополупериоден токоизправител“).

а) Работа при активен характер на товара (фиг.2.1а). Действието на токоизправителя се илюстрира с времедиаграмите, показани на фиг.2.2. По време на положителния полупериод на напрежението  $u_{2a}$  се създават условия за



фиг. 2.2

отпушване на тиристора *VS1*. Към товара се подава съответна част от напрежителната полулъвна, съответстваща на времето, през което тиристорът провежда. По време на положителния полупериод на напрежението  $u_{2b}$  (отрицателния на  $u_{2a}$ ) *VS1* се запущва и може да се отпусти *VS2*, при което протичат аналогични процеси. Ъгълът на закъснение на отпушването на тиристорите спрямо момента на естествена комутация (прехода на напрежението през нула) се означава обикновено с  $\alpha$  и се нарича ъгъл на регулиране.

Средната стойност на изправеното напрежение се изчислява с помощта на израза:

$$(2.1) \quad U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \cdot \sin \theta \cdot d\theta = \frac{U_{2m}}{\pi} (1 + \cos \alpha) .$$

Ако с  $U_d$  се обозначи напрежението при ъгъл на регулиране  $\alpha = 0$ , се получава

$$(2.2) \quad U_{d\alpha} = U_d \frac{1 + \cos \alpha}{2} .$$

Средната стойност на товарния ток се определя от товарното съпротивление  $R_d$

$$I_{d\alpha} = \frac{U_{d\alpha}}{R_d} = I_d \frac{1 + \cos \alpha}{2} .$$

Средната стойност на тока през тиристорите е:

$$(2.3) \quad I_{Tav} = \frac{1}{2} I_{d\alpha} .$$

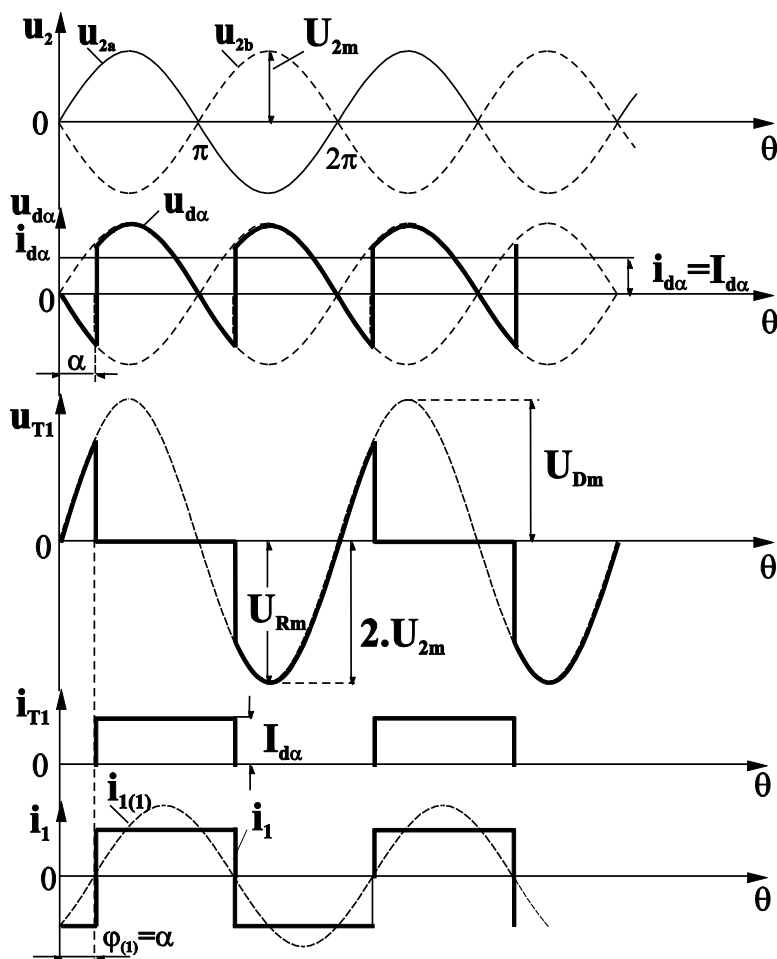
Напрежението върху запушените тиристори се определя от захранващото напрежение. Положителното напрежение върху тиристорите следва фазното захранващо напрежение и достига максималната си стойност при ъгъл  $\alpha = \pi/2$ , т.е.

$$(2.4) \quad U_{Dm} = U_{2m} .$$

Обратното напрежение върху тиристорите също съвпада със съответното фазното напрежение за ъгли, определени от условието  $0 < \theta < \alpha$ . В момента на отпушване на поредния работен тиристор, напр.  $VS2$ , върху  $VS1$  ще се приложи линейното напрежение – векторната сума на напреженията  $u_{2a}$  и  $u_{2b}$ . Максималната му стойност се определя от равенството

$$(2.5) \quad U_{Rm} = 2.U_{2m} \quad .$$

б) Работа при активно-индуктивен характер на товара.



фиг.2.3

Обикновено токоизправителите работят при силно индуктивен товар –  $Ld \rightarrow \infty$ . В края на всеки полупериод върху товарната индуктивност възниква е.д.н. с означената полярност (фиг.2.1б), дължащо се на натрупаната в индуктивността енергия. В резултат на това тиристорите не се запушват в момента  $\theta = \pi$ , а когато се отпушва следващият работен тиристор. В кривата на товарното напрежение се появяват участъци с отрицателна стойност, което намалява диапазона на регулиране на токоизправителя. Времедиаграмите, поясняващи действието на токоизправителя са показани на фиг.2.3.

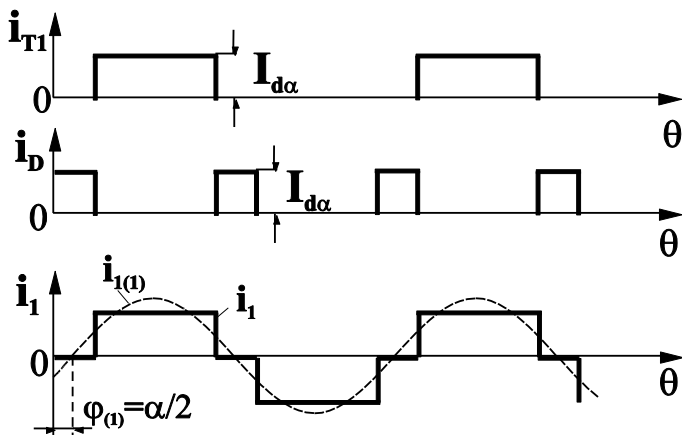
Средната стойност на товарното напрежение се определя от израза

$$(2.6) \quad U_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} U_{2m} \cdot \sin \theta \cdot d\theta = U_d \cdot \cos \alpha \quad .$$

Променя се и видът на напрежението върху тиристорите и формата на токовете през товара, тиристорите и трансформатора.

От кривата на входния ток  $i_1$ , се вижда, че дефазирането  $\varphi_{(1)}$  между първата му хармонична  $i_{1(1)}$  и входното напрежение е равно на ъгъла на регулиране, т.е.

$$(2.7) \quad \cos \varphi_{(1)} = \cos \alpha \quad .$$



фиг. 2.4

токоизправителя се променят, както е показано на фиг.2.4.

Вижда се, че факторът на мощността в този случай се подобрява, тъй като

$$(2.8) \quad \cos \varphi_{(1)} = \cos \frac{\alpha}{2} .$$

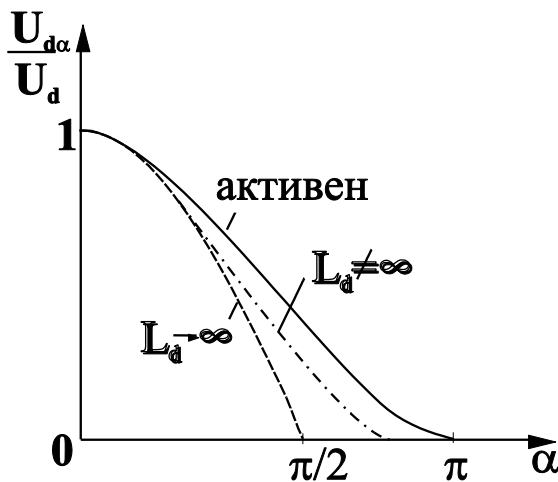
в) Характеристики на токоизправителя.

Основните характеристики на токоизправителя са две – регулировъчна и външна (товарна). Регулировъчната характеристика показва зависимостта на средната стойност на изправеното напрежение от ъгъл на регулиране  $\alpha$ :

$$(2.9) \quad U_{d\alpha} = f(\alpha) .$$

Обикновено тя се дава в относителни единици –  $\frac{U_{d\alpha}}{U_d} = f(\alpha)$ . Графическото ѝ

представяне (фиг.2.5) става въз основа на приведените зависимости за средната стойност на изправеното напрежение при активен (2.2) и активно-индуктивен товар (2.6) (за  $L_d \rightarrow \infty$ ). Когато индуктивността  $L_d$  има крайна стойност, регулировъчната



фиг. 2.5

характеристика заема междинно място.

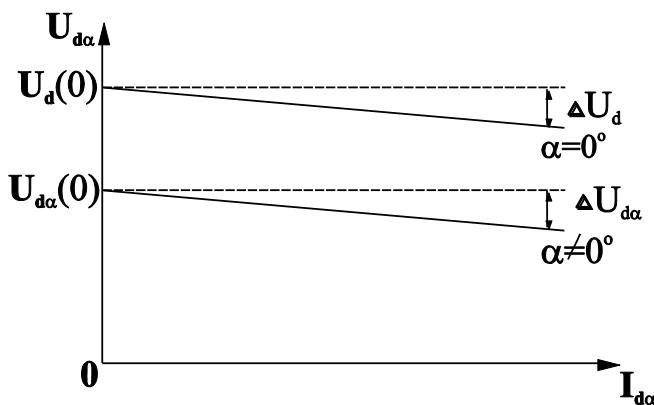
Външната характеристика показва зависимостта на средната стойност на товарното напрежение от средната стойност на тока през товара:

$$(2.10) \quad U_{d\alpha} = f(I_{d\alpha}) .$$

Върху стойността на изправеното напрежение влияят падовете на напрежение върху индуктивностите на разсейване и активните съпротивления на трансформатора, загуби върху свързващите проводници, падовете върху отпушените тиристори и др., т.е.

$$(2.11) \quad U_{d\alpha} = U_{d\alpha}(0) - \Delta U_{d\alpha} ,$$

Следователно, при индуктивен товар значително се влошава факторът на мощността на токоизправителя. За подобряването му към изхода се свързва т.н. обратен диод (VDO) (показан с прекъснатата линия на фиг.2.1б). Тогава формите на изходното напрежение и на напрежението върху тиристорите съвпадат с тези при активен товар. Формите на токовете през елементите на

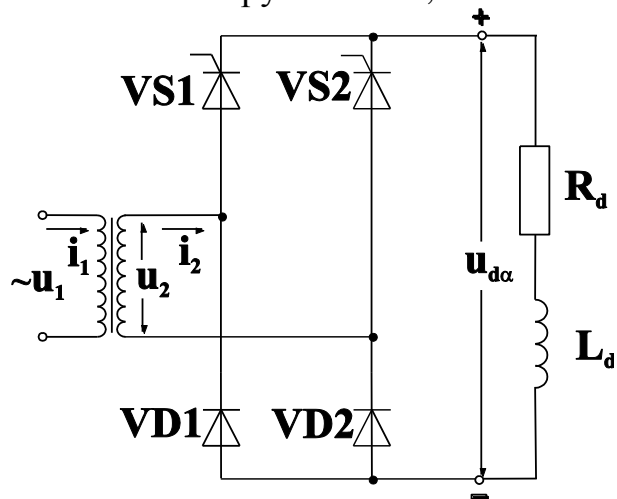


фиг. 2.6

където напрежението  $U_{d\alpha}(0)$  е на празен ход, а  $\Delta U_{d\alpha}$  отразява загубите в токоизправителя. Видът на характеристиката е показан на фиг.2.6 за различни стойности на ъгъла  $\alpha$ .

## 2. Еднофазен мостов несиметричен токоизправител.

Схемата на токоизправителя е показана на фиг.2.7. Тя се състои от два тиристора  $VS1$ ,  $VS2$  и два диода  $VD1$  и  $VD2$ . Ако захранващото напрежение  $u_2$  е равно на  $u_{2a}$  ( $u_{2b}$ ), изправеното напрежение се определя по същата формула както и при полумостовата схема. В схемата не е нужно включване на обратен диод при работа с индуктивен характер на товара. Неговата функция се изпълнява от групите  $VS1$ ,  $VD1$  или  $VS2$ ,  $VD2$ . Например, през положителния



фиг. 2.7

полупериод провеждат  $VS1$  и  $VD2$ . В края на полупериода, при активен характер на товара, тиристорът би трябвало да се запуши. Вследствие на натрупаната в товарната индуктивност енергия токът през товара запазва стойността и посоката си. Поради това тиристорът  $VS1$  ще продължи да провежда и след момента  $\theta = \pi$  (по време на отрицателния полупериод). Но тогава захранващото напрежение е с полярност, способстваща за отпушването на  $VD1$  и запушването на  $VD2$ . Следователно в началото на

отрицателния полупериод провеждат  $VS1$  и  $VD1$ , които създават верига за протичане на товарния ток. При това захранващото напрежение е изключено от товара и изходното напрежение на токоизправителя е нула. Стойността на максималното обратно напрежение върху тиристора и диодите е

$$(2.12) \quad U_{Rm} = U_{2m} \quad .$$

## ЗАДАНИЕ

### 1. Двухазен токоизправител.

1. Да се снемe регулировъчната характеристика при активен характер на товара. Да се начертае осцилограмата на изправеното напрежение при ъгъл на регулиране  $\alpha = 30^\circ$  и товарен ток  $I_{d\alpha} = 2,0A$ .



2. Да се наблюдават и начертаят осцилограмите на напрежението върху един тиристор. Да се намерят максималните стойности на правото и обратното напрежение върху тиристора при  $\alpha = 30^\circ$ ,  $\alpha = 90^\circ$ .

3. Да се снее регулировъчната характеристика при активно-индуктивен характер на товара. Да се начертае осцилограмата на изправеното напрежение при  $\alpha = 30^\circ$  и  $I_{da} = 2,0A$ .

4. Да се наблюдават и начертаят осцилограмите на напрежението върху тиристора при активно-индуктивен характер на товара в режим на непрекъснат ток. Да се измерят максималните стойности на правото и обратното напрежение.

## II. Мостов несиметричен токоизправител.

1. При активно-индуктивен товар да се наблюдава и начертае диаграмата на изправеното напрежение.

2. Да се наблюдават и начертаят една под друга диаграмите на напрежението върху тиристора **VS1** и диода **VD2**. Да се обясни особеността в действието на схемата.

3. Да се направят изводи относно фактора на мощността на изправителя и максималния ъгъл на регулиране  $\alpha_{max}$ .

## УКАЗАНИЯ

1. Изходните букси на токоизправителя със средна точка са: средната точка на вторичната намотка на трансформатора (бяла буква) и общата точка на катодите на тиристорите **VS1** и **VS2** (червена буква). Изходните букси на мостовия токоизправител са: общата точка на катодите на тиристорите и общата точка на анодите на диодите (черна буква).

2. Товарът се включва към изходните букси на токоизправителя. При активен характер на товара се включва реостат със съпротивление  $5 \div 80 \Omega$ , а при активно-индуктивен товар – последователно с реостата се включва вграденият в макета дросел.

3. Средната стойност на товарното напрежение се измерва с помощта на волтмер за постоянно напрежение, а на товарния ток – с вградения ампермер.

4. Макетът се включва и изключва с ключ, разположен в лявата част на лицевия панел. Разрешение за подаване на управляващи импулси към тиристорите се формира от ключа при включването му в горно положение.

5. Ъгълът на регулиране се променя през  $30^\circ$  с помощта на потенциометъра.

6. С помощта на осцилоскоп се наблюдават и измерват формата и амплитудата на захранващото и изходното напрежение и на напрежението върху тиристорите.

7. Всички измервания да се нанесат в подходящи таблици.

## ТЕМА № 3

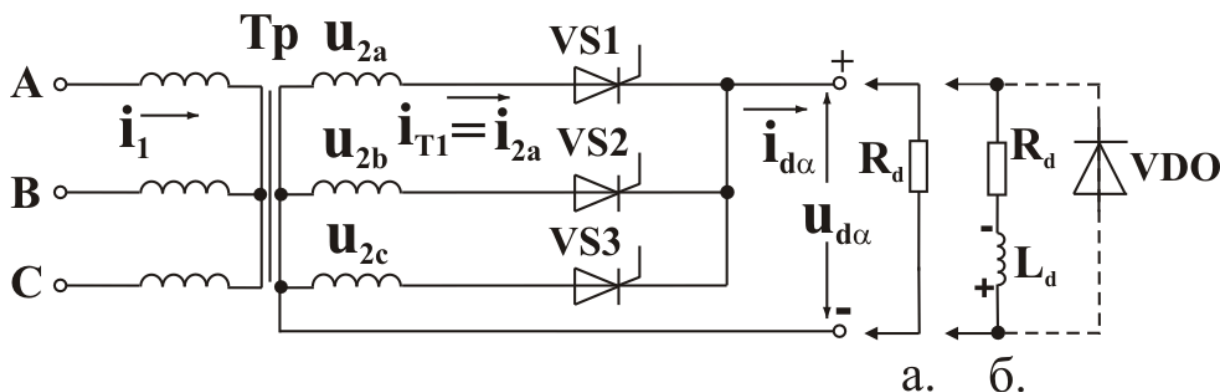
# УПРАВЛЯЕМ ТРИФАЗЕН ЕДНОПОЛУПЕРИОДЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Упражнението има за цел да се изследват параметрите и характеристиките на трифазния еднополупериоден токоизправител при активен и активно-индуктивен характер на товара, да се наблюдават формите на токовете и напреженията върху елементите и в изхода му и да се определят съотношенията между стойностите на токовете и напреженията върху товара, тиристорите и хранящия източник, необходими за правилното проектиране на токоизправителя.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

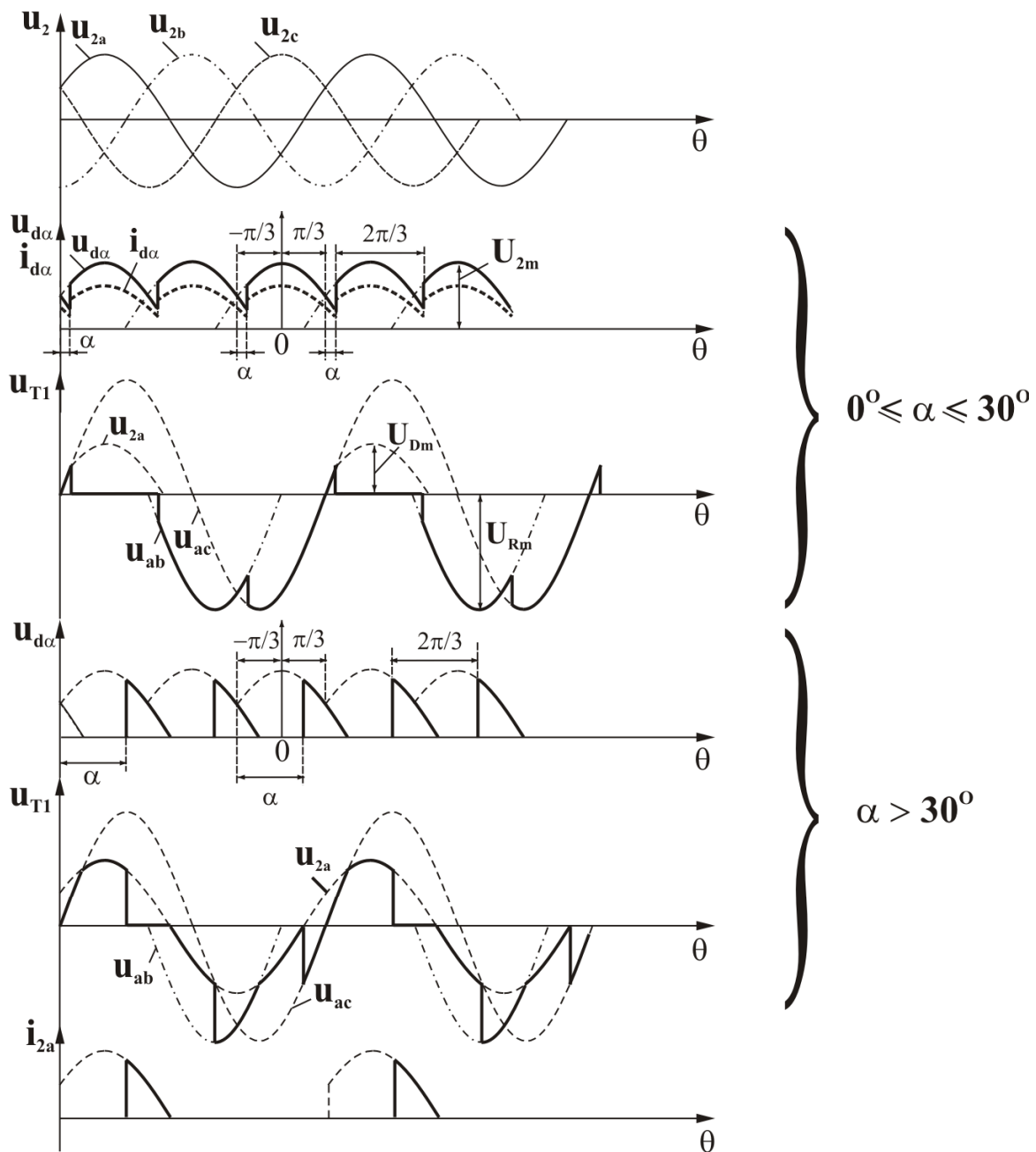
Схемата на токоизправителя е показана на фиг.3.1. Тя се състои от трансформатора  $Tr$  с обща точка на вторичните намотки, тиристорите  $VS1$ ,  $VS2$ ,  $VS3$ . Към изходните букси на токоизправителя се включва съответен товар – активен (фиг.3.1а) или активно-индуктивен (фиг.3.1б).



фиг. 3.1

1. *Работа при активен характер на товара.* Работата на схемата се пояснява с времедиagramите показани на фиг.3.2. Всеки от тиристорите  $VS1$ ,  $VS2$  или  $VS3$  може да се включи, когато потенциалът на анода му е положителен от потенциала на катода му и се подаде управляващ импулс. Това се осъществява след момента на естествена комутация – моментът на изравняване на фазните напрежения, до прехода през нула (към отрицателния полупериод) на съответното фазно напрежение. Чрез промяна на закъснението при отпушване на тиристорите спрямо момента на естествената комутация (ъгъла  $\alpha$ ) може да се регулира средната стойност на изправеното напрежение. Формите на товарното напрежение  $u_{d\alpha}$  и на напрежението върху тиристора  $VS1$  ( $u_{T1}$ ) за различни ъгли на регулиране са показани на фиг.3.2. Токът през товара  $i_{d\alpha}$ , през първичната и вторична намотка ( $i_1$  и  $i_2$ ) повтарят формата на товарното напрежение.

От показаните времедиagramи се вижда, че в зависимост от големината на ъгъла на регулиране токоизправителят работи в два режима:



фиг. 3.2

- режим на непрекъснат ток – без паузи в товарния ток получава се при ъгли на регулиране по-малки от определен ъгъл, наречен критичен, т.е.  $\alpha \leq \alpha_{кр}$ , където  $\alpha_{кр} = \pi/6$ ;
- режим на прекъснат ток  $\alpha > \alpha_{кр}$ . В определени интервали товарното напрежение и товарният ток са равни на нула.

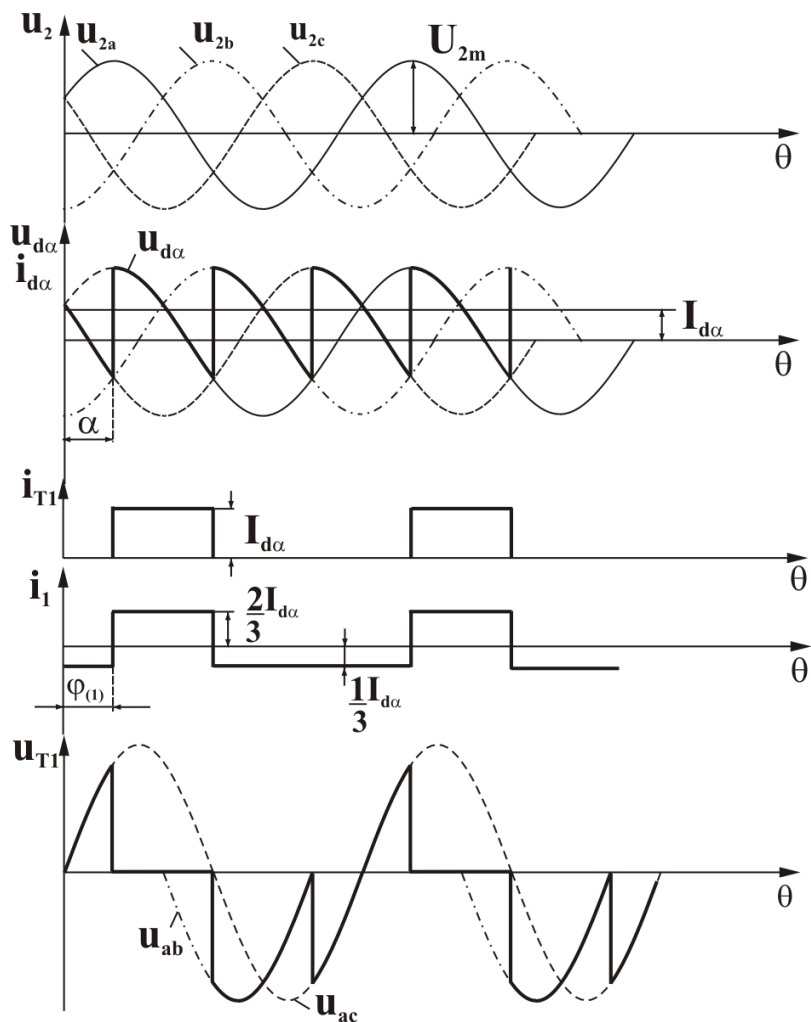
Вижда се различното въздействието, което оказва промяната на ъгъла на регулиране върху големината на изправеното напрежение. При  $\alpha \leq \alpha_{кр}$  средната стойност на изходното напрежение е:

$$(3.1) \quad U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{\pi}{3}+\alpha} U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_d \cdot \cos \alpha \quad ,$$

където  $U_d = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{2m} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2$  е стойността на изправеното напрежение при ъгъл на отпушване на тиристорите  $\alpha = 0^\circ$ ,  $U_{2m}$  е максималната стойност на променливото фазно захранващо напрежение, а  $U_2$  – неговата ефективна стойност. При ъгъл на регулиране  $\alpha > \alpha_{кр}$  средната стойност на изходното напрежение е

$$(3.2) \quad U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_d \cdot \frac{1 - \sin(\alpha - \pi/3)}{\sqrt{3}}$$

2. *Работата при индуктивен характер на товара.* Времедиаграмите, илюстриращи работата на токоизправителя при индуктивен характер на товара (счита се, че индуктивността на товара има много голяма стойност  $Ld \rightarrow \infty$ ) са дадени на фиг.3.3. При това предположение токоизправителят работи само в

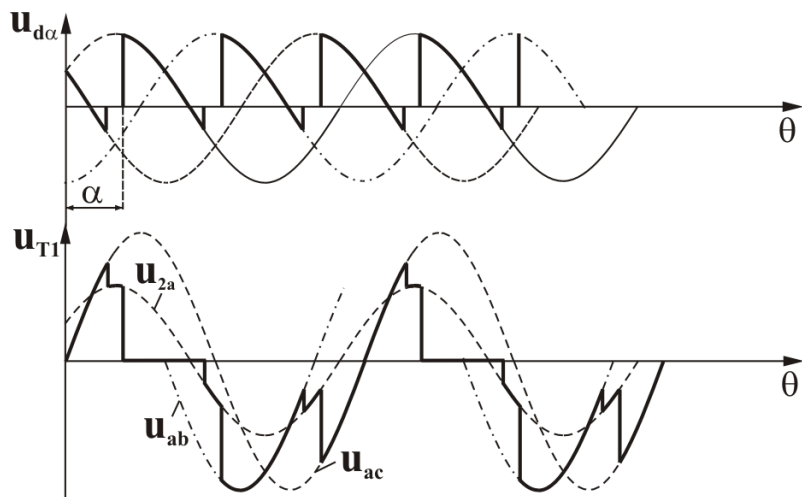


фиг. 3.3

непрекъснат режим. И при ъгли на регулиране  $\alpha > \pi/6$  тиристорите остават във включено състояние до отпушване на следващия тиристор, вследствие на натрупаната енергия в товарната индуктивност, която поражда е.д.н. с означената полярност (фиг.3.1б). Това е.д.н. превишава захранващото фазно напрежение (което вече е запусващо за тиристора), поради което тиристорът остава отпушен и през отрицателния полу-период на захранващото напрежение. В сравнение с активен товар се променя формата на товарното напрежение и напрежението върху тиристорите за ъгли  $\alpha > \pi/6$ . Поради голямата стойност на индуктивността товарният ток има постоянна

стойност (за неизменно  $R_d$ ), без пулсации. В резултат на това и токовете през тиристорите и трансформатора имат правоъгълна форма. Средната стойност на товарното напрежение се определя по формулата за непрекъснат режим (3.1).

При силно индуктивен характер на товара ( $L_d \rightarrow \infty$ ) дефазирането  $\varphi_{(I)}$  между захранващото напрежение и първичния ток е равно на ъгъла на регулиране  $\alpha$  (фиг.3.3), т.е.  $\cos\varphi_{(I)} = \cos\alpha$ . Следователно, с увеличаване на ъгъла на регулиране се влошава факторът на мощност на захранващата мрежа. Това влияние се намалява чрез включване на обратния диод **VDO** в изхода на токоизправителя. Натрупаната енергия в индуктивността се разсейва в контура



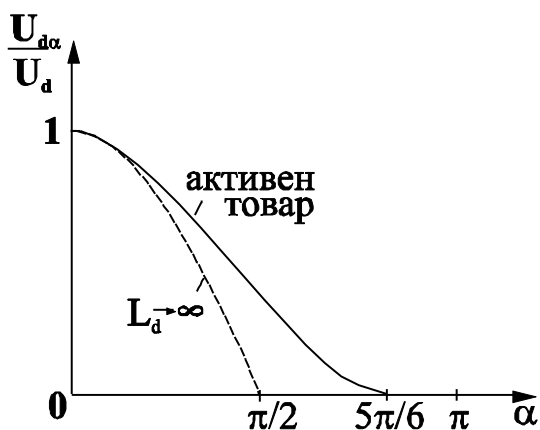
фиг. 3.4

$L_d, VDO, R_d$ . Регулировъчната характеристика, формата на товарното напрежение и напрежението върху тиристорите става както при активен характер на товара.

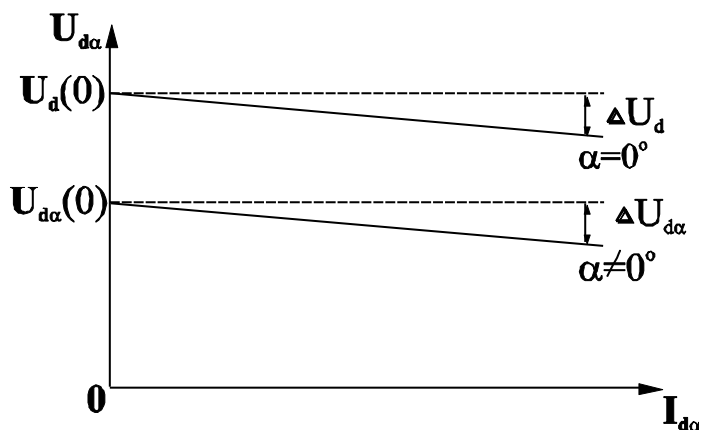
На фиг.3.4 са показани и формите на напрежението върху товара на тиристорите при крайна стойност на индуктивността  $L_d$ , когато натрупаната в нея енергия не е достатъчна да поддържа

включеното състояние на тиристорите при по-продължителни паузи.

3. Изходни параметри и характеристики. Регулировъчната и външна характеристика, представени съответно на фиг.3.5 и фиг.3.6 се дефинират по същия начин както при еднофазния управляем токоизправител.



фиг. 3.5

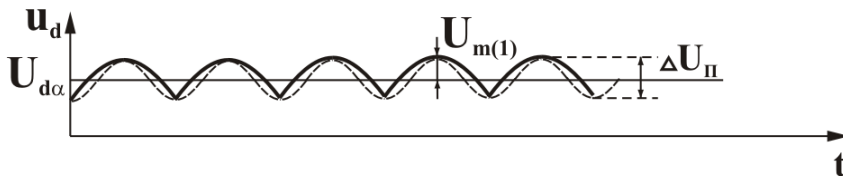


фиг. 3.6

От външната характеристика, снета при определен ъгъл  $\alpha$ , може да се определи вътрешното съпротивление ( $r$ ) на управляемия токоизправител

$$(3.3) \quad r = \Delta U_{d\alpha} / \Delta I_{d\alpha} \quad .$$

Друг важен показател за качеството на един токоизправител е коефициентът на пулсации ( $k_n$ ) – отношение на амплитудата на първата хармо-



фиг. 3.7

нична на пулсиращото товарно напрежение към средната стойност на това напрежение. Съгласно диаграмата, показана на фиг.3.7,

коэффициентът на пулсации се определя от равенството

$$(3.4) \quad k_{\Pi} = \left( \frac{U_{m(1)}}{U_{d\alpha}} \right)_{\alpha=const} = \frac{\Delta U_{\Pi}}{2U_{d\alpha}} .$$

Теоретичната стойност на този коэффициент за режим на непрекъснат ток се определя от формулата

$$(3.5) \quad k_{\Pi} = \frac{2}{m^2 - 1} \sqrt{1 + m^2 \cdot \text{tg}^2 \alpha} ,$$

където  $m$  е броя на фазите, (в случая  $m = 3$ ).

### ЗАДАНИЕ

1. Да се снее регулировъчната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ . Да се начертае регулировъчната характеристика в относителни единици и да се сравни с теоретичната.

2. Да се снее и начертае в относителни единици външната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(I_{d\alpha})$ . Изходния ток  $I_{d\alpha}$  да се променя в диапазона  $0,5 \div 4$  А. Изследването да се направи за две стойности на ъгъла на регулиране:  $\alpha = 0^\circ$  и  $\alpha = 60^\circ$ . Да се изчисли вътрешното съпротивление на токоизправителя.

3. Да се наблюдава и да се начертае формата на фазния ток на трансформатора и анодния ток през тиристорите при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . Да се измерят амплитудните стойности на тези токове, ако се знае, че токовият трансформатор е натоварен с  $R_m = 1\Omega$  и преводното му отношение 1:200. Изследванията се провеждат при товарен ток  $I_{d\alpha} = 2$  А.

4. Да се наблюдават и начертаят в обща координатна система формите на фазното напрежение, напреженията върху тиристорите и товара при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$ ,  $\alpha = 90^\circ$ . Да се сравни формата им с теоретичната .

5. Да се изследва влиянието на обратния диод включен в изхода на токоизправителя върху токовете и напреженията в схемата.

6. Да се измерят пулсациите на изходното напрежение при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . Да се изчисли коэффициентът на пулсации и да се сравни с теоретичния.

## УКАЗАНИЯ

1. Всички измервания се провеждат при активен и активно-индуктивен характер на товара.

2. Изходните букси на токоизправителя са: общата точка на трите вторични намотки на трансформатора (бяла букса) и обща точка на катодите на тиристорите *VS1*, *VS3*, *VS5* след измервателния ампермер (червена букса).

3. Товарът се включва към изходните букси на токоизправителя. При активен характер на товара се включва реостат със съпротивление  $5 \div 80\Omega$ , а при активно-индуктивен товар последователно с реостата се включва вграденият в макета дросел.

4. Средната стойност на товарното напрежение се измерва с помощта на цифров волтмер, а на товарния ток – с вградения ампермер.

5. Макетът се включва и изключва с трифазен превключвател, посредством бутоните “пуск” и “стоп”. Разрешение за подаване на управляващи импулси към тиристорите се формира от ЦК-ключа при включването му в горно положение.

6. Ъгълът на регулиране се променя през  $30^\circ$  с помощта на потенциометъра.

7. С помощта на осцилоскоп се наблюдават и измерват:

- формата и амплитудата на захранващото и изходното напрежение и на напрежението върху тиристорите;
- формата и амплитудата на токовете в първичната и вторичната намотка на трансформатора, измерена като напрежение в изходните букси на токовете трансформатори (черни букси).

8. Всички измервания да се нанесат в подходящи таблици.

## ТЕМА № 4

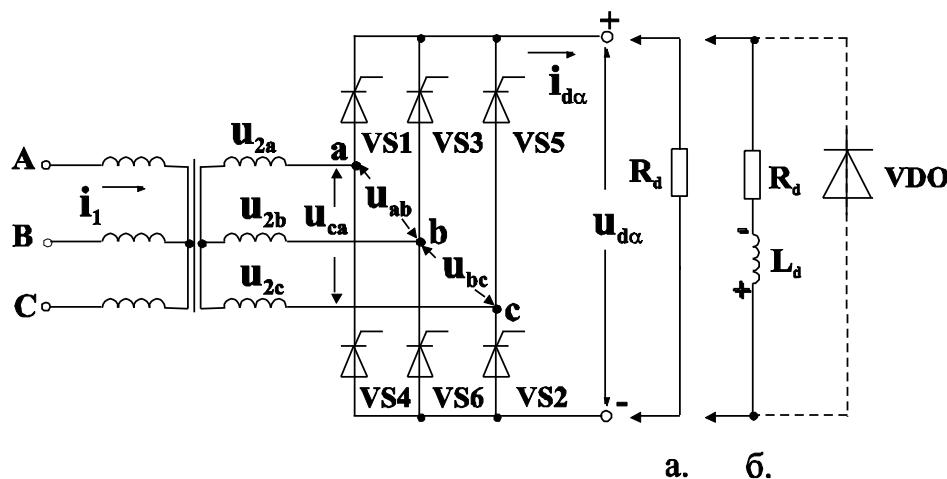
# УПРАВЛЯЕМ ТРИФАЗЕН МОСТОВ СИМЕТРИЧЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

В лабораторното упражнение се изследват характеристиките и параметрите на трифазния мостов токоизправител при активен и активно-индуктивен товар, наблюдават се формите на токовете и напреженията върху елементите и в изхода му, измерват се и се изчисляват съотношенията на токовете и напреженията върху товара, тиристорите и захранващия източник, които са необходими за правилното проектиране на токоизправителя.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Схемата на токоизправителя е представена на фиг.4.1. Захранващите напрежения се получават от трансформатора *Tr* и се преобразуват от тиристор-



фиг. 4.1

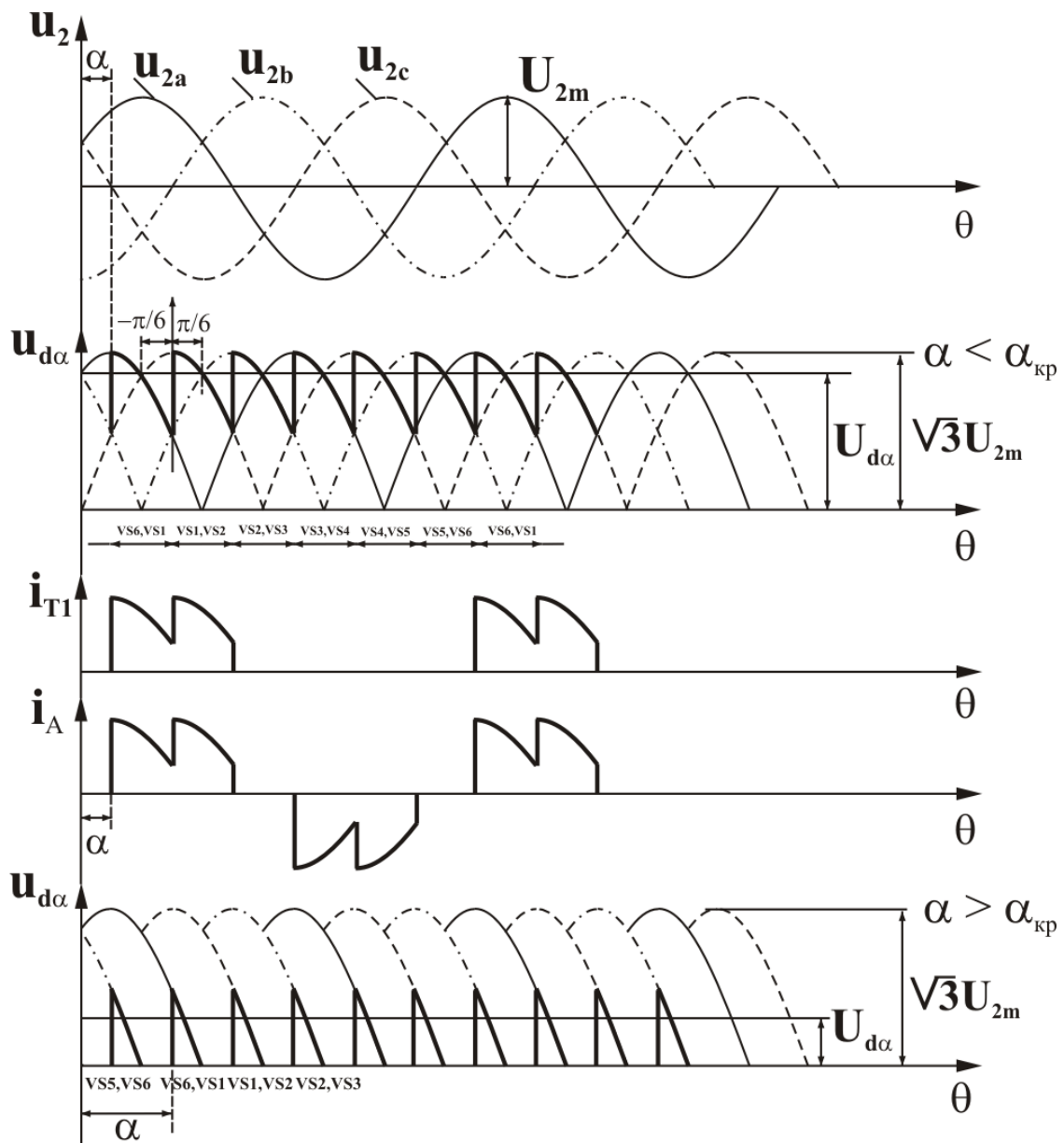
ния мост *VS1*, *VS2*, ..., *VS6*. Към изходните букси на токоизправителя се включва съответен товар – активен (фиг.4.1) или активно-индуктивен (фиг.4.1б).

1. *Работа при активен товар.* Работата на схемата се пояснява с времедиаграмите, показани на фиг.4.2. Характерно за действието ѝ е, че винаги провеждат два тиристора – един от катодната група (тиристорите с общи катода *VS1*, *VS3*, *VS5*) и един от анодната група (тиристорите с общи аноди *VS2*, *VS4*, *VS6*). От катодната група провежда тиристорът с най-положителния анод, а от анодната – с най-отрицателния катод. Редът на включване на двойките тиристорите е съгласно означената номерация на фиг.4.1. В резултат от това действие на схемата към товара се подава част от едно от линейните напрежения  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ca}$ . Колкото е по-голям ъгълът на регулиране  $\alpha$ , толкова по-малка част от това напрежение се подава към товара и се намалява средната стойност на товарното напрежение.

В зависимост от големината на ъгъла на регулиране токоизправителят преминава през два режима:

- режим на непрекъснат ток  $\alpha \leq \alpha_{кр} = \pi/3$ ;
- режим на прекъснат ток  $\alpha > \alpha_{кр}$ .





фиг.4.2.

Съобразно с това средната стойност на товарното напрежение се определя според изразите:

- при  $\alpha \leq \alpha_{кр}$

$$(4.1) \quad U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6} + \alpha} \sqrt{3} \cdot U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_d \cdot \cos \alpha \quad ,$$

където  $U_d = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} \cdot U_{2m}$  е стойността на изправеното напрежение при  $\alpha = 0$ ;

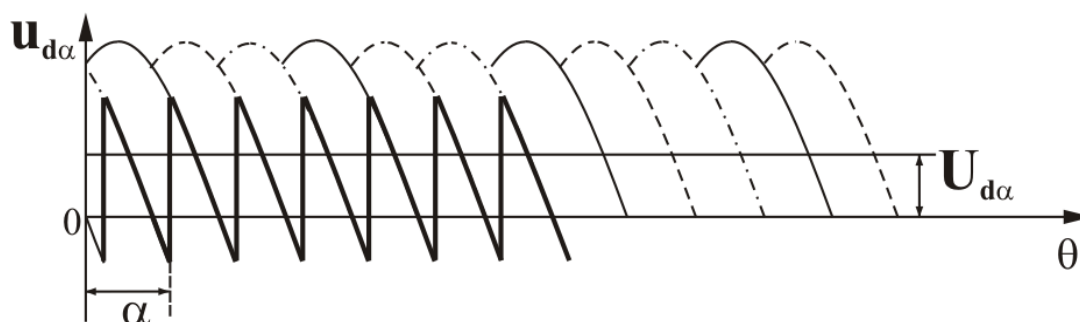
- при  $\alpha > \alpha_{кр}$ .

$$(4.2) \quad U_{d\alpha} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} \cdot U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_d \cdot [1 + \cos(\pi/3 + \alpha)] \quad .$$

Формата на товарния ток повтаря тази на напрежението върху товара. Формата на тока през тиристора ( $i_{T1}$ ) и през фаза А ( $i_A$ ) са дадени на фиг.4.2.

Формата на напрежението върху тиристорите е аналогично на показаната при еднополупериодната трифазна схема (фиг.4.2 –  $u_{T1}$ ).

2. *Работа при индуктивен характер на товара.* При предположение, че товарната индуктивност има много голяма стойност ( $Ld \rightarrow \infty$ ) токоизправителят променя действието си при ъгли  $\alpha > \alpha_{кр}$ . При преминаване на линейното напрежение през нула тиристорите не се запущат. Това се дължи на натрупаната енергия в товарната индуктивност, от която се индуцира е.д.н. с полярност, поддържаща включеното състояние на тиристорите. Токоизправителят работи в непрекъснат режим и средната стойност на изправеното напрежение се определя по зависимостта (4.1).



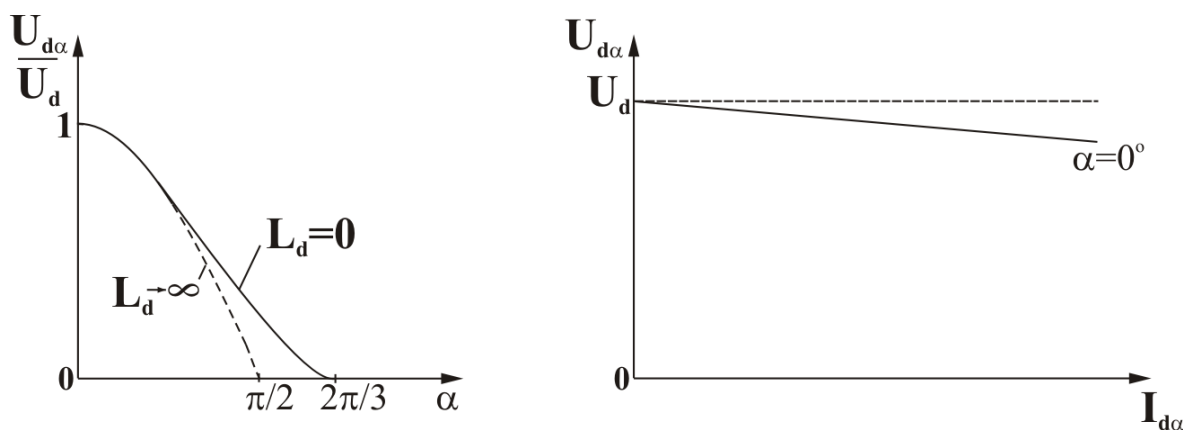
фиг.4.3

Формата на товарното напрежение при ъгъл на регулиране  $\alpha > \alpha_{кр}$  е показана на фиг.4.3.

Влиянието на обратния диод VDO върху работата и времедиаграмите на токоизправителя е аналогично на това при еднофазните и при трифазния еднополупериоден токоизправител.

3. *Характеристики и параметри.* Регулировъчната и външната характеристики на токоизправителя в относителни единици са показани на фиг.4.4.

Характерно предимство на разглежданата схема е по-малката амплитуда на пулсациите (при еднакви ъгли на регулиране) и по-високата им честота. Коефициентът на пулсации при  $\alpha = 0$  е  $k_n = 2/(m^2 - 1) = 2/(6^2 - 1) = 0,057$ . Пулсациите са с честота 300 Hz, което намалява масата и обема на филтровите елементи, включвани в изхода на токоизправителя.



фиг.4.4

4. *Изисквания към схемата за управление.* В разглеждания токоизправител едновременно трябва да провеждат два тиристора, за да може да протича ток през товара. При прекъснат режим на работа по време на паузата са запушени всички тиристорни. За да протече товарен ток, в определен момент трябва да се отпушат и двата тиристора, които са наред да провеждат. Например, тиристорът *VS1* трябва да получи управляващ импулс, за да провежда заедно с тиристора *VS6*. При настъпването на паузата двата тиристора се изключват. За да може след това *VS1* да провежда заедно с *VS2*, трябва отново да получи управляващ импулс след  $60^\circ$  градуса. Затова при тази токоизправителна схема, с цел да се осигури нормалната ѝ работа и при прекъснат режим на работа, за отпушване на тиристорите се подават сдвоени управляващи импулси.

## ЗАДАНИЕ

1. Да се снемат регулировъчната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ , да се начертае в относителни единици и се сравни с теоретичната.

2. Да се снемат и начертае в относителни единици външната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(I_{d\alpha})$ . Изходният ток  $I_{d\alpha}$  да се променя в диапазона  $0,5 \div 4$  А. Изследването да се направи за две стойности на ъгъла на регулиране:  $\alpha = 0^\circ$  и  $\alpha = 60^\circ$ . Да се изчисли вътрешното съпротивление на токоизправителя.

3. Да се наблюдават и начертаят в обща координатна система формата на фазния и анодния ток при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $\alpha = 90^\circ$ . Да се измерят амплитудните стойности на тези токове, ако се знае, че токовия трансформатор е натоварен с резистор  $R_{uu} = 1\Omega$  и има преводно отношение 1:200. Изследванията се провеждат при изходен ток  $I_{d\alpha} = 2$  А.

4. Да се наблюдават и начертаят в обща координатна система фазното напрежение, напрежението върху тиристорите и товара при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $\alpha = 90^\circ$ . Да се сравнят с теоретичните форми.

5. Да се изследва влиянието на обратния диод върху формите на токовете и напреженията в схемата.

6. Да се измерят пулсациите на изходното напрежение при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ . Да се изчисли коефициентът на пулсации и се сравни с теоретичния.

## УКАЗАНИЯ

1. Всички изследвания се провеждат при активен и активно-индуктивен характер на товара.

2. Изходните букси на токоизправителя са: общата точка на анодите на тиристорите *VS2*, *VS4*, *VS6* (черна буква) и общата точка на катодите на тиристорите *VS1*, *VS3*, *VS5* след измервателния ампермер (червена буква).

3. Товарът се включва към изходните букси на токоизправителя. При активен характер на товара се включва реостат със съпротивление  $5 \div 80 \Omega$ , а при активно-индуктивен товар – последователно с реостата се включва вграденият в макета дросел.

4. Средната стойност на товарното напрежение се измерва с помощта на цифров волтмер, а на товарния ток – с вградения ампермер.

5. Макетът се включва и изключва с трифазен превключвател, посредством бутоните “пуск” и “стоп”. Разрешение за подаване на управляващи импулси към тиристорите се формира от ключ при включването му в горно положение.

6. С помощта на ключ се избира режим на работа – “симетрична схема”.

7. Ъгълът на регулиране се променя през  $30^\circ$  с помощта на потенциометъра.

8. С помощта на осцилоскоп се наблюдават и измерват:

- формата и амплитудата на захранващото и изходното напрежение и на напрежението върху тиристорите;
- формата и амплитудата на токовете в първичната и вторичната намотка на трансформатора, измерена като напрежение в изходните букси на токовете трансформатори (черни букси).

9. Всички измервания да се нанесат в подходящи таблици.

## ТЕМА № 5

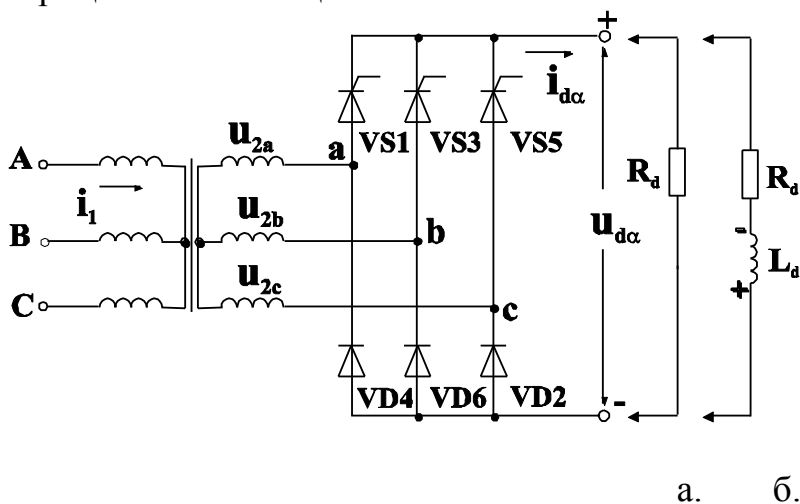
# УПРАВЛЯЕМ ТРИФАЗЕН МОСТОВ НЕСИМЕТРИЧЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се изследват характеристиките и параметрите на трифазния мостов несиметричен токоизправител при активен и активно-индуктивен характер на товара, да се наблюдават формите на токовете и напреженията върху елементите и в изхода му, да се измерят и изчислят съотношенията между стойностите на токовете и напреженията върху товара, тиристорите и хранващия източник, необходими за правилното проектиране на токоизправителя.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Схемата на токоизправителя е представена на фиг.5.1. Тя се състои от трансформатора  $Tp$ , тиристорите  $VS1$ ,  $VS3$ ,  $VS5$  и диодите  $VD2$ ,  $VD4$ ,  $VD6$ . Към изходните букси на токоизправителя се включва съответен товар – активен (фиг.5.1а) или активно-индуктивен (фиг.5.1б). Различието от симетричната мостова схема е, че едната от вентилните групи – обикновено анодната (приборите с общи аноди), е неуправляема. Тиристорите от катодната група се включват при подаване на управляващ импулс към поредния тиристор с положително анодно напрежение, докато диодите се комутират в съответствие със хранващото напрежение – провежда диодът, чийто катод е с най-отрицателен потенциал.



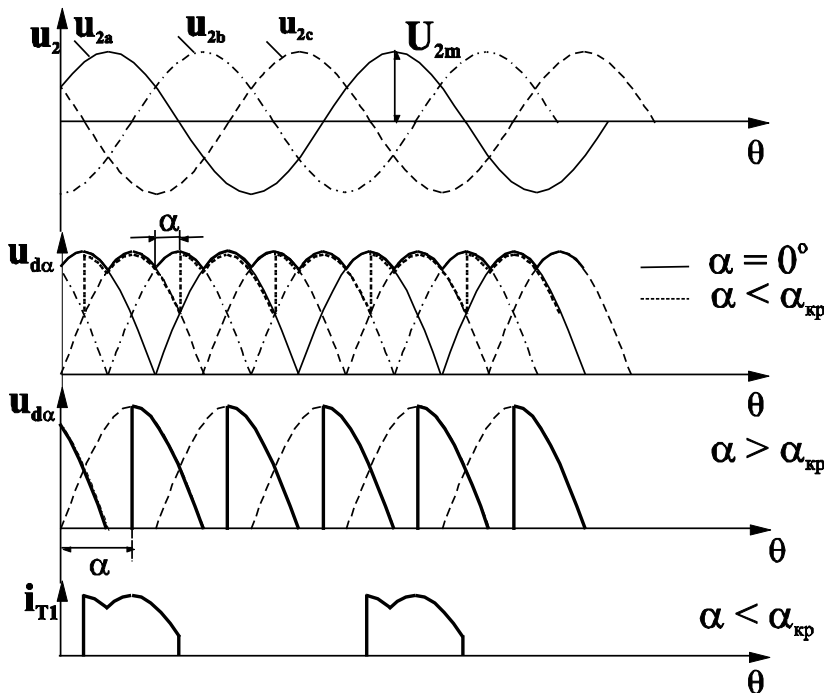
фиг.5.1

1. *Работата при активен характер на товара.* Времедиаграмите на токовете и напреженията са показани на фиг. 5.2. При ъгъл на отпушване на тиристорите  $\alpha = 0^\circ$  схемата работи като диодна. Последователно провеждат двойките вентили  $VD6-VS1$ ,  $VS1-VD2$ ,  $VD2-VS3$ ,  $VS3-VD4$  и т.н.

Когато тиристорите се включват с ъгъл на управление  $0 < \alpha < \alpha_{кр}$  всеки тиристор провежда с два различни диода. С увеличаване на ъгъла на регулиране постепенно се намалява интервалът на провеждане с първия диод. Към товара се подава по-малка част от линейното напрежение и се намалява средната

стойност на товарното напрежение (фиг.5.2). Интервалът на провеждане с втория диод не се повлиява и няма въздействие върху формата на напрежението.

При ъгъл  $\alpha = \pi/6$  се достига критичният ъгъл на регулиране. При по-



фиг. 5.2

големи ъгли на регулиране тиристорът  $VS1$  не провежда с  $VD6$ , а само с  $VD2$ . Формата на товарното напрежение е подобна на тази при трифазния еднополупериоден токоизправител.

При ъгли на регулиране  $\alpha > \alpha_{кр}$  се работи в режим на прекъснат ток. Тогава започва да намалява интервала, през който провеждат двойките вентили  $VS1-VD2$ ,  $VS3-VD4$ ,  $VS5-VD6$ , като постепенно се намалява и изправеното напрежение, което се нулира при  $\alpha = 180^\circ$ .

Средната стойност на изправеното напрежение се определя съгласно зависимостите:

- за  $\alpha \leq \alpha_{кр}$

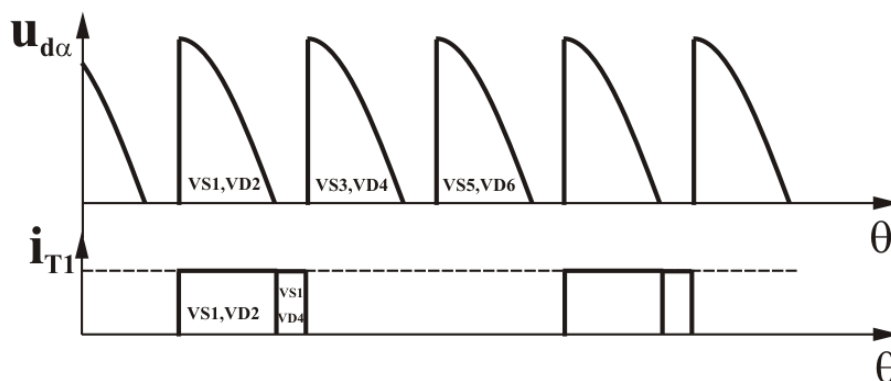
$$(5.1) \quad U_{d\alpha} = U_{d0} - \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{\pi}{6}} \sqrt{3} \cdot U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad ;$$

- за  $\alpha > \alpha_{кр}$

$$(5.2) \quad U_{d\alpha} = \frac{3}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{2} + \alpha}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{3} \cdot U_{2m} \cdot \cos \theta \cdot d\theta = U_{d0} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad .$$

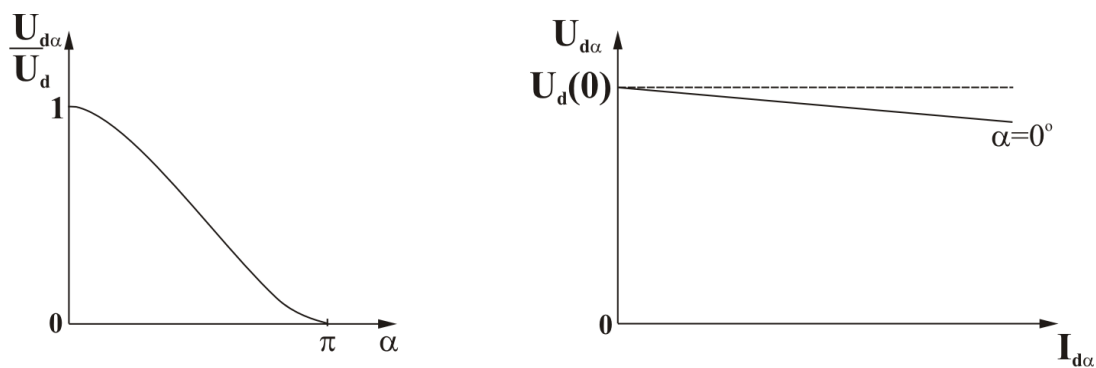
Формата на товарния ток е подобна на тази на товарното напрежение. Формата на тока през тиристора ( $i_{T1}$ ) е показана на фиг. 5.2. Формата на напрежение върху тиристорите е аналогична на тази при другите трифазни токоизправители.

2. *Работа при индуктивен товар.* Както при еднофазния мостов несиметричен токоизправител и тук се създават условия за едновременно включване на два прибора, разположени един над друг - *VS1* и *VD4*, *VS3* и *VD6*, *VS5* и *VD2*, които изпълняват функциите на обратен диод, затова при индуктивен товар се променя само формата на тока през тиристорите и диодите в сравнение с тази при активен товар. Например, тиристорът *VS1* не се запуща в момента на естествена комутация, а продължава да провежда с диода *VD4* (поради самоиндуцираното е.д.н. върху товарната индуктивност), като дават накъсо товара ( $u_d = 0$  в този интервал) и осигуряват верига за разсейване на натрупаната енергия в товарната индуктивност (фиг.5.3).



фиг. 5.3

3. *Характеристики и параметри на токоизправителя.* На фиг. 5.4 са показани регулировъчната и външната характеристика на разглежданата схема.



фиг. 5.4

По отношение на коефициента на пулсации мостовият несиметричен токоизправител заема междинно място в сравнение със симетричната и еднополупериодната схема. Честотата на пулсациите е 150 Hz – два пъти по-ниска от тази при мостовия симетричен токоизправител. Поради това разглежданата схема има по-ограничено приложение – при нужда от регулиране на изправеното напрежение в сравнително тесни граници около максималната му стойност.

## ЗАДАНИЕ

1. Да се снемат регулировъчната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(\alpha)$ . Да се начертае в относителни единици и се сравни с теоретичната.

2. Да се снемат и начертае в относителни единици външната характеристика на токоизправителя  $U_{d\alpha} = f(I_{d\alpha})$ . Изходният ток  $I_{d\alpha}$  да се променя в диапазона  $0,5 \div 4\text{A}$ . Изследването да се направи за ъгъл на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ . Да се изчисли вътрешното съпротивление на токоизправителя.

3. Да се наблюдават и начертаят в обща координатна система формата на фазния ток на трансформатора и тока през тиристора при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ . Да се измерят амплитудните стойности на тези токове, ако се знае, че токовият трансформатор е натоварен с резистор  $R_m = 1\Omega$  и има преводно отношение 1:200. Изследванията се провеждат при изходен ток  $I_{d\alpha} = 2\text{A}$ .

4. Да се наблюдават и начертаят в обща координатна система фазното напрежение, напрежението върху тиристорите, диодите и товара при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ . Да се сравнят с теоретичните форми.

5. Да се измерят пулсациите на изходното напрежение при ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$ ,  $\alpha = 30^\circ$ . Да се изчисли коефициентът на пулсации и се сравни с този при мостовия симетричен токоизправител.

## УКАЗАНИЯ

Изследванията се провеждат аналогично на тези при ТЕМА № 4



## ТЕМА № 6

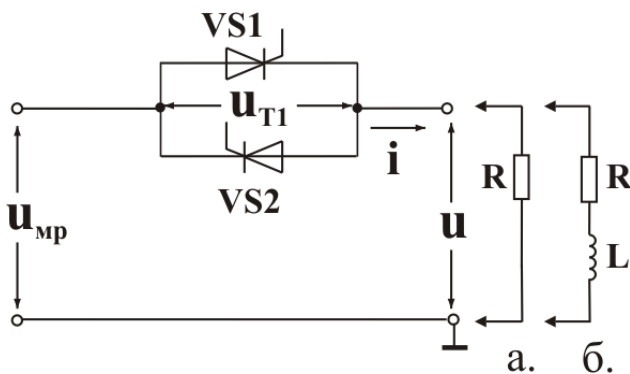
# ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ ТИРИСТОРНИ РЕГУЛАТОРИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Упражнението има за цел да се изследват режимите на работа на еднофазен и трифазен променливотоков тиристорен регулатор, да се снимат регулировъчната и външната характеристика и да се наблюдават формите на напреженията върху тиристорите и товара при различни ъгли на регулиране.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Променливотоковите тиристорни регулатори (ПТТР) се използват за регулиране на отдаваната в променливотоковите товари мощност.

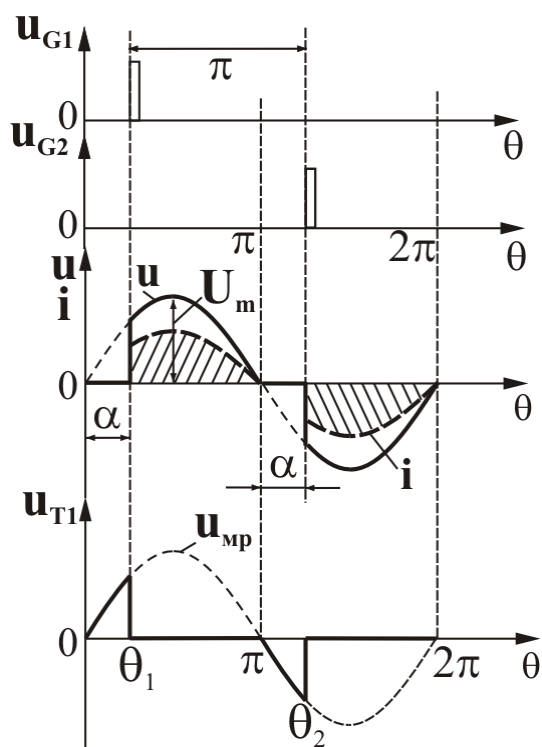


фиг. 6.1

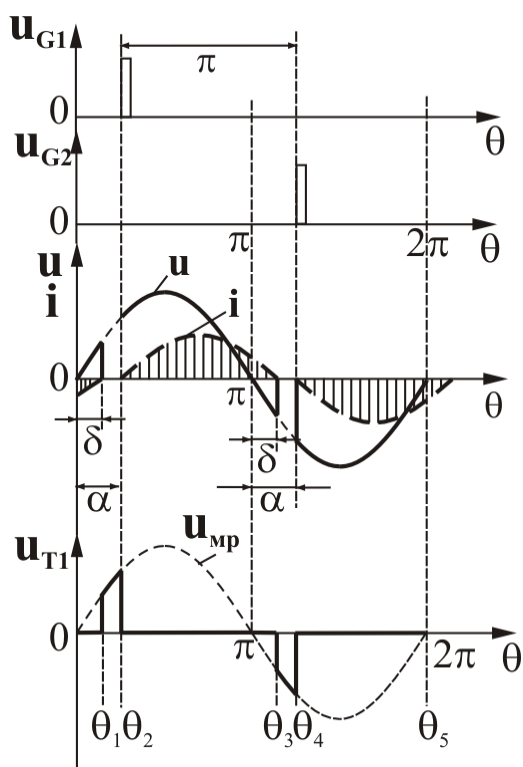
На фиг.6.1 е показана електрическата схема на еднофазен ПТТР. Тя се състои от два насрещно-свързани тиристора (или един симетричен тиристор). Последователно с тиристорите се свързва товарът, който по характер може да бъде активен (фиг.6.1а) или активно-индуктивен (фиг.6.1б).

Принципът на действие на ПТТР, при активен характер на товара, се илюстрира от времедиagramите на фиг.6.2. Схемата за управление на регулатора изработва управляващи импулси  $u_{G1}$  и  $u_{G2}$  съответно за тиристорите  $VS1$  и  $VS2$ . Работата ѝ се синхронизира със захранващото променливо напрежение на мрежата  $u_{mp}$  по такъв начин, че управляващият импулс  $u_{G1}$  на тиристора  $VS1$  се подава, когато напрежението между анода и катода му е положително, т.е. по време на положителния полупериод на напрежението  $u_{mp}$ . Управляващият импулс  $u_{G2}$  се подава по време на отрицателния полупериод, когато е налице условие за отпушване на тиристора  $VS2$ . Управляващите импулси са дефазирани един спрямо друг на ъгъл  $\theta = \pi$ . Схемата за управление трябва да осигурява диапазон на регулиране на ъгъла на отпушване на тиристорите  $\alpha$  от  $\theta$  до  $\pi$ . За интервала  $\theta < \theta < \theta_1$  тиристорите са запушени и напрежението върху товара и тока през него са равни на нула. Напрежението анод-катод на тиристора  $VS1$  се определя от променливото напрежение. В момента  $\theta_1$  (ъгъл на регулиране  $\alpha = \theta_1$ ) се подава управляващ импулс на тиристора  $VS1$ , той се отпушва и напрежението върху него става равно на нула. В интервала от  $\theta_1$  до  $\pi$  напрежението върху товара и тока през него следват променливото напрежение. В момента  $\theta = \pi$  тиристорът  $VS1$  се запушва вследствие на естествената промяна на знака на променливото напрежение. От  $\pi$  до  $\theta_2$  тиристорите са запушени. Напрежението върху  $VS1$  е отрицателно, а върху товара равно на нула. В момента  $\theta = \theta_2$  ( $\theta_2 = \pi + \alpha$ ) се отпушва  $VS2$ .

Напрежението върху *VS1* се определя от пада върху отпушения тиристор *VS2*, а напрежението и тока през товара имат отрицателен знак.



фиг. 6.2



фиг. 6.3

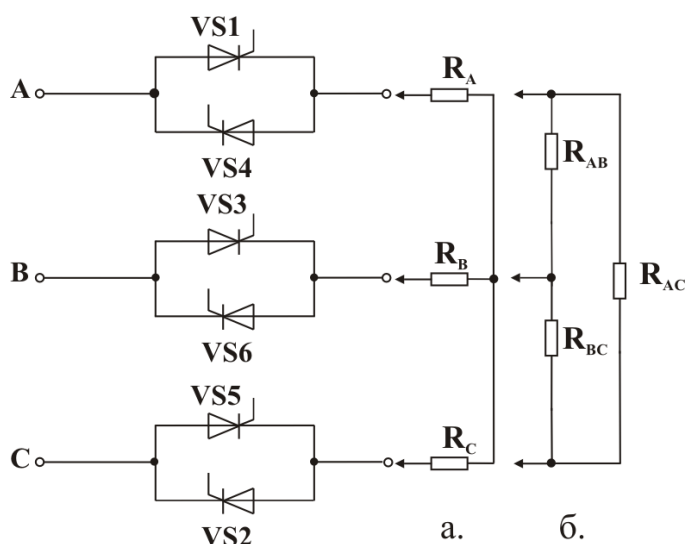
Регулировъчната характеристика на ПТТР представлява зависимостта на ефективната стойност на товарното напрежение от ъгъла на регулиране и се описва от уравнението:

$$(6.1) \quad U = U_{mp} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \left( \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right)}$$

където  $U_{mp}$  е ефективната стойност на захранващото променливо напрежение. При  $\alpha = 0$  ефективната стойност на изходното напрежение е  $U = U_{mp}$ .

Работата на ПТТР при активно-индуктивен характер на товара се онагледява от времедиаграмите показани на фиг.6.3. В моментите  $\theta_2$  и  $\theta_4$  (за показания ъгъл на регулиране  $\alpha$ ) се подават управляващи импулси съответно на тиристорите *VS1* и *VS2*. По време на провеждане на всеки тиристор в товарната индуктивност  $L$  се натрупва енергия. Тази енергия създава противо е.д.н., което поддържа ток през тиристорите след моментите, в които напрежението на мрежата променя знака си, и те остават отпушени до разсейването ѝ до нула ( $\theta_1$ ,  $\theta_3$ ). Интервалът на разсейване на енергията на товарната индуктивност на фиг.6.3 е означен с  $\delta$ .

На фиг.6.4 е показана схемата на трифазен ПТТР. Тя се състои от шест тиристора, по два във всяка фаза, свързани насрещно паралелно. Номерирането на тиристорите (от *VS1* до *VS6*) съответства на последователността на



отпушването им. Регулаторът захранва трифазен товар, който може да бъде свързан в звезда (фиг.6.4а) или триъгълник (фиг.6.4б). Поради своята сложност, комутационните процеси ще бъдат разгледани само за активен товар.

фиг. 6.4

Работата на ПТТР с товар, свързан в звезда, се илюстрира с времедиagramите на фиг.6.5. На фиг.6.5а с тънки непрекъснати линии са показани фазните напрежения. На фиг.6.5б с удебелена линия е показан диапазона на регулиране за шестте тиристора, и сериите управляващи импулси за ъгъл  $\alpha = \pi/3$  ( $60^\circ$ ). Диапазонът на регулиране е  $5\pi/3$ , т.е. максималният ъгъл  $\alpha_m$  е равен на  $150^\circ$ . За всеки тиристор отчитането на ъгъл  $\alpha$  става от пресечната точка на напрежението на фазата, към която е включен тиристорът с абсцисната ос. Например, за тиристора **VS1** това е началото на положителната полувълна на фаза **A**, а за тиристора **VS4** – началото на отрицателната полувълна на същата фаза. От времедиagramата на управляващите импулси се вижда, че всеки тиристор получава по един основен импулс (показан с плътна линия) и един спомагателен (показан с прекъсната линия). Основният импулс на всеки пореден тиристор се подава като спомагателен на предишния и е дефазирен спрямо него на  $60^\circ$ .

Ток през товара, включен в която и да е от фазите, протича при едновременно отпушване на два тиристора свързани съпосочно и в различни фази. Спазването на това условие се вижда от времедиagramите на управляващите импулси. Например, с отпушването на **VS1**, като основен, се подава управляващ импулс на **VS6**, като спомагателен. Тиристорът **VS2** провежда като основен съвместно с **VS1**, т.е. за всеки пореден тиристор отпушен като основен, спомагателен се явява предишният.

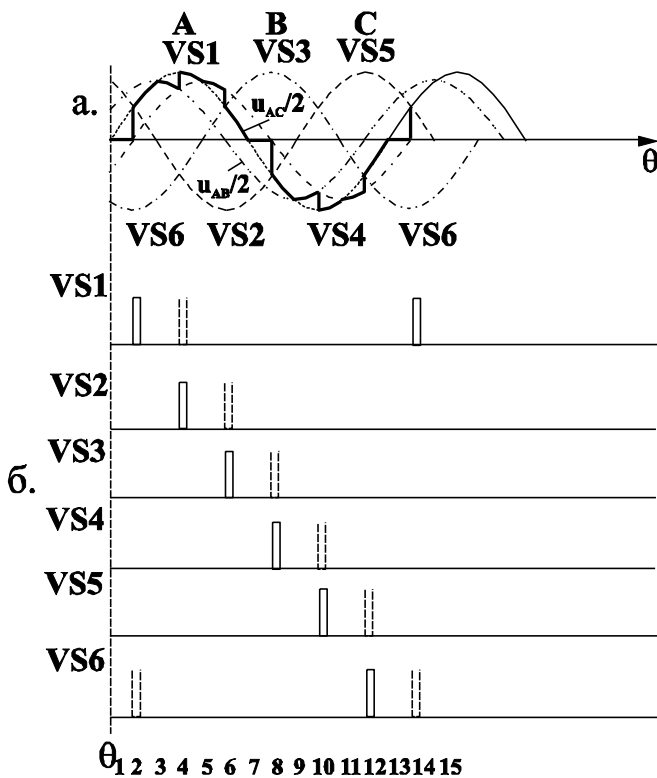
За ъгъл на регулиране  $\alpha = 0$  във всеки момент провеждат три тиристора (по един във всяка фаза) и напрежението върху отделните товарни съпротивления е равно на съответните им фазни напрежения.

За ъгли на регулиране  $0 < \alpha < 60^\circ$  се редуват временни интервали в които са отпушени три тиристора, с интервали в които са отпушени два тиристора. При два отпушени тиристора две от товарните съпротивления ще бъдат свързани към съответното линейно напрежение (т.е. върху всяко от тях ще се отложи половината от линейното напрежение). Третото съпротивление се оказва изолирано от мрежата и напрежението върху него е нула. За  $0 < \alpha < 60^\circ$

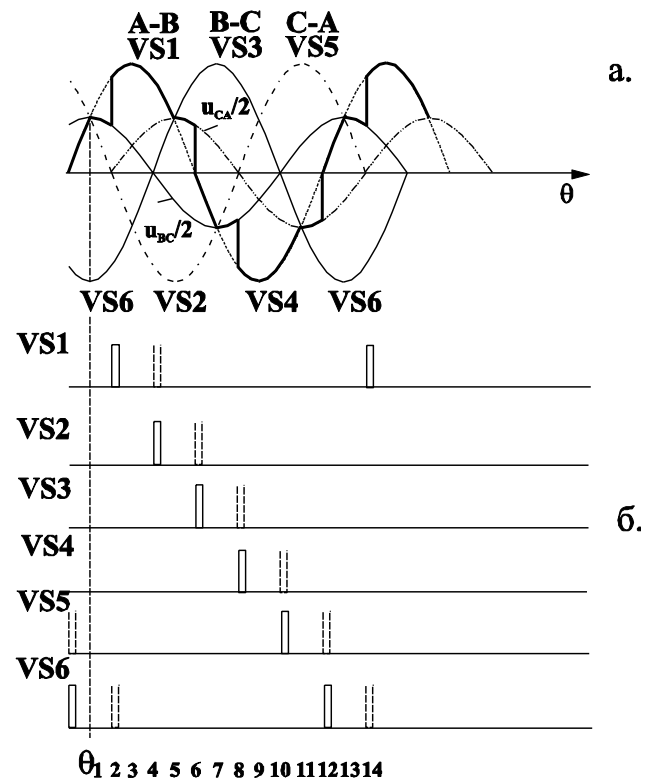
всеки отпушен тиристор се запушва при смяна на полярността на съответното му фазно напрежение.

За ъгъл на регулиране  $60^\circ < \alpha < 150^\circ$  във всеки момент провеждат два тиристора. Напрежението върху всяко от двете съпротивления е половината от съответното линейно напрежение, напрежението върху третото съпротивление е нула. За този интервал от диапазона на регулиране, провеждащата двойка тиристори се запушва при смяна на полярността на съответното им линейно напрежение.

За ъгъл на регулиране  $\alpha = 30^\circ$  с удебелена непрекъсната линия на фиг.6.5а е показана формата на напрежението върху товарното съпротивление  $R_A$ . Моментът  $\theta_1$  отговаря на ъгъл  $\alpha = 0$  за тиристора  $VS1$ . В интервала  $\theta_1 \div \theta_2$  провеждат тиристорите  $VS6, VS5$  (на първо място стои основният тиристор, а след него – спомагателният). Ток през  $R_A$  не тече и напрежението върху него е нула. В интервала  $\theta_2 \div \theta_3$  провеждат  $VS1, VS6, VS5$  – напрежението върху  $R_A$  е равно на това на фаза  $A$ . В момента  $\theta_3$  фаза  $C$  сменя полярността си и  $VS5$  се запушва. В интервала  $\theta_3 \div \theta_4$  провеждат  $VS1, VS6$  – напрежението върху  $R_A$  е равно на половината от линейното напрежение  $A-B$ .  $\theta_4$  отговаря на ъгъл  $\alpha = 30^\circ$  за  $VS2$ . В интервала  $\theta_4 \div \theta_5$  провеждат  $VS2, VS1, VS6$  – напрежението върху  $R_A$  отново следва фаза  $A$ . В  $\theta_5$  фаза  $B$  сменя полярността си и  $VS6$  се запушва. В интервала  $\theta_5 \div \theta_6$  провеждат  $VS2, VS1$  – напрежението върху  $R_A$  е равно на половината от линейното напрежение  $C-A$ . С аналогични разсъждения може да се проследи формата на напрежението върху  $R_A$  и за останалите времеви интервали, номерирани на фигурата.



фиг. 6.5



фиг. 6.6

Формата на напреженията върху  $R_B$  и  $R_C$  за този ъгъл на регулиране е същата, като са дефазирани съответно на  $120^\circ$  и  $240^\circ$  спрямо напрежението върху  $R_A$ .

Като се има предвид казаното до тук, с подобни разсъждения може да се проследи формата на напрежението върху  $R_A$  за друг ъгъл на регулиране.

Работата на ПТТР за товар свързан в триъгълник се илюстрира с времедиagramите на фиг.6.6. С тънки непрекъснати линии са показани линейните напрежения. И в този случай диапазона на регулиране е  $150^\circ$  (фиг.6.6б). Ъгъл  $\alpha = 0$  (моментът  $\theta_1$  за тиристора  $VS1$ ) отговаря на пресичането на абсцисната ос от фазните напрежения, което всъщност е равностойно на пресечните точки на линейните напрежения. Начинът на подаване на управляващите импулси и съвместното провеждане на тиристорите отговаря на описания за товар свързан в звезда.

За ъгъл на регулиране  $\alpha = 0$  във всеки момент провеждат три тиристора и напрежението върху отделните товарни съпротивления е равно на съответните им линейни напрежения.

За ъгли на регулиране  $0 < \alpha < 60^\circ$  се редуват времеви интервали, в които са отпушени три тиристора, с интервали, в които са отпушени два тиристора. При два отпушени тиристора две от товарните съпротивления ще бъдат свързани последователно към съответното линейно напрежение (т.е. върху всяко от тях ще се отложи половината линейно напрежение). Третото съпротивление се оказва свързано към съответното линейно напрежение.

За ъгли на регулиране  $60^\circ \leq \alpha < 150^\circ$  във всеки момент провеждат два тиристора. Напрежението върху отделните товарни резистори зависи от положението му спрямо провеждащите тиристора и ще бъде равно на съответното му линейно напрежение или на половината от останалите две линейни напрежения.

За този случай на свързване на товара всеки тиристор се запуща при пресичане на съответното му линейно напрежение с абсцисната ос.

За ъгъл на регулиране  $\alpha = 30^\circ$  с удебелена непрекъсната линия е показана формата на напрежението върху товарното съпротивление  $R_{AB}$ . То е получено като е взето предвид, че в интервала  $\theta_1 \div \theta_2$  провеждат  $VS6, VS5$ ; в интервала  $\theta_2 \div \theta_3$  провеждат  $VS1, VS6, VS5$ ; в интервала  $\theta_3 \div \theta_4$  провеждат  $VS1, VS6$ ; в интервала  $\theta_4 \div \theta_5$  провеждат  $VS2, VS1, VS6$  и т.н.

## ЗАДАНИЕ

### I. Изследване на еднофазен ПТТР.

1. Да се наблюдава начертае и обясни диаграмата на напрежението върху товара  $U$  при ъгъл на регулиране  $\alpha = 90^\circ$ .

2. При същия ъгъл на регулиране да се наблюдава, начертае и обясни диаграмата на тока през всяка фаза.

3. Да се снемат регулировъчната характеристика  $U = f(\alpha)$ . Да се начертае зависимостта  $U/U_{mp} = f(\alpha)$ .

В същата координатна система да се построи теоретичната регулировъчна характеристика, съгласно уравнение (6.1).

При  $\alpha = 0$  да се установи товарен ток  $I = 2A$ .

4. Да се сHEME зависимостта  $U = f(I)$  при ъгли на регулиране  $\alpha = 0$ ,  $\alpha = 90^\circ$ . Товарният ток да се променя в диапазона от 1 до 2A.

5. Да се изяснят различията в свойствата на регулатора при активен и активно-индуктивен товар.

## II. Изследване на трифазен ПТТР.

1. Да се снимат, начертаят и обяснят осцилограмите на напрежението върху едно от товарните съпротивления за ъгли на регулиране  $\alpha = 0$ ,  $\alpha = 30^\circ$ ,  $\alpha = 60^\circ$ ,  $\alpha = 90^\circ$ ,  $\alpha = 120^\circ$ .

## УКАЗАНИЯ

1. Изследването на еднофазния ПТТР да се извършва при активен и активно-индуктивен характер на товара.

2. Изследването на трифазния ПТТР да се извършва с товар свързан в звезда и триъгълник.

3. Всички свързвания на различните товари да се извършват при изключено захранване на макета – натиснат червен бутон, който е разположен в долния ляв край на лицевия панел.

4. Изследванията на еднофазен ПТТР се извършват, като товарът се включва в буксата, свързваща катода и анода на тиристорите  $VS1$ ,  $VS4$  и буксата, свързваща общите точки на вторичните намотки на трансформаторите.

5. Включването на захранването на макета става с натискане на черния бутон, при което светват трите светодиода А, В, С.

6. Ключът, разположен в лявата част на лицевата плоча в положение “нагоре” разрешава подаването на управляващи импулси към тиристорите, а в положение “надолу” ги забранява.

7. Ъгълът на регулиране  $\alpha$  се променя с помощта на потенциометъра **RP**.

8. Трифазният товар се включва в буксите, свързани към насрещно–паралелните тиристори в трите фази на ПТТР.

## **ТЕМА № 7**

# **СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА ТИРИСТОРНИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ**

### **ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО**

Целта на упражнението е изучаване на принципите на действие и особеностите на системите за управление на тиристорните токоизправители, изследване на конкретна схема за управление и измерване на параметрите на управляващите импулси.

### **ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА**

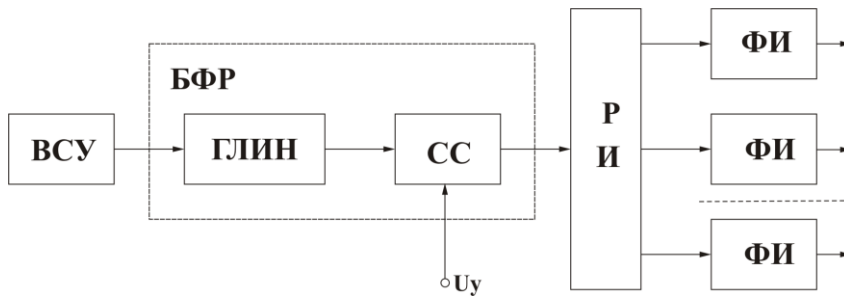
При синтезиране на схеми за управление на тиристорни токоизправители трябва да се спазват следните изисквания:

- действието на схемата за управление трябва да е синхронизирано със захранващото мрежово напрежение;
- да се формират управляващи импулси с продължителност и мощност, достатъчни за надеждното включване на тиристорите;
- да се осигурява промяна на момента на отпушване на тиристорите в целия диапазон на регулиране на токоизправителя и да е възможно автоматичното му регулиране с оглед стабилизиране на изходния ток, напрежение или мощност;
- симетрично да се разпределят получените импулси към тиристорите, които трябва да се включат в съответния полупериод, т.е. да се създава симетрична многофазна поредица импулси – допуска се несиметрия до  $3^\circ$ ;
- схемата за управление трябва да е шумоустойчива (да не генерира лъжливи импулси за отпушване на тиристорите) и действието ѝ да не се променя от изменения във формата и амплитудата на напрежението на захранващата мрежа;
- да се осигурява галванично разделяне на управляващата и силовата схема на преобразувателя;
- да има възможност за бързо отнемане на управляващите импулси с оглед да се защити от повреда токоизправителя при възникване на аварийни режими.

Схемите за управление на тиристорни токоизправители се класифицират по няколко признака:

- според използваната схемотехника за обработване на сигналите – аналогови, цифрови и аналого-цифрови;
- според начина на формиране на многофазната система импулси – едноканални и многоканални;
- според използвания принцип за промяна на ъгъла на регулиране – с “вертикален” и “хоризонтален” принцип на управление;
- според наличието на обратни връзки – отворени и затворени.

Едноканалните системи за управление се изграждат съгласно блок-схемата, показана на фиг. 7.1. Тя се състои от:

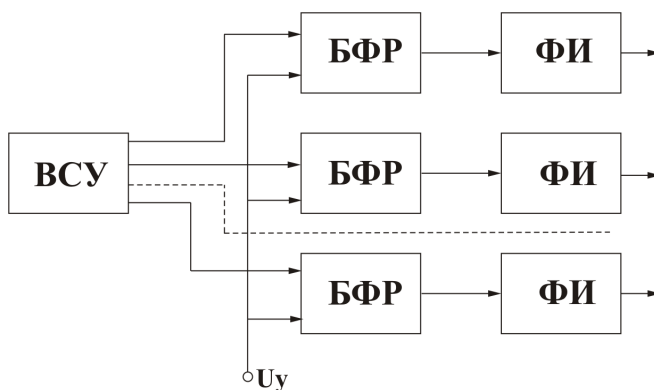


фиг. 7.1

- входно синхронизиращо устройство (ВСУ) – синхронизира действието на схемата със захранващото мрежово напрежение;
- блок за фазово регулиране (БФР), който се управлява от ВСУ и осъществява промяна на ъгъла на отпушване на тиристорите. Съгласно принципа на вертикалното управление той е съставен от генератор на линейно изменящо се напрежение (ГЛИН) и схема за сравнение (СС) – в момента на изравняване на линейното напрежение с управляващото  $U_y$  се формира управляващия импулс, като ъгъла на регулиране се определя от големината на напрежението  $U_y$ ;
- разпределител на импулсите (РИ) – разпределя получените импулси в няколко канала за управление, в зависимост от броя на фазите на захранващото напрежение;
- формирова̀тел на импулси (ФИ) – формира импулсите по продължителност, напрежение и мощност, необходими за сигурното включване на тиристорите.

Едноканалните схеми за управление се характеризират с много малка асиметрия на управляващите импулси и лесна настройка.

Блок-схемата на многоканална система за управление е показана на фиг. 7.2. Тя се характеризира с няколко БФР, поради което отпада необходимостта от РИ. Многоканалните системи за управление имат по-проста структура, по-широк диапазон на регулиране на ъгъла на отпушване на тиристорите, но и по-голяма несиметрия на управляващите импулси.

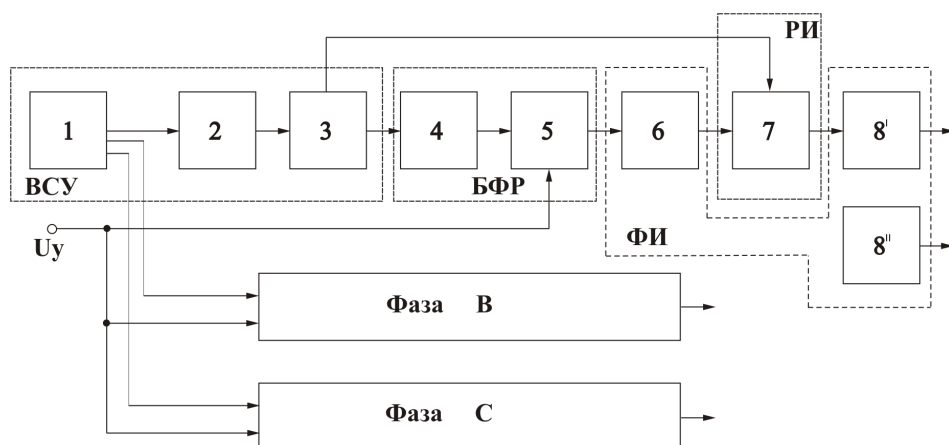


фиг. 7.2

Изследваната практическа схема за управление на трифазен мостов токоизправител има комбинирана структура – тиристорите включени към

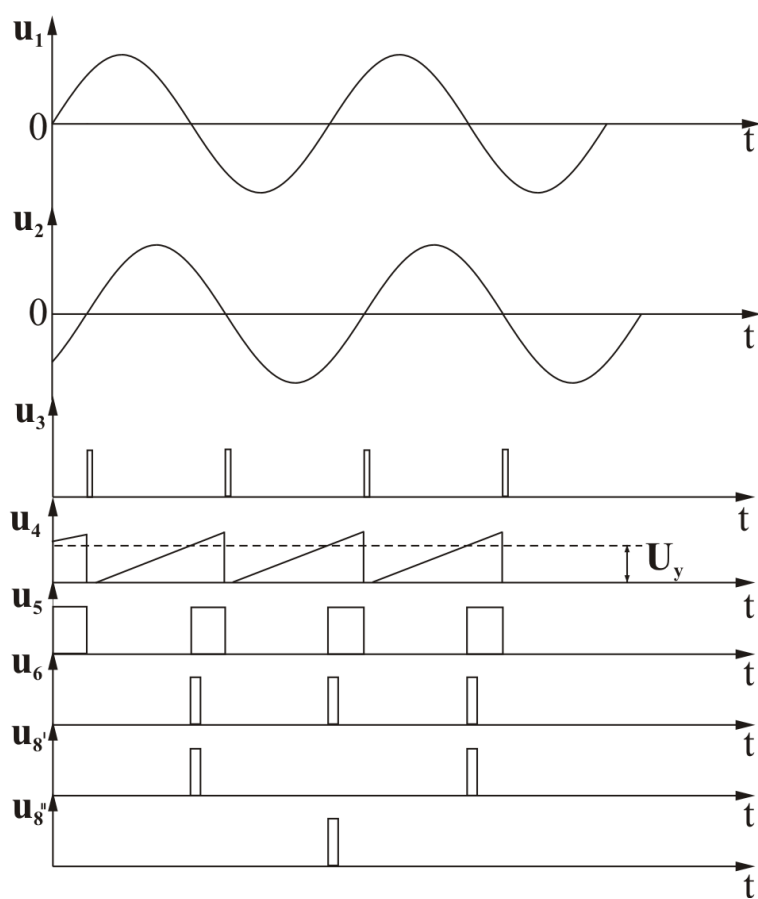


различни фази, се управляват по многоканален принцип, а тези, включени към една от тях – по едноканален. Разширена блок-схема на схемата за управление е показана на фиг.7.3, а на фиг.7.4 са показани примерни времедиаграми на сигналите в изходите на съответните блокове.



фиг. 7.3.

Блок 1 е съгласуващ трансформатор, от който се получава необходимата



фиг. 7.4

трифазна система напрежения за работата на схемата за управление.

Блок 2 – филтър, който елиминира изкривявания във формата на синхронизиращите напрежения.

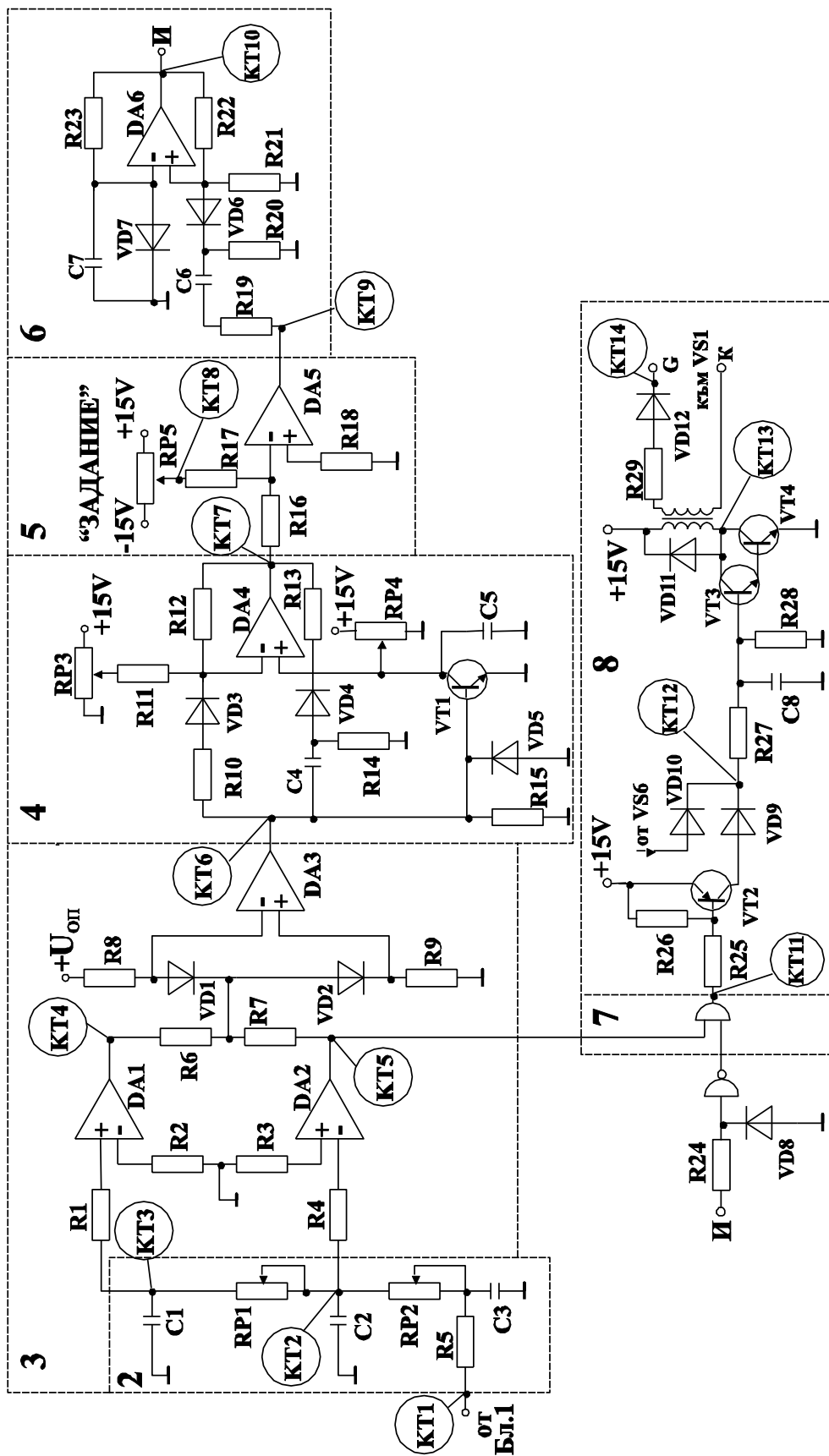
Блок 3 – синхронизиращ компаратор. Подава нулиращ импулс на ГЛИН (блок 4).

Блок 5 – компаратор, сравнява линейно-изменящото се напрежение с управляващото, задаващо ъгъла на регулиране. На изхода му се получава дефазиран импулс, който се формира по продължителност от формирателя (блок 6).

Блок 7 – РИ. Блок 8' и 8'' – усилвател на мощност. Осигурява необходимото напрежение и мощност на

управляващите импулси за включване на тиристорите.

Принципната схема на изследваната схема за управление е показана на фиг. 7.5.



фиг. 7.5

## **ЗАДАНИЕ**

1. Да се разучи принципната схема на схемата за управление и да се обясни действието ѝ. Да се определи как е реализиран в принципната схема всеки блок от функционалната схема.

2. Да се наблюдава и измери напрежението в контролна точка КТ1 и спрямо него напреженията в останалите контролни точки. Да се наблюдава въздействието на потенциометъра “Задание” върху действието на схемата.

3. Да се наблюдават управляващите импулси за тиристорите (КТ7) и да се измерят амплитудата и продължителността на импулса. Да се сравнят получените резултати с теоретичните изисквания към управляващите импулси.

4. Върху обща координатна система да се начертаят осцилограмите на наблюдаваните напрежения. Въз основа на това да се обясни действието на схемата за управление.

## **УКАЗАНИЯ**

Всички измервания се извършват с помощта на двулъчев осцилоскоп.

## ТЕМА № 8

# МЕТОДИ ЗА ПРИНУДИТЕЛНА КОМУТАЦИЯ НА ТИРИСТОРИТЕ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на лабораторното упражнение е да се изследват схеми за реализиране на най-често използваните методи за принудителна комутация на еднооперационни тиристори. Изследват се схеми с паралелна и с последователна комутация. Правят се изчисления и измервания на най-важните и характерни за всяка схема величини. Изследва се влиянието на стойността на товара и комутиращите елементи върху действието на схемите.

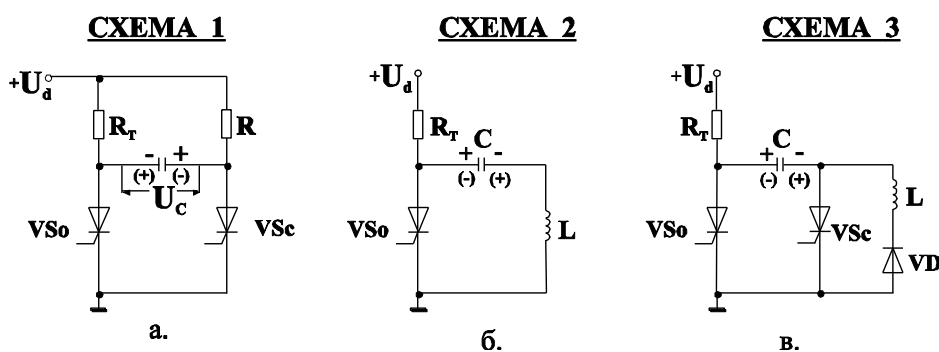
### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Според вида на комутацията (начин на изключване) тиристорните схеми се разделят на схеми с естествена и с принудителна (изкуствена) комутация. Схемите с естествена комутация се използват в устройствата, в които захранващото напрежение е променливо и изключването на тиристорите става чрез неговия отрицателен полупериод. Към тази група устройства се отнасят управляемите токоизправители и променливотоковите регулатори.

Принудителната комутация на тиристорите се използва в устройствата, в които захранващото напрежение не сменя знака си. Такива са постояннотоковите регулатори, независимите инвертори, тиристорните импулсни схеми и др. За осъществяване на изключването се използват спомагателни вериги, чрез които се подава обратно напрежение на тиристорите. Тези допълнителни вериги се наричат комутиращи, а напрежението което те формират – комутиращо. Най-често комутиращото напрежение се създава върху кондензатор (комутиращ кондензатор), или се получава от външен импулсен източник.

В зависимост от това дали комутиращото напрежение се прилага паралелно или последователно на изключвания тиристор, се различават схеми с паралелна или с последователна комутация.

На фиг.8.1 са показани най-често използваните схеми за реализиране на паралелна комутация, означени съответно като схема 1,2 и 3.



фиг. 8.1

На фиг.8.1а е дадена схема с капацитивна комутация и спомагателен тиристор. Товарът  $R_T$  и основният тиристор  $VS_0$  са свързани последователно и

се захранват от постояннотоковия източник  $U_d$ . Когато тиристорът  $VS_O$  е включен и през товара  $R_T$  тече ток, кондензаторът  $C$  се зарежда от източника  $U_d$  през резистора  $R$  и тиристора  $VS_O$  до напрежение  $U_C \approx U_d$  и с полярност, показана без скоби.

Включването на спомагателния тиристор  $VS_C$  води до изключването на  $VS_O$ , тъй като комутиращото напрежение  $U_C$  се прилага през  $VS_C$  като отрицателно (обратно) напрежение към  $VS_O$ . След това кондензаторът  $C$  се презарежда през  $R_T$  и  $VS_C$  до напрежение, равно на  $U_d$  и с полярност, показана в скоби. При това зареждане токът през  $VS_C$  намалява и когато стане по-малък от тока на задържане  $I_H$ , тиристорът  $VS_C$  се изключва. Тиристорът  $VS_O$  може отново да се включи и процесите се повтарят.

Ако елементите на схемата и честотата на превключване на  $VS_O$  и  $VS_C$  се подберат така, че преди да се е изключил  $VS_C$  се включва  $VS_O$ , то  $VS_C$  се изключва поради това, че получава обратно напрежение от кондензатора, което му се подава през тиристора  $VS_O$ . В този случай схемата от фиг.8.1а работи като тригер и е известна като схема на тиристорен тригер.

За да се изключи тиристорът  $VS_O$ , е необходимо да му се приложи отрицателно напрежение за определено време. Това време се нарича схемно време за изключване  $t_{qc}$  и трябва да е по-голямо от каталожното време за изключване  $t_q$  на тиристора ( $t_{qc} \geq t_q$ ). Това изискване се удовлетворява, ако капацитетът на кондензатора  $C$  при активен характер на товара се избере съгласно неравенството

$$(8.1) \quad C \geq \frac{1,45 \cdot t_q \cdot I_{Tm}}{U_d} ,$$

където максималният товарен ток  $I_{Tm}$  се определя по формулата:

$$(8.2) \quad I_{Tm} = \frac{U_d}{R_T} .$$

Схемата с  $LC$  кръг, паралелно свързан с тиристора, е показана на фиг.8.1б. Комутиращият кондензатор  $C$  и бобината  $L$  образуват трептящ кръг. Когато тиристорът  $VS_O$  е запушен, кондензаторът  $C$  се зарежда с напрежение с поляритета, показан на схемата без скоби. При включването на  $VS_O$  кондензаторът се презарежда резонансно през  $L$  и тиристора. Полярността на напрежението след един полупериод от презареждането е показана в скоби. В следващия полупериод на собствените трептения на  $LC$  кръга нарастващият ток на презареждане на кондензатора започва да протича насрещно на товарния ток през тиристора и  $VS_O$  се запущва в момента на изравняване на двата тока.

Времето на провеждане  $t_T$  на тиристора  $VS_O$  е равно на един полупериод на собствените колебания на трептящия кръг:

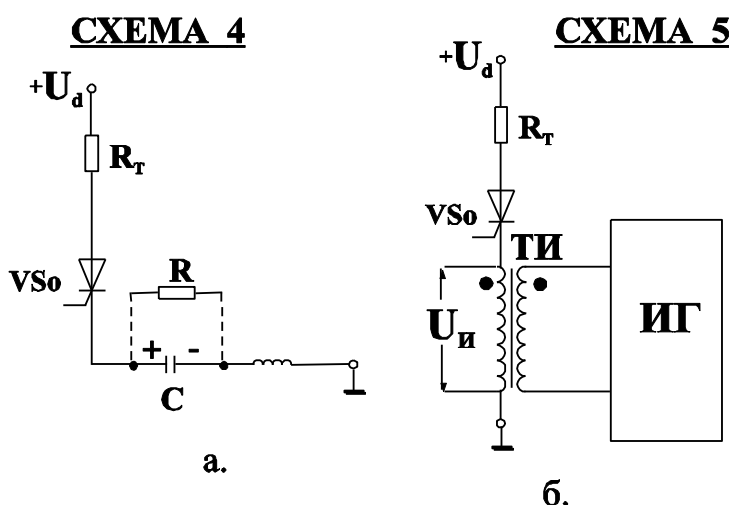
$$(8.3) \quad t_T = \frac{\pi}{\omega_0} = \pi \sqrt{LC} ,$$

където  $\omega_0$  е собствената кръгова честота на трептящия кръг.

Схемното време за изключване  $t_{qc}$  се определя по формулата

$$(8.4) \quad t_{qc} = \frac{0,69 \cdot C \cdot U_d}{I_{Tm}} \quad .$$

Комутацията на тока в схема с  $LC$  кръг и спомагателен тиристор (фиг.8.1в) става по следния начин. Първоначално е необходимо да се включи спомагателният тиристор  $VS_C$ , при което кондензаторът се зарежда от захранващия източник по експоненциален закон с полярността, показана на фигурата без скоби. При зареждането на кондензатора  $C$  токът през  $VS_C$  намалява под тока му на изключване  $I_H$  и  $VS_C$  се изключва. Когато се включи тиристорът  $VS_O$  започва резонансен процес на презареждане на кондензатора  $C$  през  $VS_O$ ,  $VD$  и  $L$ , като в края на процеса напрежението върху  $C$  е с полярността, означена на фиг.8.1в в скоби. Това напрежение се задържа върху  $C$ , тъй като диодът  $VD$  е запушен и не позволява на по-нататъшното протичане на резонансния процес. За да се изключи  $VS_O$ , е необходимо да се включи  $VS_C$ , вследствие на което на  $VS_O$  се прилага напрежението на  $C$ , което е запушващо за  $VS_O$ . Кондензаторът  $C$  започва да се презарежда през  $VS_C$ , до първоначалната полярност (без скоби), след което  $VS_O$  отново може да се включи. Разгледаната схема на комутацията е една от най-използваните в постоянно-токовите регулатори и инверторите на напрежение.



фиг. 8.2

На фиг. 8.2 са показани най-често използваните схеми за реализиране на последователната комутация, означени съответно като схема 4 и 5.

В схемата с  $LC$  кръг, последователно свързан с тиристора (фиг.8.2а), при включването на тиристора  $VS_O$  се образува последователен трептящ кръг от елементите  $R_T$ ,  $L$  и  $C$ , към които се прилага постоянно напрежение  $U_d$ . При условие, че е изпълнено неравенството

$$(8.5) \quad R_T < 2\rho \quad ,$$

във веригата се развива колебателен процес и в нея протича ток, близък до синусоидален, където  $\rho = \sqrt{L/C}$  е вълновото съпротивление на кръга.

Собствената кръгова честота  $\omega_0$  се определя по формулата

$$(8.6) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \delta^2} \quad ,$$

където  $\delta = R_T/2L$  е коефициентът на затихване на кръга.

Под въздействие на синусоидалния токов импулс кондензаторът  $C$  се зарежда в края на полупериода  $\pi/\omega_0$  до максимално напрежение  $U_{Cm} > U_d$  с показаната на фигурата полярност и с големина:

$$(8.7) \quad U_{Cm} = U_d \left[ 1 + \exp\left(-\delta \cdot \frac{\pi}{\omega_0}\right) \right] = \frac{2k-1}{k} \cdot U_d \quad ,$$

където величината  $k$  се нарича коефициент на разколебаване и е

$$(8.8) \quad k = \frac{1}{1 - e^{-\delta \cdot \pi / \omega_0}} \quad .$$

В следващия полупериод токът през кръга трябва да смени посоката си, но тиристорът не може да провежда в обратна посока и токът във веригата става равен на нула. В същото време върху тиристора се установява обратно напрежение  $U_{Rm}$ , определено от разликата на  $U_C$  и  $U_d$

$$(8.9) \quad U_{Rm} = U_{Cm} - U_d = \frac{k-1}{k} \cdot U_d \quad .$$

За да може тиристорът  $VS_O$  да се включи отново, трябва да се създаде верига, през която кондензаторът  $C$  да се разрежи. В частен случай (като това е направено в лабораторния макет) паралелно на  $C$  може да се включи резистор  $R$  (показан с пунктир на фиг.8.2а).

На фиг.8.2б е показана схема с външен източник на комутиращо напрежение. Комутиращото напрежение е импулсно напрежение, което се генерира от импулсен генератор ИГ и се подава през импулсен трансформатор ТИ последователно във веригата на тиристора  $VS_O$ . За да се получи отрицателно напрежение върху тиристора, импулсното напрежение във вторичната намотка на трансформатора трябва да бъде със знак плюс към катода на тиристора и с амплитуда  $U_H$ , по-голяма от  $U_d$ . Продължителността на комутиращите импулси  $t_H$  трябва да е по-голяма от времето  $t_q$ .

## ЗАДАНИЕ

### I. Изследване на схема 1.

1. Да се изчисли минималната стойност на комутиращия кондензатор  $C$ , ако основният тиристор има параметър  $t_q = 50\mu s$ . Товарът е активен и има съпротивление  $R_T = 20\Omega$ . Напрежението  $U_d = 50V$ .

2. Да се реализира схемата с подходящ кондензатор въз основа на изчисленията в т.1 и да се измери времето  $t_{qc}$ .

3. Да се изследва влиянието на стойността на комутиращия кондензатор върху времето  $t_{qc}$ , като на  $C$  се задават стойности  $5\mu F$ ,  $10\mu F$  и  $20\mu F$ .

4. Да се изследва влиянието на товарното съпротивление  $R_T$  върху времето  $t_{qc}$  като на  $R_T$  се задават стойности  $100\Omega$  и  $200\Omega$ .

### II. Изследване на схема 2.

1. Да се изчисли времето  $t_{qc}$  при  $C = 10\mu F$  и  $R_T = 200\Omega$ .

2. Да се реализира схемата, като се включи една от комутиращите индуктивности ( $L = L1$ ), а  $C$  и  $R_T$  са тези от т.1. Да се измерят  $t_{qc}$  и  $t_T$ . Въз основа на измерванията да се изчисли стойността на комутиращата индуктивност.

3. Да се изследва влиянието на големината на комутиращите елементи върху времето на провеждане на тиристора  $t_T$ . Измерването да се направи при една и при две последователно свързани индуктивности и при  $C = 10\mu F$  и  $20\mu F$ .

### III. Изследване на схема 3.

1. Да се реализира схемата при  $C = 10\mu F$ , една комутираща индуктивност  $L$  и  $R_T = 200\Omega$ .

2. Да се измери схемното време за изключване  $t_{qc}$  и продължителността на синусоидалния ток импулс  $t_T$ . Измерванията да се направят, като се наблюдава напрежението върху тиристора и върху комутиращата индуктивност.

3. Да се изследва влиянието на  $R_T$  върху времето  $t_{qc}$ , като на  $R_T$  се задават стойности  $100\Omega$  и  $200\Omega$ .

### IV. Изследване на схема 4.

1. Да се изчисли вълновото съпротивление на кръга  $\rho$  при  $C = 10\mu F$  и  $L = 320\mu H$  и да се избере подходяща стойност на  $R_T$ .

2. Да се изчислят  $\omega_0$ ,  $k$ ,  $U_{Cm}$  и  $U_{Rm}$  с елементите от т.1.

3. Да се реализира схемата с елементите от т.1 и да се определят опитно величините, изчислени в т.2.

4. Да се изследва влиянието на  $k$  върху големината на  $t_{qc}$ . За промяната на  $k$  да се променят  $L$  и  $C$ , като на  $L$  се задават стойности  $320\mu H$  и  $640\mu H$  (при  $C = 10\mu F$ ), а на  $C - 10\mu F$  и  $20\mu F$  (при  $L = 320\mu H$ ).

5. Да се наблюдават и пречертаят една под друга осцилограмите на товарното напрежение, на напрежението върху кондензатора и на напрежението върху тиристора.

### V. Изследване на схема 5.

1. Да се реализира схемата.

2. Да се измери амплитудата на импулсите  $U_H$  във вторичната страна на импулсния трансформатор ТИ.

3. Да се изчислят обратното напрежение върху тиристора  $U_{Rm}$  и времето  $t_{qc}$ .

4. Да се измерят  $U_{Rm}$  и  $t_{qc}$ .

5. Да се наблюдава и пречертае диаграмата на напрежението върху товара.

## УКАЗАНИЯ

В лабораторния макет са монтирани за всяка група схеми по един основен тиристор, по два еднакви комутиращи кондензатора  $C1 = C2 = 10\mu F$  и по две еднакви комутиращи индуктивности  $L1 = L2 = 320\mu H$ , което дава възможност да се задават различни стойности на  $L$  и  $C$ . За схемите с паралелна



комутация са монтирани още резистор  $R$ , спомагателен тиристор  $VS_C$  и диод  $VD$ . За схемите с последователна комутация е вграден импулсен генератор ИГ и импулсен трансформатор ТИ. Всички вградени елементи са изведени на букси на лицевата плоча на макета и могат да се свързват според вида на схемата, която се изследва. Като товар се включва външно реостат, върху който за означени стойностите, които трябва да се задават на  $R_T$ .

Захранващото напрежение  $U_d = 50\text{ V}$  се получава от вграден в макета токоизправител и се подава към изследваната схема чрез ключа под сигнална лампа “захранване”, а управляващите импулси се изработват от вградена система за управление, която подава импулси към съответните тиристори при включване на ключа под сигналната лампа “импулси”.

Всички измервания се извършват с осцилоскоп. Диаграмите да се пречертаят върху милиметрова хартия с означени мащаби по осите  $X$  и  $Y$ .

## ТЕМА № 9

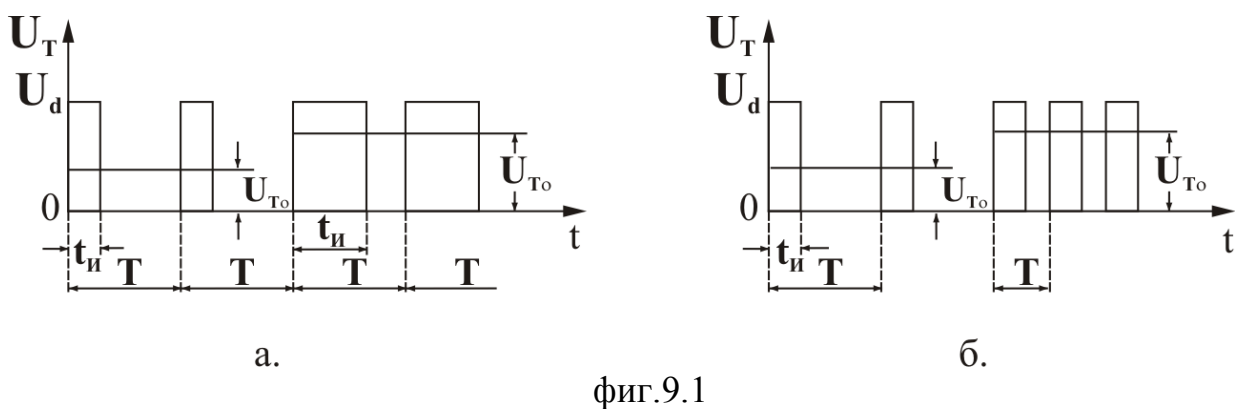
# ПОСТОЯННОТОКОВ ТИРИСТОРЕН РЕГУЛАТОР

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на лабораторното упражнение е запознаване със същността на импулсното регулиране на постоянно напрежение, с принципите на създаване на постояннотокови регулатори и изследването на тиристорен регулатор, осъществен с паралелна комутация и резонансно зареждане на комутиращия кондензатор. Изчисляват се основни величини и параметри, наблюдават се формите на напреженията на елементите на схемата, сменя се регулировъчната характеристика на регулатора.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Постояннотоковите регулатори (ПТР) представляват импулсни преобразуватели на електрическа енергия. Те преобразуват постояннотоковата енергия с една големина в постояннотокова енергия с друга големина чрез принципа на импулсното регулиране. При импулсното регулиране напрежението  $U_T$  върху товара, свързан на изхода на регулатора, се получава във вид на правоъгълни импулси (фиг. 9.1) с широчина  $t_{II}$ , период на повторение  $T$  и с постоянна амплитуда  $U_d$ , равна на големината на напрежението на постояннотоковия захранващ източник.



От диаграмите на фиг. 9.1 следва, че средната стойност  $U_{T0}$  на напрежението  $u_T$  е

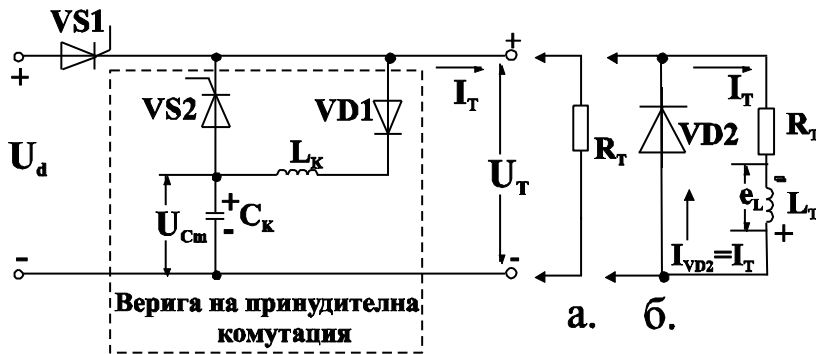
$$(9.1) \quad U_{T0} = \frac{1}{T} \int_0^{t_{II}} U_d \cdot dt = \frac{t_{II}}{T} U_d = \gamma \cdot U_d \quad .$$

Коефициентът  $\gamma = t_{II}/T$  представлява коефициентът на запълване на импулсите.

Регулирането на  $U_{T0}$  може да става чрез изменение на времето  $t_{II}$  при постоянен период  $T$  (фиг.9.1а), при което се осъществява широчинно-импулсно регулиране (ШИР) или чрез изменение на  $T$  при постоянна широчина на импулса  $t_{II}$  (фиг.9.1б) – време-импулсно регулиране (ВИР). Възможно е и комбинирано регулиране, при което едновременно се променят  $t_{II}$  и  $T$ . Най-широко приложение има ШИР.

Съществува голямо разнообразие от схеми на тиристорни регулатори. Характерно за всички схеми е това, че при тях се използва принудителна комутация на тиристорите, поради което разглежданите и изследвани в тема №8 методи за принудителна комутация могат да се използват при ПТР.

Според вида на използвания метод на комутация ПТР се разделят на ПТР с паралелна комутация и на ПТР с последователна комутация. Според начина на зареждане на комутационния кондензатор схемите на ПТР могат да бъдат с апериодично или с резонансно зареждане на комутационния кондензатор. За подаване на комутационното напрежение към изключвания тиристор най-често се използва спомагателен тиристор.



фиг.9.2

На фиг.9.2 е показана схемата на ПТР с паралелна комутация и резонансно зареждане на комутационния кондензатор.

Действието на схемата при активен характер на товара (фиг. 9.2а) е следното. Към основния тиристор  $VS1$  е

приложено право напрежение, което е равно на захранващото напрежение  $U_d$ :

$$(9.2) \quad U_{DVS1} = U_d \quad .$$

При подаване на управляващ импулс от системата за управление  $VS1$  се включва и към товара  $R_T$  се прилага напрежението  $U_d$ . През  $VS1$  и товара протича ток  $I_T$ . Едновременно с това става зареждане на кондензатора  $C_k$  от  $U_d$  през  $VS1$ ,  $VD1$  и  $L_k$  до напрежение  $U_{Cm}$ . Тъй като веригата, по която става зареждането на  $C_k$ , представлява последователна резонансна верига с елементи  $L_k$  и  $C_k$ , в нея протича синусоидален токов импулс и кондензаторът се зарежда до максимално напрежение  $U_{Cm} > U_d$ . Това напрежение ще играе роля на комутационно. То се задържа върху  $C_k$ , тъй като диодът  $VD1$  се запушва и не позволява разреждането на  $C_k$  през  $R_T$ . Обратното напрежение, което се прилага към  $VD1$  е

$$(9.3) \quad U_{RVD1} = U_{Cm} - U_d \quad .$$

След време  $t_H$  – избраната продължителност на импулса, се подава управляващ импулс на спомагателния тиристор  $VS2$ . Той има условия за включване, тъй като върху него има право напрежение:

$$(9.4) \quad U_{DVS2} = U_{Cm} - U_d \quad .$$

Щом се включи  $VS2$ , върху  $VS1$  се прилага напрежение, равно на разликата на  $U_{Cm}$  и  $U_d$ , което е отрицателно за тиристора  $VS1$  и той се запушва:

$$(9.5) \quad U_{RVS1} = U_{Cm} - U_d$$

Кондензаторът  $C_k$  се разрежда през  $VS2$  и  $R_T$  по експоненциален закон с времеконстанта  $\tau = R_T \cdot C_k$ . При разреждането му токът през  $VS2$  става по-малък

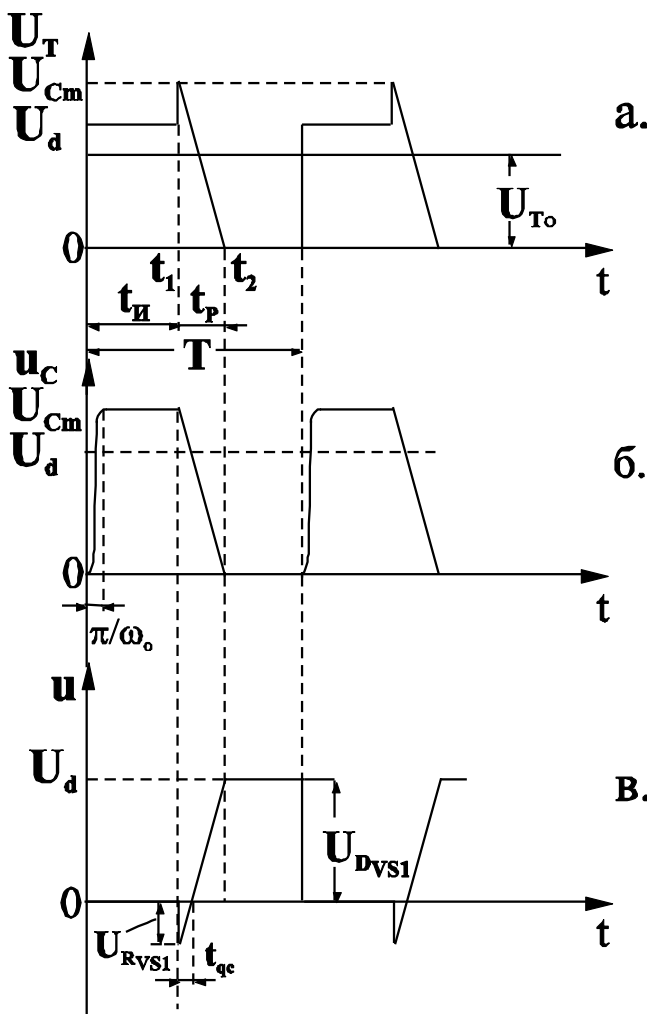
от тока му на задържане  $I_H$  и той се изключва. Напрежението върху товара става равно на нула.

При следващото включване на  $VSI$  процесите се повтарят. По този начин върху товара се формира импулсно напрежение. Широчината на импулсите се променя чрез промяна на момента на изключване на основния тиристор, т.е. от момента на включване на спомагателния.

Принципно действието на схемата при активно-индуктивен характер на товара не се различава от това при активен товар. Наличието на индуктивност в товарната верига изисква включване в изхода на схемата на диода  $VD2$  (фиг.9.2б), който се отпушва и провежда товарния ток по време на паузите между импулсите. Този ток се поддържа от противо-е.д.н.  $e_L$ , създадено в индуктивността на товара  $L_T$ , когато е провеждал основният тиристор  $VSI$ . По този начин през товара тече непрекъснат ток, независимо от това, че напрежението  $U_T$  има импулсен характер.

При провеждането на  $VSI$  напрежението на изхода на регулатора е  $U_d$ , което се явява обратно напрежение за диода  $VD2$ :

$$(9.6) \quad U_{RVD2} = U_d \quad .$$



фиг. 9.3

Друга особеност на схемата при  $R-L$  товар е, че при голяма стойност на  $L_T$  ( $L_T \rightarrow \infty$ ) разреждането на  $C_k$  през товара става с почти постоянен разряден ток и напрежението  $U_C$  върху  $C_k$  се изменя почти по линеен закон.

На фиг. 9.3 са показани диаграмите на основните величини в схемата на регулатора при  $R-L$  товар.

Зареждането на кондензатора  $C_k$  до максималната стойност  $U_{Cm}$  (фиг.9.3б) става за един полупериод на собствена честота на последователния  $L_k-C_k$  кръг, т.е. за време  $\pi/\omega_0$ . Кръговата честота

$$(9.7) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k \cdot C_k}} \quad .$$

Напрежението  $U_{Cm}$  може да се определи от израза:

$$(9.8) \quad U_{Cm} = \frac{2k-1}{k} U_d \quad ,$$

където  $k$  е коефициентът на разколебаване на кръга (формула 8.8).

В момента  $t_1$  (фиг.9.3а) се включва спомагателния тиристор и зареденият кондензатор  $C_k$  се оказва включен паралелно на товара, поради което  $U_T = U_{Cm} > U_d$ , т.е. получава се отскок в товарното напрежение, което е недостатък на разглеждания регулатор.

От момента  $t_1$  до момента  $t_2$   $C_k$  се разрежда през товарната верига по линеен закон, а напрежението върху тиристора  $VS1$  се променя от обратно, равно на  $UR_{VS1} = U_{Cm} - U_d$ , до право, равно на  $U_d$  (фиг.9.3в). За времето  $t_{qc}$ , през което върху тиристора има обратно напрежение, той трябва да се изключи (да възстанови управляемостта си). Поради това трябва винаги да се изпълнява неравенството  $t_{qc} > t_q$ . За да се изпълни това условие, кондензаторът  $C_k$  трябва да се избира съгласно неравенството:

$$(9.9) \quad C_k \geq \frac{t_q \cdot I_{Tm}}{U_{Cm} - U_d} ,$$

където  $I_{Tm}$  е максималният товарен ток на регулатора.

Регулировъчната характеристика на ПТР представлява зависимостта:  $U_{To} = f(t_H)$  при  $T = const$  и  $U_d = const$ . При теоретичната регулировъчна характеристика независимата променлива  $t_H$  може да се променя от 0 до  $T$ , при което  $U_{To}$  се променя от 0 до  $U_d$ . За реалните схеми на ПТР диапазонът на регулиране е по-тесен – от  $t_{Hmin}$  до  $t_{Hmax}$ . За разглеждания регулатор:

$$(9.10) \quad t_{Hmin} = \pi / \omega_0 ,$$

$$(9.11) \quad t_{Hmax} = T - t_p .$$

Времето  $t_{Hmin}$  е необходимо за зареждането на кондензатора до стойността  $U_{Cm}$ , а  $t_p$  е времето, необходимо за разреждането на кондензатора:

$$(9.12) \quad t_p = \frac{C_k \cdot U_{Cm}}{I_T} .$$

Обикновено  $t_p \ll T$ , поради което  $t_{Hmax} \approx T$ .

## ЗАДАНИЕ

1. Да се изчислят максималните стойности на напреженията върху тиристорите и диодите в схемата на регулатора.
2. Да се изчислят стойностите на комутиращите елементи  $C_k$  и  $L_k$ .
3. Да се изчисли диапазонът на регулиране на напрежението  $U_{Tmin} \div U_{Tmax}$  за изследвания регулатор.
4. Да се наблюдават с осцилоскоп и да се начертаят една под друга осцилограмите на напрежението върху: товара  $U_T$ ; комутирация кондензатор  $u_C$ ; тиристора  $VS1$ ; тиристора  $VS2$ ; комутиращата индуктивност  $u_L$ .

5. От диаграмите, снети в т.5, да се определят максималните напрежения върху тиристорите и диодите и схемното време за изключване  $t_{qc}$ .
6. Да се определи опитно диапазонът на регулиране.
7. Да се снее и начертае регулировъчната характеристика на регулатора при **R-L** товар, като на  $t_H$  се задават стойности в диапазона от  $t_{Hmin}$  до  $t_{Hmax}$ .

## УКАЗАНИЯ

1. Всички изчисления по т.1, 2 и 3 се правят за **R-L** товар при следните данни:  $U_d = 50V$ ,  $I_T = 3A$ ,  $k = 2,5$ ,  $t_q = 30\mu s$ . Честотата на управление да бъде  $f=400Hz$ . Собствената честота на последователния резонансен кръг е  $f_0=12kHz$ .

2. На лицевата плоча на лабораторния макет е дадена схемата на опитната постановка. Напрежението  $U_d=50V$  се получава от вграден в макета токоизправител и се подава или се изключва чрез бутони “пуск” и “стоп”. Системата за управление се включва и се изключва чрез ключетата “захранване” – “импулси”. С потенциометъра “f” се установява желаната честота  $f$  на работа на регулатора, а с потенциометъра “U” се променя коефициентът на запълване  $\gamma$ . Елементите  $R_T$  и  $L_T$  на товарната верига се включват външно, а измерването на товарния ток  $I_T$  и средната стойност на товарното напрежение  $U_{To}$  става съответно с ампермера и волтмера на лицевата плоча.

3. Наблюденията на диаграмите по т.5 да се извършват при R-товар и при **R-L** товар при  $\gamma = 0,5$ . Пречертването става върху милиметрова хартия с означени мащаби по осите X и Y. Да се отбележат участъците, в които диаграмите се различават и да се дадат обяснения за това в изводите.

4. Изследването по т.7 да се извърши при **R-L** товар за  $I_T = 3A$ .

## ТЕМА № 10

### ТРАНЗИСТОРЕН ИНВЕРТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

#### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се изследва транзисторен инвертор на напрежение със среден извод на инверторния трансформатор и използването му в схема на многозвенен инвертор с геометрично сумиране на изходното напрежение.

#### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

При инверторите на напрежение става периодично превключване на постоянното входно напрежение и върху товара се получава променливо напрежение с правоъгълна форма и с амплитуда, равна на големината на постоянното входно напрежение. Големината, формата и фазата на товарния ток зависят от характера и параметрите на товара.

Независимите инвертори на напрежение най-лесно се реализират с пълно управляеми прибори, каквито са силовите транзистори и двуоперационните тиристори.

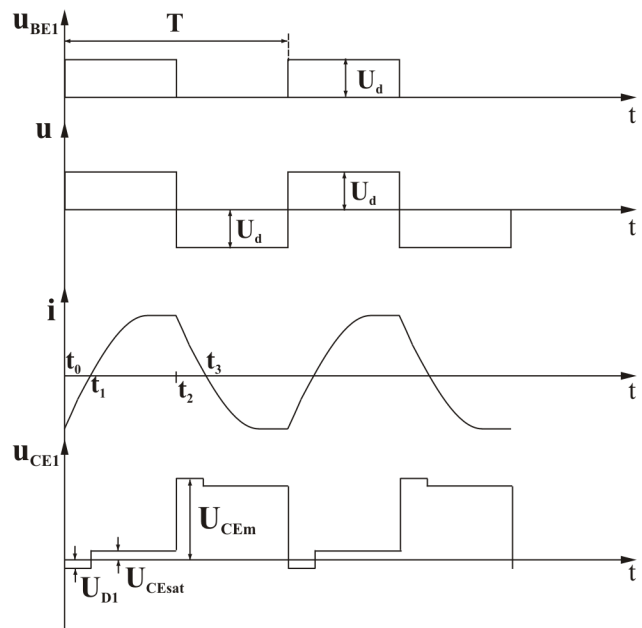
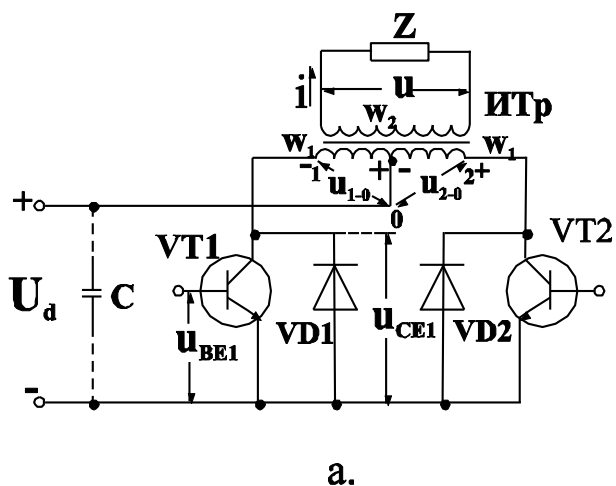
На фиг.10.1а е показана схемата на транзисторен инвертор на напрежение със среден извод на инверторния трансформатор. Чрез инверторния трансформатор  $ИТр$  се получава съгласуване на параметрите на товара  $Z$ , свързан във вторичната намотка с инверторната схема. Транзисторите  $VT1$  и  $VT2$  при поредното включване свързват  $m.1$  и  $m.2$  последователно към отрицателния полюс на захранващия източник. При разглеждането се приема, че товарът  $Z$  има активно-индуктивен характер.

При отпушването на  $VT1$  върху лявата полунамотка 1-0 се прилага напрежение  $u_{1-0} = U_d - U_{CEsat1}$ , с полярността, показана на фиг.10.1а. Поради наличието на магнитна връзка в инверторния трансформатор в дясната полунамотка 2-0 се индутира същото по големина напрежение  $U_{1-0}$  и с посочената на схемата полярност. Когато  $VT2$  се отпуши, (съответно  $VT1$  се запуши), напрежението на дясната полунамотка става приблизително равно на  $U_d$ , а в лявата полунамотка се индутира напрежение със същата стойност. Напрежението на първичната и вторичната намотка на трансформатора има обратна на означената полярност – получава се вторият полупериод (отрицателният) на товарното напрежение.

Напрежението  $u$  върху товара  $Z$  във вторичната намотка на трансформатора  $w_2$  е с правоъгълна форма и с амплитуда, определена от преводното отношение на инверторния трансформатор  $k_{TP} = w_2/w_1$ :

$$(10.1) \quad u = k_{TP} \cdot u_{1-0} \quad .$$

На фиг.10.1б са показани диаграмите на управляващото напрежение база-емитер  $U_{BE1}$  на транзистор  $VT1$ , товарното напрежение  $u$  (при  $k_{TP}=1$ ) и товарният ток  $i$ , както и напрежението колектор-емитер  $U_{CE1}$  на транзистора  $VT1$ .



фиг. 10.1

Както е известно, ключовите елементи, използвани в инверторите на напрежение, трябва да имат двустранна проводимост. За целта насрещно и паралелно на двата транзистора  $VT1$  и  $VT2$  са свързани диодите  $VD1$  и  $VD2$ . Те дават възможност токът да запази посоката си, докато се разсее натрупаната в товарната индуктивност енергия (интервалите  $t_0-t_1$  и  $t_2-t_3$ ). Напр., когато при индуктивен характер на товара се запуши транзисторът  $VT1$  (моментът  $t_2$ ), ще се отпусне диодът  $VD2$  и токът, запазвайки посоката си, ще протича по веригата -  $U_d$ ,  $VD2$ ,  $m.2$ ,  $w_1$ ,  $m.0$ ,  $+U_d$ . Следователно, в началото на всеки полупериод енергията, натрупана в товарната индуктивност се връща в ذخранващия източник. Затова токозахранването на инвертора трябва да се осъществи от източник на напрежение. Ако ذخранващият източник има голямо изходно съпротивление или е изправител, към входните клеми на инвертора трябва да се свърже кондензатор  $C$  (показан с прекъснатата линия на схемата на фиг.10.1а).

Максималното напрежение колектор-емитер  $U_{CEm}$  (фиг.10.1б) върху транзистора  $VT1$  се получава, когато провежда обратният диод  $VD2$ :

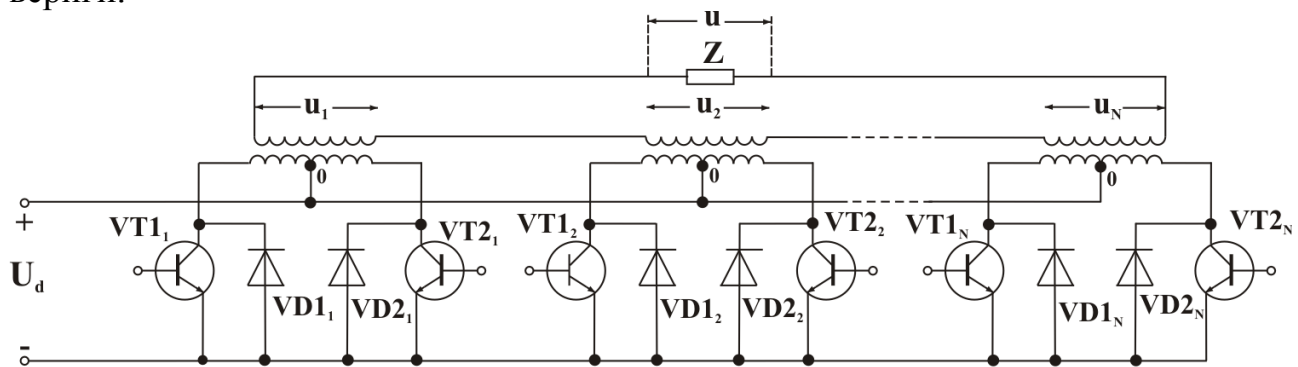
$$(10.2) \quad U_{CEm} = 2.(U_d + U_{VD2}) \quad .$$

Полученото променливо напрежение може да се използва за ذخранване на редица товари: осветителни и нагревателни устройства, някои електродвигатели, електромагнитни релета и др.

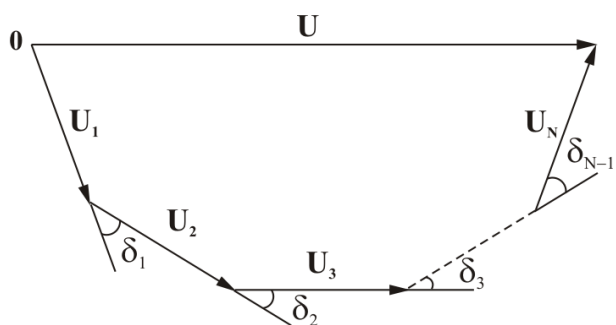
За някои променливотокови товари се изисква синусоидална форма на ذخранващото напрежение и тогава се налага включването на филтър в изхода на инвертора. За да се намалят размерите и стойностите на филтровите елементи, е целесъобразно да се подобри хармоничният състав на получаваното напрежение. Най-често то се формира като стъпалообразна крива чрез метода на геометричното сумиране. За целта няколко инвертора се свързват паралелно



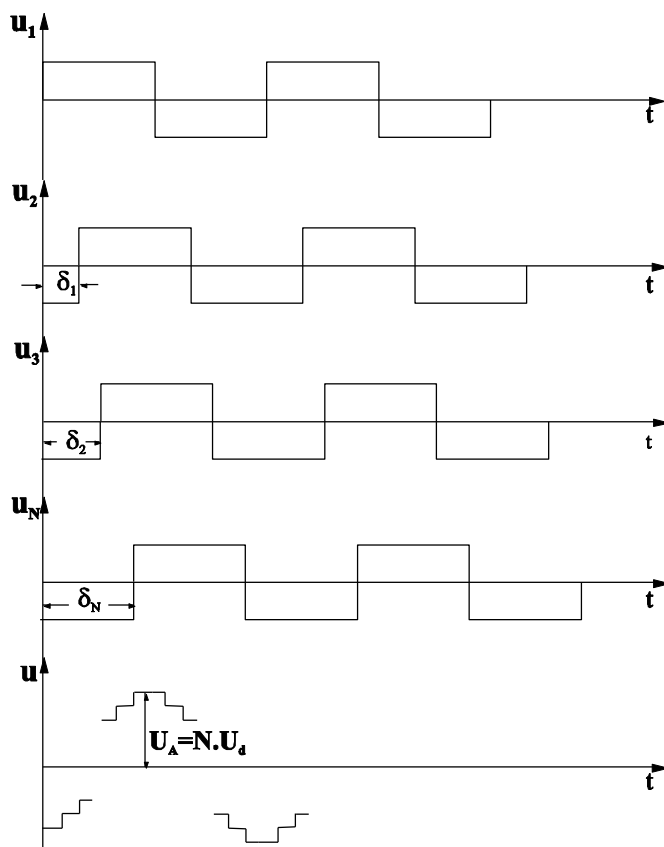
към захранващия източник, а последователно – по отношение на товарните им вериги.



а.



б.



в.

фиг. 10.2

На фиг.10.2а е показана схемата на N-звенов инвертор, получен на базата на транзисторен инвертор на напрежение със среден извод на инверторния трансформатор. Вторичните намотки на трансформаторите са свързани последователно и върху товара  $Z$  се прилага геометричната сума от товарните напрежения  $u_1, u_2, \dots, u_N$ . Управляващите импулси за различните инвертори са дефазирани, поради което и изходните напрежения са дефазирани.

На фиг.10.2б е показана векторната диаграма валидна за основната хармонична. Векторът  $U$  на товарното напрежение се получава като резултат от

геометричното сумиране на векторите от  $U_I$  до  $U_N$ . Дефазирането между отделните напрежения е означено с  $\delta_I$  до  $\delta_N$ .

На фиг.10.2в са представени времедиаграми, валидни за N-звенов инвертор, от които се вижда начина на формиране на стъпалната крива. Диаграмите се отнасят за коефициент на трансформация на инверторните трансформатори равен на 1. Получената стъпална крива на изходното напрежение има амплитудна стойност  $U_A = N \cdot U_d$ .

Качеството на изходното напрежение, т.е. приближаването на неговата форма до синусоидалната, е прието да се характеризира с коефициента на хармонични съставящи  $K$ , който се определя с отношението

$$(10.3) \quad k = \frac{\sqrt{\sum_{n=n_{min}}^{n_{max}} U_{(n)}^2}}{U_{(1)}},$$

където  $U_{(n)}$  е ефективната стойност на напрежението на хармоника с номер  $n$ ,  $U_{(1)}$  – ефективната стойност на напрежението на първия хармоник;  $n_{min}$  – номерът на хармоника, най-близко до основния;  $n_{max}$  – номерът на най-високия хармоник, който се взема предвид.

Определянето на хармоничния състав на полученото напрежение става по следния начин. Съставлящите напрежения се описват с уравненията:

$$(10.4) \quad u_1(\omega t) = \frac{4 \cdot U_m}{\pi} \left( \cos \omega t + \frac{\cos 3\omega t}{3} + \frac{\cos 5\omega t}{5} + \dots + \frac{\cos n\omega t}{n} \right);$$

$$u_2(\omega t) = \frac{4 \cdot U_m}{\pi} \left[ \cos(\omega t - \delta_1) + \frac{\cos 3(\omega t - \delta_1)}{3} + \frac{\cos 5(\omega t - \delta_1)}{5} + \dots + \frac{\cos n(\omega t - \delta_1)}{n} \right];$$

.....

$$u_N(\omega t) = \frac{4 \cdot U_m}{\pi} \left[ \cos(\omega t - \delta_N) + \frac{\cos 3(\omega t - \delta_N)}{3} + \frac{\cos 5(\omega t - \delta_N)}{5} + \dots + \frac{\cos n(\omega t - \delta_N)}{n} \right].$$

За изходното напрежение се получава

$$(10.5) \quad \begin{aligned} u(\omega t) &= u_1(\omega t) + u_2(\omega t) + u_3(\omega t) + \dots + u_N(\omega t) = \\ &= \frac{4U_m}{\pi} \{ [\cos \omega t + \cos(\omega t - \delta_1) + \cos(\omega t - \delta_2) + \dots + \cos(\omega t - \delta_N)] + \\ &+ \frac{1}{3} [\cos 3\omega t + \cos 3(\omega t - \delta_1) + \cos 3(\omega t - \delta_2) + \dots + \cos 3(\omega t - \delta_N)] + \\ &+ \dots + \\ &+ \frac{1}{n} [\cos n\omega t + \cos n(\omega t - \delta_1) + \cos n(\omega t - \delta_2) + \dots + \cos n(\omega t - \delta_N)] \} \end{aligned}$$

Вижда се, че в така полученото товарно напрежение отсъстват четните хармонични съставлящи. При подходящ избор на ъглите на дефазирание  $\delta$  е възможно да се елиминират някои от нискочестотните хармонични съставлящи и да се получи минимална стойност на коефициента  $K$ . Оптималните стойности на ъглите на дефазирание се изчисляват с помощта на специализирани изчислителни процедури.

## ЗАДАНИЕ

### *I. Еднозвенеен инвертор*

1. Да се снее и обясни формата на напрежението колектор-емитер на **VTI** при активен и активно-индуктивен товар. Да се измери стойността на максималното напрежение върху транзистора.

2. Да се наблюдава формата на товарното напрежение и на товарния ток при активен и активно-индуктивен характер. Да се изчисли коефициентът на трансформация на инверторния трансформатор.

3. Да се снее товарната характеристика  $u=f(i)$  и да се обясни видът ѝ.

### *II. Многозвенеен инвертор*

1. Да се наблюдава и начертае формата на товарното напрежение при 3 и 4 звена на инвертора при произволни ъгли на дефазирание.

2. Да се изчислят минималните стойности на ъглите на дефазирание  $\delta_1, \delta_2, \delta_3$  (за 3 и 4 звена) с оглед получаването на минимален коефициент на висши хармонични. Да се изчисли хармоничният състав на синтезираното изходно напрежение. Да се установят изчислените ъгли и да се снее формата на изходното напрежение преди и след изходния филтър.

3. Да се построи векторната диаграма на изходното напрежение за 3 и 4-звенеен инвертор.

4. Да се снее товарната характеристика на инвертора за филтрираното изходно напрежение.

5. Да се измери к.п.д. на инвертора и да се обясни полученият резултат.

## УКАЗАНИЯ

1. Включването на инверторните звена в многозвенеен инвертор се осъществява чрез подаване на захранващо напрежение.

2. Ъглите на дефазирание между отделните инвертори се задават с монтираните на макета потенциометри, като стойностите им се изчисляват с помощта на създадената за целта програма за персонален компютър.

3. На изхода на многозвенеен инвертор е включен последователен  $L - C$  филтър за  $50 \text{ Hz}$  ( $C = 200 \mu\text{F}$ ).

## ТЕМА № 11

### ТИРИСТОРЕН ИНВЕРТОР НА ТОК

#### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се изследва тиристорен мостов паралелен инвертор на ток, като се наблюдават осцилограмите на основните величини в схемата на инвертора, снемат се товарната характеристика и зависимостите на максималното напрежение върху тиристорите и на схемното време за изключване от коефициента на натоварване. Изследва се влиянието на измененията на стойностите на елементите на инвертора върху неговите параметри.

#### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Тиристорните инвертори на ток се използват за създаване на променливи токове и напрежения с честоти в диапазон от 500 Hz до около 8 kHz. Основните им области на приложение са електротермията и променливотоковото електрозадвижване за честотно регулиране на еднофазни и трифазни двигатели.

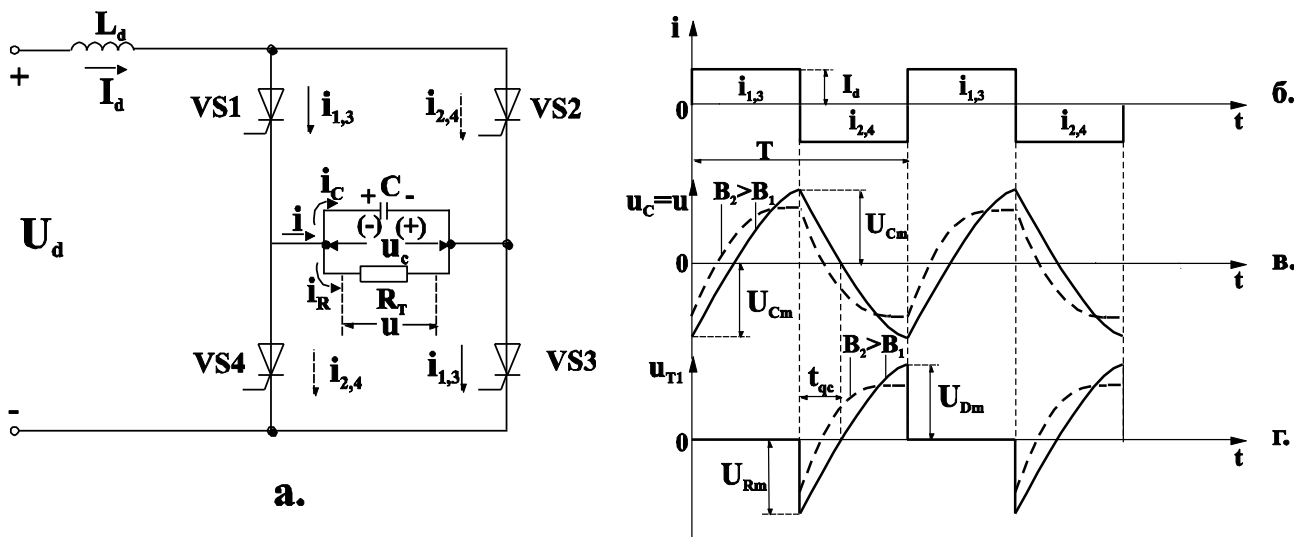
Характерно за този вид инвертори е това, че при тях става периодично превключване на постоянния входен ток и през товара протича променлив ток с правоъгълна форма и с амплитуда, равна по големина на постоянния входен ток. Честотата на променливия ток се задава от системата за управление на инвертора. Големината и формата на товарното напрежение зависят от характера и параметрите на товара.

В инверторите на ток постояннотоковият захранващ източник работи в режим на генератор на ток. За целта във входната верига се включва дросел с голяма индуктивност, която играе ролята на филтър за висшите хармонични на тока.

Инверторите на ток се наричат паралелни, тъй като чрез комутиращия кондензатор се осъществява паралелна комутация на тиристорите.

На фиг.11.1а е показана схемата на тиристорен еднофазен мостов паралелен инвертор на ток. Диаграмите на фиг.11.1б-г илюстрират действието на схемата.

Четирите тиристора  $VS1 \div VS4$  образуват мост, в единия диагонал на който през дросела  $L_d$  се подава постоянно захранващо напрежение  $U_d$ , а в другия диагонал са включени паралелно един на друг комутиращият кондензатор  $C$  и товарът  $R_T$ . Благодарение на дросела  $L_d$ , който има голяма стойност ( $L_d \rightarrow \infty$ ), входният ток на инвертора  $I_d$  се получава почти идеално изгладен.



фиг. 11.1

Тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  получават едновременно управляващи импулси от системата за управление и през тях протича аноден ток  $i_{1,3}$  (фиг.11.1а,б), който има правоъгълна форма и големина  $I_d$ . Същият ток тече и в диагонала на моста, където е означен с  $i$ , и се разпределя на два тока:  $i_C$ , който зарежда кондензатора  $C$  и  $i_R$ , който протича през товарния резистор  $R_T$ . Кондензаторът  $C$  се зарежда с полярността, посочена на фиг.11.1а без скоби. Диаграмата на напрежението  $u_C$  е показана на фиг.11.1в.

След един полупериод се подават управляващи импулси едновременно на другата двойка тиристори  $VS2$  и  $VS4$ . За съвсем кратко време четирите тиристора се оказват включени едновременно. Кондензаторът започва да се разрежда по три вериги; през тиристорите  $VS1$  и  $VS2$ ; през тиристорите  $VS3$  и  $VS4$ ; през товара  $R_T$ . В първата и втората верига разрядният ток на  $C$  се оказва насочен обратно на анодните токове на тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  и последните след съвсем кратко време се изключват. В същия момент към тях се прилага обратно напрежение (фиг.11.1г), което представлява напрежението на кондензатора  $C$ , приложено със знак плюс към катодите на тиристорите  $VS1$  и  $VS3$ , и със знак минус към анодите им (през отпушените тиристори  $VS2$  и  $VS4$ ). Захранващият ток започва да тече само през  $VS2$  и  $VS4$  (токът  $i_{2,4}$ ). Кондензаторът  $C$  започва да се презарежда с обратна полярност (в скобите на фиг. 11.1а). През товара  $R_T$  протича ток с обратна посока по отношение на тока в първия полупериод, когато са пропускали  $VS1$  и  $VS3$ . В резултат през товара протича променлив ток  $i_R$ . Напрежението на товара  $u$  е точно равно на напрежението на кондензатора  $u_C$  (фиг. 11.1в).

От теоретичния анализ на паралелните инвертори на ток се получава следният израз за моментната стойност на товарното напрежение  $u$ , представена в относителни единици спрямо постоянното захранващо напрежение  $U_d$ :

$$(11.1) \quad \frac{u}{U_d} = \frac{1 - \frac{e^{-Bt/T}}{\operatorname{ch}(B/4)}}{1 - \frac{4}{B} \operatorname{th}(B/4)} .$$

В (11.1)  $T$  е периодът изходното напрежение и ток ( $T=1/f$ ), а  $B$  е параметър на инвертора, който се нарича коефициент на натоварване, и е равен на

$$(11.2) \quad B = \frac{1}{f \cdot R_T \cdot C} .$$

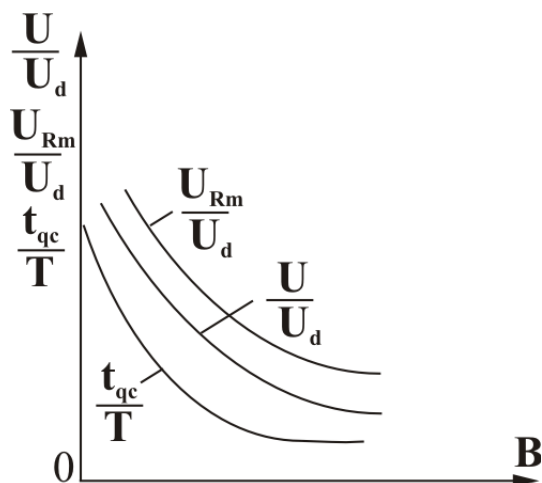
На фиг.12.1в са показани диаграмите на  $u$  за две различни стойности на коефициента  $B$  ( $B_2 > B_1$ ), построени въз основа на израза (11.1). На фиг.11.1г са дадени диаграмите на напрежението върху тиристора при същите две стойности на  $B$ . От диаграмите се вижда, че промените на коефициента  $B$  силно влияят върху режима на инвертора.

Зависимостта на ефективната стойност на изходното напрежение на инвертора (отнесена към  $U_d$ ) от коефициента на натоварване  $B$  се нарича товарна характеристика на инвертора:  $u/U_d=f(B)$ .

При малки стойности на  $B$  напрежението върху товара силно нараства и може няколкократно да превиши напрежението  $U_d$ . Напрежението върху запушения тиристор е равно на напрежението върху товара, от което следва, че с намаляването на  $B$  се увеличават и правото  $U_{Dm}$  и обратното  $U_{Rm}$  напрежение върху тиристорите. От тази гледна точка е желателно да се работи с големи стойности на  $B$ . Увеличаването на  $B$ , обаче, също е ограничено. Както се вижда от диаграмите, показани на фиг.11.1г, при увеличаване на стойността на  $B$  схемното време за изключване на тиристорите  $t_{qc}$  намалява и може да се окаже по-малко от каталожното време  $t_q$ .

На фиг.11.2 е показан видът на товарната характеристика на инвертора, както и на зависимостите

$$\frac{U_{Rm}}{U_d} = f(B) \quad \text{и} \quad \frac{t_{qc}}{T} = f(B) .$$



фиг.11.2

От направените разглеждания се оформят следните изводи:

1. Изискванията спрямо коефициента на натоварване  $B$  от гледна точка на времето за изключване  $t_{qc}$  и максималните напрежения върху тиристорите са противоречиви.

2. При променящ се по време на работа товар режимът на инвертора силно се изменя с измененията на  $R_T$ . При празен ход, когато  $B=0$ , напреженията върху товара и тиристорите стават безкрайно големи и

работата на инвертора е невъзможна. При  $B \rightarrow \infty$  времето за изключване  $t_{qc} = 0$ , тиристорите не могат да се изключат и в инвертора настъпва аварийен режим, тъй като всички тиристори в схемата провеждат едновременно. Следователно, в режим на късо съединение на товара инверторът също е неработоспособен.

3. От (11.1) следва, че товарното напрежение  $u$  се изменя по нелинеен (експоненциален) закон (фиг.11.1). При  $R_T \rightarrow \infty$  постоянният ток  $I_d$  протича всеки полупериод почти изцяло през кондензатора, т.е.  $i_C = I_d = \text{const}$  и съгласно зависимостта  $i_C = C \cdot du/dt$  напрежението  $u$  ще се изменя по линеен закон (става триъгълно), тъй като  $du/dt = I_d/C = \text{const}$ . Схемното време за изключване нараства и става  $t_{qc} \approx T/4$ .

## ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи опитната постановка.

2. Да се наблюдават и начертаят една под друга осцилограмите на напреженията на: товара  $u$ ; тиристора  $VS1$ ; входната индуктивност  $u_{Ld}$  и на тока през тиристорите  $VS2$  и  $VS4$ .

3. Да се измерят амплитудата на товарното напрежение  $U_m$ ; максималните право  $U_{Dm}$  и обратно  $U_{Rm}$  напрежение върху тиристора и схемното му време за изключване  $t_{qc}$ .

4. Да се снее и построи характеристиката:

$$\frac{U_m}{U_d} = f(B) \quad .$$

5. Да се снемат и построят зависимостите:

$$\frac{U_{Rm}}{U_d} = f(B) \quad \text{и} \quad \frac{t_{qc}}{T} = f(B) .$$

6. Да се начертаят осцилограмите на изходното напрежение за двете гранични стойности на товарното съпротивление  $R_T = 8\Omega$  и  $R_T = 32\Omega$ . Да се направят съответните изводи.

7. Да се изследва влиянието на изменението на управляващата честота  $f_y$  върху напрежението на товара и на тиристорите.

8. Да се изследва влиянието на стойностите на комутация кондензатор върху параметрите на инвертора  $U_m$ ,  $U_{Rm}$  и  $t_{qc}$ .

## УКАЗАНИЯ

1. Схемата на опитната постановка е отпечатана на лицевата плоча на лабораторния макет. Напрежението  $U_d = 45V$  се получава от вградения в макета изправител и се подава и изключва от входа на инвертора чрез ключ, разположен под сигналната лампа с надпис “захранване”. Системата за управление се включва и изключва чрез ключа под сигналната лампа с надпис “импулси”. Честотата на управление се променя чрез потенциометъра “f”. За промяна на стойността на комутация кондензатор са вградени два кондензатора със стойности по  $4\mu F$ , които могат да се включват паралелно.

За товар на инвертора се използва променливо съпротивление  $R_T$ , което се включва външно към клемите за товара.

За наблюдаване на формата на тока през тиристорите е включен токов трансформатор ТТ с шунтов резистор  $R_{ш}=1\Omega$ .

2. Наблюденията да се извършват при стойности на комутация кондензатор  $C=4\mu F$ , на товарното съпротивление  $R_T=20\Omega$  и честота на управление  $f_y=3kHz$ . Осцилограмите се пречертават от екрана на осцилоскопа върху милиметрова хартия, като на всяка осцилограма се означава мащаба по осите X и Y.

3. Измерванията се правят от осцилограмите, снети в т.2.

4. Промените на  $B$  да се извършват чрез промяна на  $R_T$ , като му се задават стойности от  $8\Omega$  до  $32\Omega$ . Снемането на характеристиката да се извърши при  $C=8\mu F$  и  $f_y=3kHz$ .

Представянето на данните от измерванията и изчисленията бъде в табличен вид, като се попълни таблица от вида:

$R_T, \Omega$	8	12	
$U_m, V$			
$B$			
$U_m / U_d$			

5. Важат указанията, дадени за т.4, като резултатите се подреждат в подходящи таблици.

6. Изследването да се извърши при стойности на комутация кондензатор  $C=8\mu F$  и честота на управление  $f_y=3kHz$ .

7. Изследването да се извърши за  $R_T=20\Omega$  и  $C=8\mu F$ , като на  $f_y$  се задават стойности  $2kHz$  и  $3kHz$ .

8. Изследването да се проведе за  $R_T=20\Omega$  за две стойности на кондензатора:  $C=4\mu F$  и  $C=8\mu F$ .



## ТЕМА № 12

### ТИРИСТОРЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР

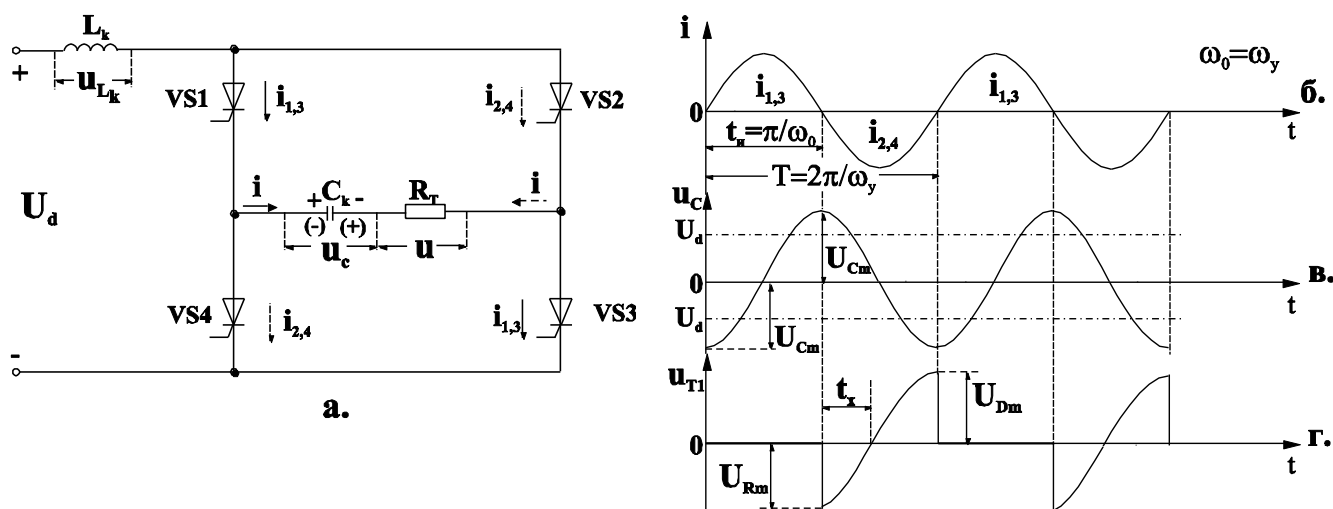
#### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се изследва схемата на тиристорен мостов резонансен инвертор, като се измерват и изчисляват най-важните му параметри. Снемат се зависимостите на товарното напрежение, напрежението върху тиристорите и схемното време за изключване от коефициента на разколебаване. Чрез изследване на различни конфигурации на схемата на мостовия резонансен инвертор трябва да се направят изводи, важни за практическата му реализация.

#### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

При резонансните инвертори товарният ток и токът през тиристорите се получават с форма, близка до синусоидалната. Това се постига чрез включването в схемата на последователна  $L$ - $C$  верига, която заедно с товарното съпротивление образува резонансна верига. Този вид инвертори са известни още като независими последователни инвертори. Те се използват за захранване на променливотокови консуматори с честоти по-високи от 3–4 kHz. Основните им области на приложение са електротермията, захранване на ултразвукови установки, захранване на лазерни устройства, в системите за израстване на полупроводникови кристали и др.

На фиг.12.1а е показана принципната схема тиристорен мостов резонансен инвертор. Тиристорният мост образуван от четирите тиристора  $VS1 \div VS4$ . Комутиращата индуктивност  $L_k$  е включена извън диагонала на моста, а комутиращият кондензатор  $C_k$  и товарът  $R_T$  са включени в диагонала на тиристорния мост. Двойката тиристори  $VS1$  и  $VS3$  се включват и провеждат едновременно, като създават едната полулъвна на товарния ток  $i$ , след което се включва двойката  $VS2$  и  $VS4$  и се формира другата полулъвна.



фиг.12.1

Когато тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  получат управляващи импулси, се включват и през тях протича токът  $i_{1,3}$ , който зарежда кондензатора  $C_k$ .

Напрежението  $U_C$  има полярността, показана на фиг.12.1а без скоби. За така формираната се верига от последователно свързани индуктивност  $L_k$ , кондензатор  $C_k$  и съпротивление  $R_T$  е изпълнено условието  $R_T < 2\sqrt{L_k/C_k}$ , поради което в нея се развива резонансен процес. Както е известно от теорията на електрическите вериги, токът в такава верига има форма близка до синусоидалната полулъвна (фиг.12.1б), а максималното напрежение, до което се зарежда кондензаторът  $U_{Cm}$  се получава по-голямо от приложеното постоянно захранващо напрежение  $U_d$  (фиг.12.1в).

Когато в края на полупериода, в момента  $t = t_H$ , токът достигне нулева стойност, тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  се запушват и могат да се включат  $VS2$  и  $VS4$ . При включването им започва презареждане на кондензатора  $C_k$  (фиг.12.1в). През товара  $R_T$  протича токът  $i_{2,4}$  (фиг.12.1б) със същата големина и форма, както през първия полупериод, но в обратна посока. По такъв начин през товара протича променлив ток  $i$ .

Собствената честота на последователния трептящ кръг е

$$(12.1) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L_k \cdot C_k} - \delta^2} \quad ,$$

където  $\delta = R_T/2L_k$  е коефициентът на затихване на кръга.

Продължителността на токовата полулъвна (импулс)  $t_H$  през тиристорите и товара е равна на

$$(12.2) \quad t_H = \pi / \omega_0 \quad .$$

Честотата на тока  $i$  се определя от честотата на управляващите импулси, подавани от системата за управление:  $f = 1/T = f_y = \omega_y/2\pi$ .

Ако товарът е чисто активен, при какъвто е направено разглеждането, товарното напрежение  $u$  е също синусоидално.

Диаграмата на напрежението  $u_{TI}$  върху тиристора  $VS1$  е показана на фиг.12.1г. Докато провеждат  $VS2$  и  $VS4$ , тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  са запушени, като напрежението върху тях в момента, в който се включват  $VS2$  и  $VS4$  ( $t = t_H$ ), става равно на максималното напрежение върху комутиращия кондензатор, тъй като се оказва включен паралелно на  $VS1$  и  $VS3$  (през  $VS2$  и  $VS4$ ), т.е.

$$(12.3) \quad U_{Rm} = U_{Cm} \quad .$$

В края на провеждането на  $VS2$  и  $VS4$ , когато токът в диагонала на моста отново е равен на нула, върху тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  отново е приложено напрежението  $U_{Cm}$ , но сега в обратна посока на първоначалната, тъй като кондензаторът  $C_k$  се е презаредил (полярността в скобите на фиг.12.1а). Следователно, върху тиристорите  $VS1$  и  $VS3$  се прилага право напрежение

$$(12.4) \quad U_{Dm} = U_{Cm} \quad .$$

За известно време  $t_x$  напрежението върху тиристора е отрицателно и в течение на това време той трябва да се запуши, т.е. времето  $t_x$  е схемното време за изключване  $t_{qc}$ . За да не се получи преждевременно включване на тиристора при прилагането на право напрежение, трябва да е изпълнено неравенството

$$(12.5) \quad t_{qc} = t_x > t_q \quad .$$

От теоретичния анализ на резонансния мостов инвертор се получава следният израз за тока  $i$ :

$$(12.6) \quad i = \frac{2.k.U_d}{\omega_0.L_k} . e^{-\delta t} . \sin \omega_0 t \quad .$$

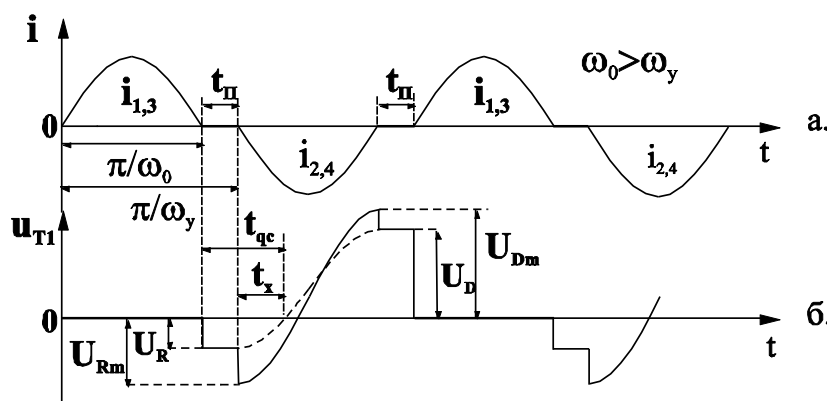
Стойността на коефициента на разколебаване  $k$  зависи от параметрите на последователния трептящ кръг (чрез  $\omega_0$  и  $\delta$  – формула 8.8). Обикновено е в границите от 1,2 до 3,0. Чрез въвеждането на  $k$  значително се опростяват изразите на всички величини в схемата на инвертора и се постига по-лесно тълкуване на физическите процеси при промяна на параметрите на товара и трептящия кръг.

При мостовия резонансен инвертор максималното напрежение на кондензатора  $U_{Cm}$ , а следователно и максималното право  $U_{Dm}$  и максималното обратно  $U_{Rm}$  напрежение върху един тиристор, изразени чрез  $k$ , имат вида:

$$(12.7) \quad U_{Cm} = U_{Dm} = U_{Rm} = (2k - 1).U_d \quad .$$

За разглеждания инвертор са възможни два режима на работа: граничен и прекъснат. Диаграмите на фиг.12.1б-г се отнасят за граничния режим. При него собствената честота на кръга  $\omega_0$  и честотата на управляващите импулси  $\omega_y$  са равни ( $\omega_y = \omega_0$ ).

Прекъснат режим или режим с пауза се получава, когато  $\omega_0 > \omega_y$ .



фиг.12.2

Формата на тока  $i$  и на напрежението върху тиристора  $VS1$  са показани на фиг.12.2а,б. Между изключването на едната двойка тиристори и включването на следващата съществува интервал, наречен пауза  $t_{II}$ . Схемното време за изключване се увеличава:

$$(12.8) \quad t_{qc} = t_{II} + t_x \quad .$$

В интервалите на паузите обратното  $U_R$  и правото  $U_D$  напрежения върху един тиристор се получават като полуразлика (съответно полусума) от  $U_{Cm}$  и  $U_d$ , тъй като двата тиристора са свързани последователно по отношение на тези две напрежения:

$$(12.9) \quad U_R = \frac{U_{Cm} - U_d}{2} = (k - 1).U_d \quad ,$$

$$(12.10) \quad U_D = \frac{U_{Cm} + U_d}{2} = k.U_d \quad .$$

По време на работа, особено с променящ се товар, е възможно да се достигне до режим, при който  $\omega_0 < \omega_y$ . В този режим в момента на включване на поредната двойка тиристори, например  $VS2$  и  $VS4$ , през  $VS1$  и  $VS3$  продължава

да протича ток. Този режим е аварийен за разглеждания инвертор и не трябва да се допуска.

Големината на правото и обратното напрежение върху тиристорите и схемното време за изключване в мостовия резонансен инвертор зависят от начина на включване на комутиращата бобина в схемата на инвертора. Тя може да бъде представена като сума от две индуктивности:  $L_k = L_{k1} + L_{k2}$ .

За да се направи количествена оценка, се въвежда коефициентът

$$(12.11) \quad \beta = \frac{L_{k2}}{L_k} = \frac{L_{k2}}{L_{k1} + L_{k2}}.$$

При  $\beta=0$  цялата индуктивност  $L_k$  е свързана извън тиристорния мост. В този случай, за който беше направено разглеждането на работата на инвертора, максималното напрежение на кондензатора  $U_{Cm}$  определя стойността на правото и обратното напрежения, поради което е в сила равенство (12.7), а схемното време за изключване се определя съгласно равенството (12.8).

При  $\beta=0,5$  индуктивността  $L_k$  е разделена на две равни части  $L_{k1}=L_{k2}=L_k/2$  и правите и обратни напрежения върху тиристорите намаляват, което е благоприятно, но същевременно намалява схемното време за изключване  $t_{qc}$  (поради намаляването на времето  $t_x$ ).

При  $\beta=1$  цялата индуктивност  $L_k$  е свързана в диагонала на моста последователно с  $C_k$  и  $R_T$ . В този случай, след паузата  $t_{II}$ , при включване на другата двойка тиристори (например  $VS2$  и  $VS4$ ), върху  $VS1$  със скок, през  $VS2$ , се прилага в права посока напрежението на захранващия източник  $U_d$ . Следователно, времето  $t_x=0$  и тиристорът трябва да се е изключил (да се е възстановил) по време на паузата  $t_{II}$ . Ясно е, че в този случай се получава най-малкото схемно време за изключване  $t_{qc} = t_{II}$  и вероятността за настъпване на аварийен режим е голяма.

## ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи опитната постановка.
2. За граничен и за прекъснат режим на работа да се наблюдават и начертаят една под друга осцилограмите на:
  - тока през тиристорите  $VS1$  и  $VS3$ ;
  - товарното напрежение  $u$ ;
  - напрежението на комутиращия кондензатор  $u_c$ ;
  - напрежението върху тиристора  $VS1$  или  $VS3$ ;
  - напрежението на комутиращата индуктивност  $u_{Lk}$ .
3. От осцилограмите да се определи коефициентът на разколебаване  $k$ , собствената честота на инверторния кръг  $\omega_0$  и времето  $t_x$  за прекъснат режим.
4. Да се наблюдават и начертаят една под друга осцилограмите на напрежението върху тиристора  $VS3$  за следните три случая:  $\beta=0$ ,  $\beta=0,5$  и  $\beta=1$ .  
Да се измерят и съпоставят максималното право напрежение върху тиристора  $U_{Dm}$  и схемното време за изключване  $t_{qc}$  за трите случая. Да се направят съответните изводи.

5. Да се изследва влиянието на комутиращия кондензатор върху величините  $k$ ,  $\omega_0$  и  $t_x$ .

6. Да се снимат зависимостите:

$$\frac{U_m}{U_d} = f(k) , \quad \frac{U_{Dm}}{U_d} = f(k) , \quad \frac{t_x}{T} = f(k) .$$

Да се представят графически сметите зависимости. Да се направят изводи и препоръки за избора на коефициента  $k$ .

## УКАЗАНИЯ

1. Схемата на опитната постановка е отпечатана на лицевата плоча на лабораторния макет. Напрежението  $U_d = 30V$  се получава от вградения в макета изправител и се подава и изключва от входа на инвертора чрез ключ, разположен под сигнална лампа с надпис “захранване”. Системата за управление се включва и изключва чрез ключа под сигнална лампа с надпис “импулси”. Честотата на управление се променя чрез потенциометъра “f”. Комутиращите елементи са вградени в макета и са изведени на букси с възможност да се свързват по желан начин, като  $C_{k1} = C_{k2} = 2\mu F$ ,  $L_{k1} = L_{k2}$ . За товар се използва променливо съпротивление  $R_T$ , което се включва външно към клемите за товара. За наблюдаване формата на тока през тиристорите е включен токов трансформатор с шунтов резистор  $R_m = 1\Omega$ .

2. Да се реализира  $\beta=0$  и  $C_k=4\mu F$ ,  $f_y=4kHz$ . За граничен режим  $R_T$  да бъде  $4,5\Omega$ , а за прекъснат режим  $1,5\Omega$ .

3. Определянето на  $k$  става чрез измерената стойност на  $U_{Cm}$  като се използва равенство (12.7). Определянето на  $\omega_0$  става чрез измерената стойност на времето  $t_H$  и използване на (12.2).

4. Изследванията да се направят при  $f_y=4kHz$ ,  $C_k=2\mu F$ ,  $R_T=2\Omega$ .

5. Величините  $k$  и  $\omega_0$  да се определят както в т.3. Изследването да се извърши при  $\beta=0$ ,  $f_y=4kHz$ ,  $R_T=2\Omega$  за две стойности на  $C_k$ :  $2\mu F$  и  $4\mu F$ .

6. При  $\beta=0$ ,  $f_y=4kHz$ ,  $C_k=2\mu F$  се задават стойности на  $R_T$  от  $1,5\Omega$  до  $4,5\Omega$  през  $0,5\Omega$ . Данните от измерванията и изчисленията се попълват в таблица от вида:

	$R_T, \Omega$	1,5	2,0	
измерени	$U_m, V$			
	$t_x, \mu s$			
	$U_{Dm}, V$			
изчислени	$K$			
	$U_m/U_d$			
	$U_{Dm}/U_d$			
	$t_x/T$			

## ТЕМА № 13

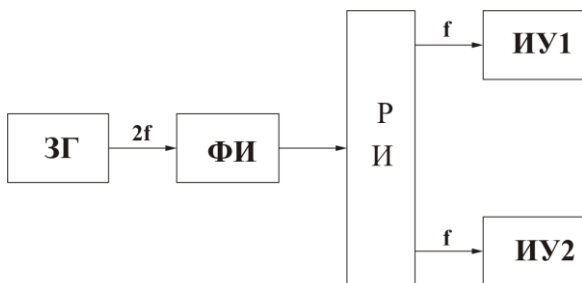
# СИСТЕМИ ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА АВТОНОМНИ ТИРИСТОРНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

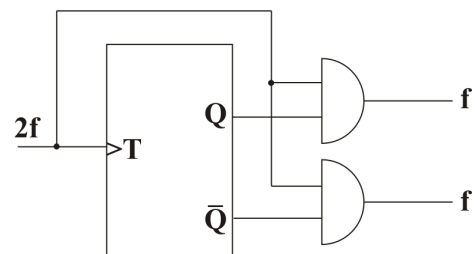
Целта на упражнението е запознаване с изискванията, принципа на действие и особеностите на системите за управление (СУ) на автономни тиристорни преобразуватели. Изследва се конкретна СУ и се измерват параметрите на управляващите импулси.

### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

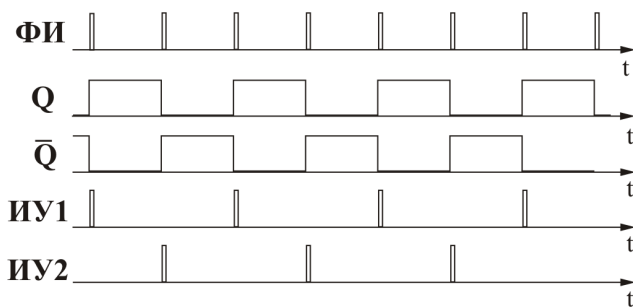
Автономните тиристорни преобразуватели по начина на преобразуване на електрическата енергия могат да бъдат класифицирани в четири групи: инвертори на ток, последователни (резонансни) инвертори, инвертори на напрежение и постояннотокови регулатори. Основните изисквания към СУ се определят от вида на преобразувателя: от алгоритъма за управление на приборите, както основни, така и спомагателни, от начина на формиране и регулиране на изходното напрежение и от някои допълнителни функции – автоматичен пуск, токоограничение и др. Към СУ се предявяват и изисквания свързани с осигуряване на: управляващи импулси с определена продължителност, мощност и стръмност; симетрия на управляващите импулси; широк диапазон на регулиране; високо бързодействие, което да не влияе на бързодействието на преобразувателя и др.



а.

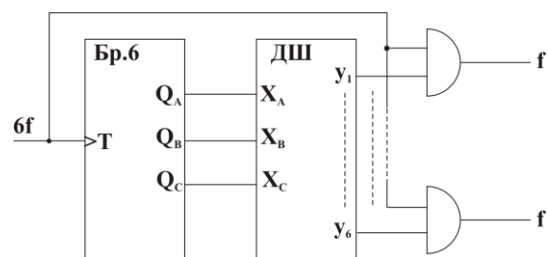


а.



б.

фиг.13.1



б.

фиг.13.2

На фиг.13.1а е показана блокова схема на **СУ**, която може да се използва при еднофазните инвертори на ток и при резонансните инвертори. Тя се състои от задаващ генератор (**ЗГ**), формирова̀тел на импулси (**ФИ**), разпределител на импулси (**РИ**) и импулсни усилватели **ИУ1** и **ИУ2**.

**ЗГ** може да бъде изпълнен за работа с постоянна честота, два пъти по-висока от тази на изходните импулси, или с променлива честота. Като **ФИ** се използват диференциращи групи, скъсители на импулси или чакащи мултивибратори. Функцията на **РИ** е илюстрирана от времеимпулсните диаграми на фиг.13.1б. Ако условно именуваме последователността на изходните импулси на **ФИ** на четни и нечетни, то **РИ** разделя изходните импулси на **ФИ** в два канала. Така разделени те отпушват противофазно работещите тиристоры. **РИ** най-често се регулират от един тригер с броячен вход и два логически елемента “**И**”, така както е показано на фиг.13.2а.

Трифазните инвертори на ток или трифазните резонансни инвертори се управляват от импулси, разделени в шест канала, следващи един след друг във времето. **РИ** в този случай може да се реализира по схемата показана на фиг.13.2б. Тя се състои от брояч на шест (тактуван с шест пъти по-висока честота от тази на импулсите в отделните канали), дешифратор и шест логически елемента “**И**”.

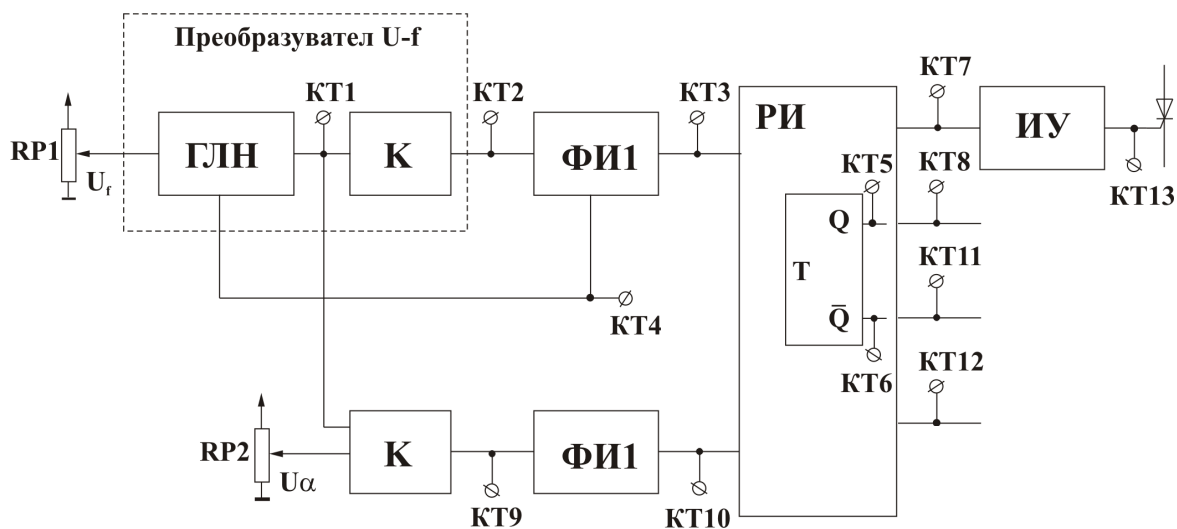
**ГЛН** – генератор на линейно изменящо се напрежение

**К** – компараторы

**ФИ** – формирова̀тели на импулси по продължителност

**РИ** – разпределител на импулси

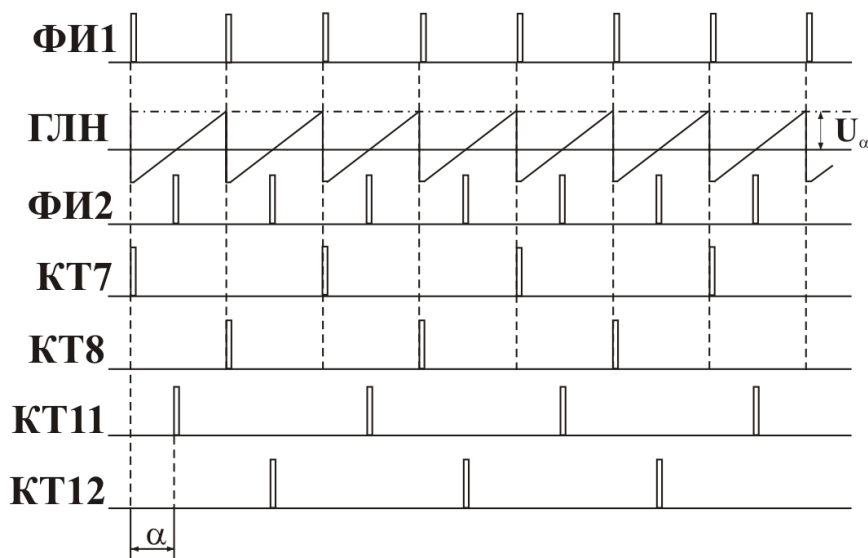
**ИУ** – импулсен усилвател



фиг. 13.3

На фиг.13.3 е показана блоковата схема на изследваната **СУ**. По тази структура се изграждат системи за управление на регулируеми инвертори на напрежение. Формирането на управляващи импулси за основните тиристоры (контролни точки **КТ7** и **КТ8**) става аналогично на това при **СУ** на еднофазните инвертори. Управляващите импулси за комутиращите тиристоры (контролни

точки **КТ11** и **КТ12**) се дефазират на определен ъгъл спрямо основните посредством сравняването на линейно изменящо се напрежение с едно постоянно напрежение в компаратор на напрежение.



фиг. 13.4

Функционалните връзки на отделните блокове се илюстрират от времеимпулсните диаграми на фиг.13.4. По блоковата схема от фиг.13.3 може да бъде реализирана **СУ** на постояннотокови тиристорни регулатори. За целта управляващите импулси от контролна точка **КТ3**, през съответен импулсен усилвател се подават към основ-

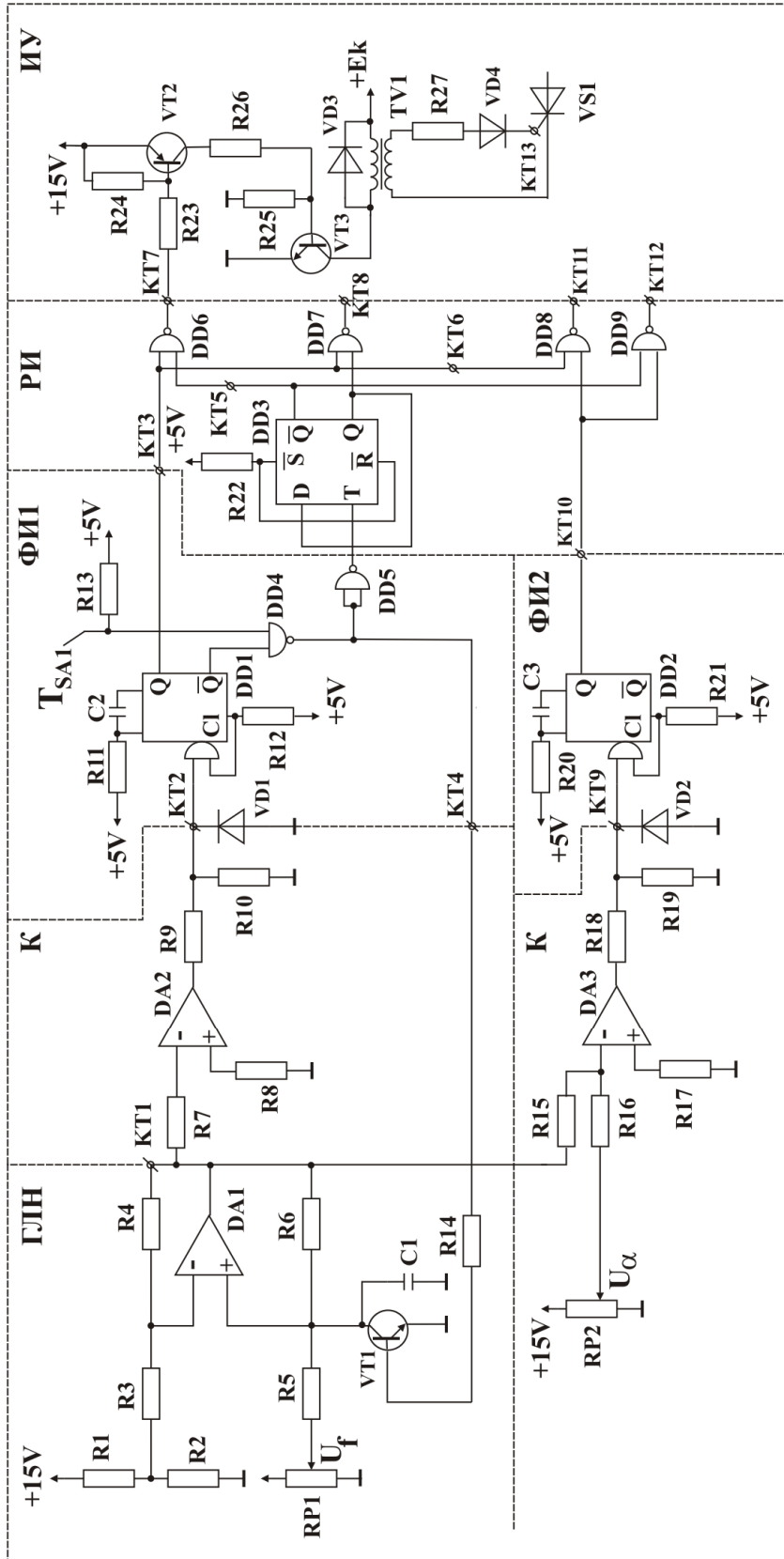
ния тиристор, а тези от **КТ10** към комутиращия тиристор. В случая **PI** не е необходим.

Принципната схема на изследваната система за управление е показана на фиг. 13.5.

### ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи принципната схема на системата за управление.
2. На канал А на осцилоскопа да се подаде сигналът в **КТ1** (линейно изменящото се напрежение от **ГЛН**). Да се наблюдават спрямо него в канал В сигналите в контролни точки на **КТ2** и **КТ3**.
3. Спрямо сигнала в **КТ3** да се наблюдават сигналите в **КТ7** и **КТ8**.
4. Чрез потенциометъра **RP1** да се регулира честотата и да се измерят  $f_{min}$  и  $f_{max}$ .
5. При  $f = const$  спрямо сигнала в **КТ1** да се наблюдават сигналите в **КТ9** и **КТ10**.
6. Спрямо сигнала в **КТ10**, да се наблюдават сигналите в **КТ11** и **КТ12**.
7. Чрез потенциометъра **RP2** да се изменя ъгълът на дефазирание на импулсите  $\alpha$ , респективно на коефициента на запълване на импулсите в **КТ9**, да се измерят  $\alpha_{min}$  и  $\alpha_{max}$ .
8. Върху разположени една под друга координатни системи да се начертаят импулсите, наблюдавани в отделните контролни точки.
9. В **КТ13** да се наблюдава управляващия импулс и да се измерят параметрите му.
10. Да се имитира посредством ключа **SA1** схемата за защита и да се обясни действието ѝ.





фиг. 13.5

## УКАЗАНИЯ

1. Включването на захранването на макета става с поставяне на ключа “захранване” в положение “нагоре”.

2. Управляващите импулси се разрешават, като се постави ключът “управляващи импулси” (на фиг.13.5 обозначен като **SA1**) в положение “нагоре”.

3. Честотата на следване на управляващите импулси се регулира посредством потенциометъра **RP1**.

4. Ъгълът на дефазиране (коэффициентът на запълване) се регулира посредством потенциометъра **RP2**.

## ТЕМА № 14

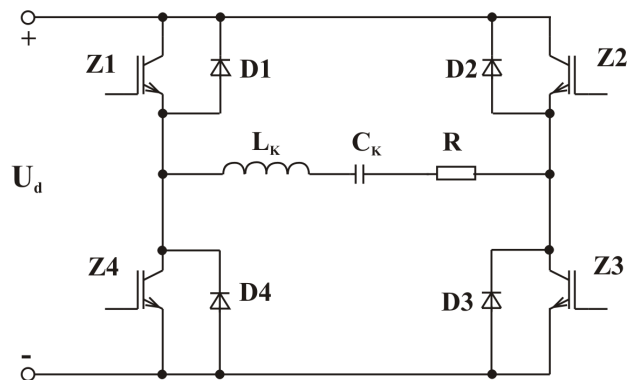
### ТРАНЗИСТОРЕН РЕЗОНАНСЕН ИНВЕРТОР

#### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

#### ТЕОРЕТИЧНА ПОСТАНОВКА

Когато резонансните инвертори работят с товари, променящи параметрите си в широки граници, се получават големи изменения в работните им режими и в токово-напрежителното натоварване на активните и пасивните компоненти на схемите. За ограничаване на тези промени в приемливи граници се използват схеми с обратни диоди. Обратните диоди се включват насрещно-паралелно на управляемите елементи – тиристори или транзистори. Предназначението им е да връщат в захранващия източник част от реактивната енергия на комутиращите елементи и товара. С това се стабилизират работните условия на елементите в схемите и характеристиките на инверторите. Инверторите с обратни диоди могат да се получат от всички разгледани схемни варианти, но обикновено комутиращата индуктивност се включва изцяло в товарната верига.

И тук най-често се използва мостовият инвертор, транзисторният вариант, на който е показан на фиг. 14.1.



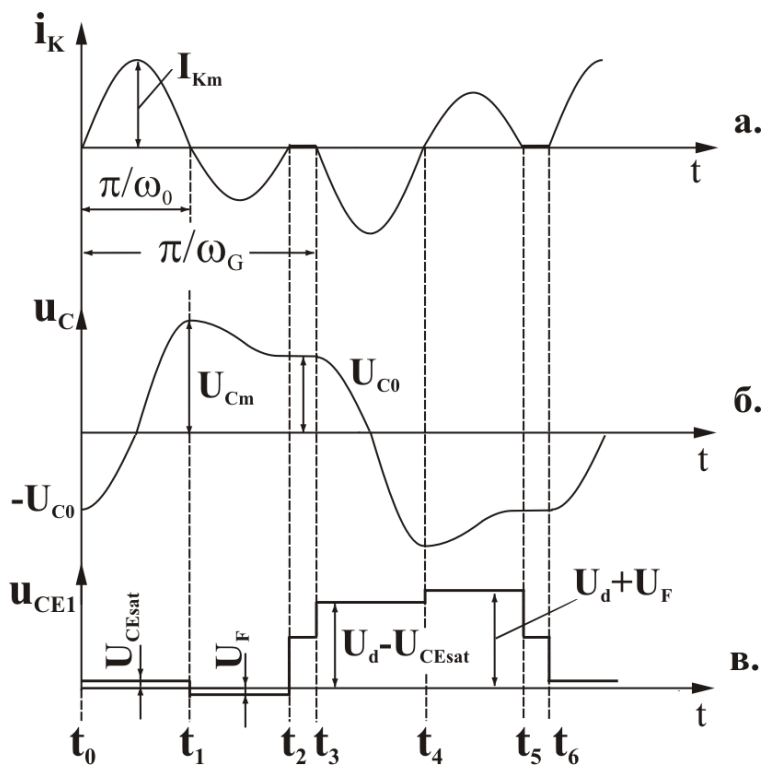
Фиг.14.4

Развитието на електромагнитните процеси се определя от съотношението на управляващата  $\omega_G$  и собствената резонансна честота  $\omega_0$

1. *Отношението на двете честоти е  $\omega_G \leq \omega_0/2$*

При означената полярност на напрежението върху кондензатора  $U_{C(t_0)} = -U_{C0}$ . В момента  $t_0$  се отпушва двойката транзистори  $T1$  и  $T3$ . В контура  $+U_d, T1, R, L_k, C_k, T3, -U_d$  протича полусинусоидалният ток импулс  $i_k$  (фиг.14.2а) интервала  $t_0 - t_1$ , при което кондензаторът  $C_k$  колебателно се презарежда до стойност  $u_c(t_1) = +U_{Cm}$ , превишаваща захранващото напрежение  $U_d$ . Амплитудата на тока се определя от напрежението  $[U_d - u_c(t_0)] = U_d + U_{C0}$ . В момента  $t_1$  токът  $i_k$  спада до нула и транзисторите се запушват.

В интервала  $t_1 - t_2$ , поради потенциалната разлика  $(U_{Cm} - U_d)$  и наличието на обратните диоди  $D1$  и  $D3$ , се създават условия за развитие на аналогичен



фиг.14.2

(фиг.14.2в); в интервала  $t_1 - t_2$  то се определя от пада на напрежение  $U_F$  върху диода  $D1 - U_{CEI} = -U_F$ , което определя малки комутационни загуби при запущването на транзисторите; когато са запущени всички прибори (в интервала  $t_2 - t_3$ ), напрежението е  $U_{CEI} = U_d/2$ ; в интервала  $t_3 - t_4$  се получава  $U_{CEI} = U_d - U_{CEsat}$ ; в интервала  $t_4 - t_5 - U_{CEI} = U_d + U_F$ .

Аналогични процеси възникват и при отпушване на другата двойка транзистори –  $T2$  и  $T4$ .

В този режим на работа резонансните инвертори с обратни диоди не се използват, защото през товара протичат токови полуълни в една посока в два последователни полупериода.

От теоретичния анализ на инвертора се получава следния израз за тока  $i_k$

$$(14.1) \quad i_k(t) = \frac{2 \cdot K^2}{K^2 + (K - 1)^2} \cdot U_d \cdot e^{-\delta t} \cdot \sin \omega_0 t,$$

където  $K$  – коефициент на разколебаване, използван в схемите с едностранна проводимост на ключовите елементи (вж. формула 8.8).

Напрежението, приложено върху комутиращия кондензатор има вида

$$(14.2) \quad u_C(t) = U_d - \frac{2 \cdot K^2}{K^2 + (K - 1)^2} \cdot U_d \cdot e^{-\delta t} \left( \frac{\delta}{\omega_0} \cdot \sin \omega_0 t + \cos \omega_0 t \right),$$

а за началната стойност на напрежението върху комутиращия кондензатор се получава

$$(14.3) \quad U_{C0} = \frac{2 \cdot K - 1}{K^2 + (K - 1)^2} \cdot U_d \quad .$$

колебателен процес във веригата  $-U_d, D_3, C_k, L_k, R, D_1, +U_d$ .

През товара протича резонансен ток в обратна посока, обикновено с по-малка амплитуда, определена от  $(U_{Cm} - U_d)$ . Напрежението върху кондензатора спада до  $u_C(t_2) = U_{C0} < U_d$  и при поредното нулиране на тока в момента  $t_2$  диодите  $D1$  и  $D3$  се запущват.

В интервала  $t_2 - t_3$  няма отпушени прибори и състоянието на схемата не се променя.

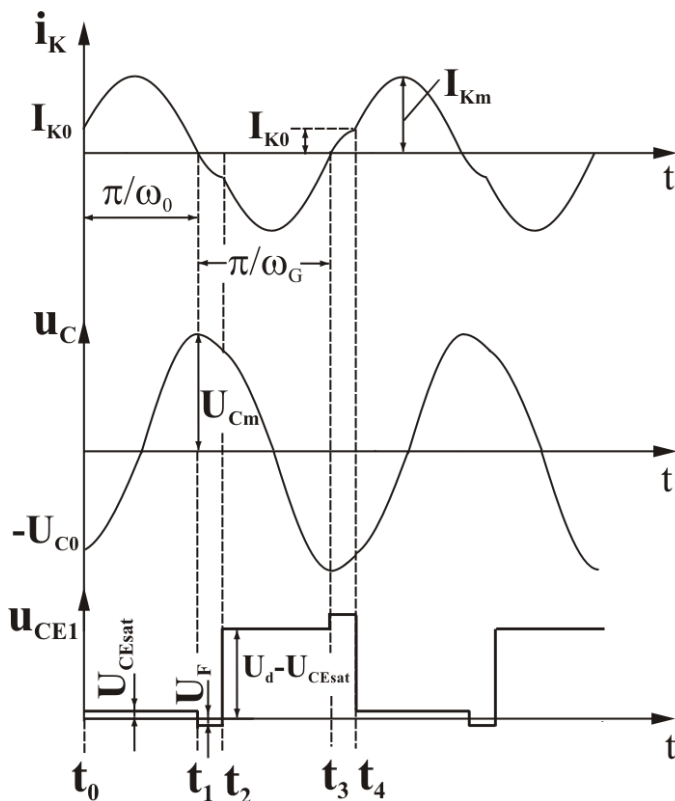
Напрежението върху транзистора  $T1$  в интервала  $t_0 - t_1$  е равно на напрежението му на насищане –  $U_{CEI} = U_{Cesat}$

В този работен режим връзката между коефициента на разколебаване  $K$  и обобщения коефициент на разколебаване, използван в схемите с двустранна проводимост на ключовите елементи  $K_D$  е:

$$(14.4) \quad K_D = \frac{1}{1 + \exp(-2\delta \cdot \pi / \omega_0)} = \frac{K^2}{K^2 + (K - 1)^2}$$

2. Отношението на двете честоти е  $\omega_0 \geq \omega_G \geq \omega_0/2$

При отпушване на първата двойка транзистори  $T1$  и  $T2$  се развива аналогичен



резонансен процес (фиг.14.3а). Разликата е в продължителността на етапа  $t_1-t_2$ . В този режим не се изчаква естественото завършване на полупериода на провеждане на диодите  $D1$  и  $D2$ , а следващата двойка транзистори се отпушва доста по-рано – в момента  $t_2$ . Включването на транзисторите става при някаква стойност на тока  $I_{K0}$ , което повишава комутационните загуби в приборите. В транзисторните схеми този етап може да има много малка, дори нулева продължителност. При тиристорните схеми този етап е задължителен, като продължителността му се определя от необходимото време за

фиг.14.3

запушване на тиристорите.

Обобщеният коефициент на разколебаване  $K_D$  при този режим има вида

$$(14.5) \quad K_D = \frac{1}{1 - b \cdot \left(-\frac{K-1}{K}\right)^{1/\nu}}$$

където

$$(14.6)$$

$$b = \frac{1}{\omega_0^2 L_k C_k} \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\delta \cdot \pi}{\nu \cdot \omega_0}\right) \cdot \sin^2 \pi/\nu}{\exp\left(-\frac{\delta \cdot \pi}{\nu \cdot \omega_0}\right) \cdot \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \pi/\nu - \cos \pi/\nu\right) - 1} - \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \pi/\nu + \cos \pi/\nu\right)$$

Началната стойност на напрежението върху комутирация кондензатор е

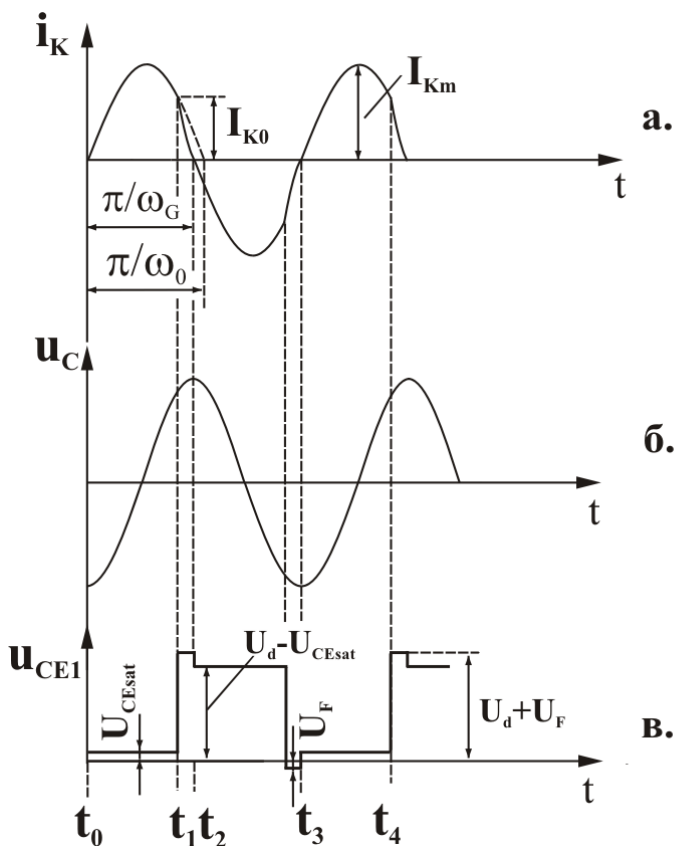
$$(14.7) \quad U_{C0} = (2 \cdot K_D - 1) \cdot U_d \quad .$$

Началната стойност на товарния ток се определя от израза

$$(14.8) \quad I_{k0} = \frac{2 \cdot K_D \cdot U_d}{\omega_0 L_k} \cdot \frac{\exp\left(-\frac{\delta \cdot \pi}{\nu \cdot \omega_0}\right) \cdot \sin \pi/\nu}{\exp\left(-\frac{\delta \cdot \pi}{\nu \cdot \omega_0}\right) \cdot \left(\frac{\delta}{\omega_0} \sin \pi/\nu - \cos \pi/\nu\right) - 1} \quad .$$

3. *Отношението на двете честоти е  $\omega_G \geq \omega_0$*

В този режим могат да работят само транзисторните схеми. Тук се скъсява интервалът на провеждане на активните прибори (фиг. 14.4а).



фиг.14.4

Транзисторите се отпушват в момента  $t_0$ , но се запущават в момента  $t_1$ , преди естественото завършване на полупериода. Токът ще се стреми да запази посоката си поради неизчерпаната енергия в индуктивността  $L_k$  и в интервала  $t_1 - t_2$  ще протича по веригата  $-U_d, D_4, R, L_k, C_k, D_2, +U_d$ . В интервала  $t_2 - t_4$  се формира отрицателният полупериод на товарното напрежение в резултат на провеждането на  $T_2, T_4$  ( $t_2 - t_3$ ) и  $D1, D3$  ( $t_3 - t_4$ ).

Характерно за този режим на работа е, че включването на транзисторите (напр. момента  $t_4$ ) става при нулево колекторно напрежение и пренебрежимо малки комута-

ционни загуби. Изрази (14.5) ÷ (14.8) са в сила и за това съотношение на честотите, въпреки различията в работните режими.

От направеното разглеждане на принципа на работа на резонансните инвертори с обратни диоди се вижда, че при отпушен транзистор се консумира енергия от храняващия източник, докато при провеждане на диодите част от нея се връща обратно в източника.

Средната стойност на консумирания от източника ток е

$$I_d = 2(I_{Tav} - I_{Fav}),$$

където  $I_{Tav}$  ( $I_{Fav}$ ) е средният за период ток през транзисторите (диодите).

Инверторите с обратни диоди се използват при изменения на параметрите на товара в широки граници, респективно при големи изменения на качествения фактор на кръга ( $Q$ ). Това се обяснява с наличието на етапа  $t_1 - t_2$ , по време на който част от реактивната енергия на комутиращия кондензатор се връща обратно в източника. При нарастване на  $Q$ -фактора на кръга се увеличава и разликата ( $U_{cm} - U_d$ ), расте диодният ток и намалява стойността на напрежението  $u_c(t_2) = U_{c0}$ . Това ограничава увеличаването на колекторния ток въпреки нарастването на  $Q$ , и стабилизира работните условия на силовите елементи в схемите.

### ЗАДАНИЕ

1. Да се разучи опитната постановка.

2. За трите възможни съотношения между управляващата и резонансна честоти ( $\omega_G \leq \omega_0/2$ ;  $\omega_0 \geq \omega_G \geq \omega_0/2$ ;  $\omega_G \geq \omega_0$ ) да се наблюдават и начертаят една под друга осцилограмите на:

- тока през транзисторите  $VS1$  и  $VS3$ ;
- товарното напрежение  $u$ ;
- напрежението на комутиращия кондензатор  $u_c$ ;
- напрежението върху транзистора  $VS1$  или  $VS3$ ;
- напрежението на комутиращата индуктивност  $u_{Lk}$ .


3. От осцилограмите да се определи обобщеният коефициент на разколебаване  $K_D$ , собствената честота на инверторния кръг  $\omega_0$ .

4. Да се изследва влиянието на комутиращия кондензатор върху величините  $K_D$ ,  $k$  и  $\omega_0$ . Да се направят изводи и препоръки за избора на коефициента  $k$ .

## ТЕМА № 15

# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ. ОБЩИ СВЕДЕНИЯ И УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА С КОМПЮТЪРНО ИНТЕГРИРАНА СРЕДА *OrCAD PSpice*

### I. ГРАФИЧНО ВЪВЕЖДАНЕ НА ЕЛЕКТРОНИ СХЕМИ

Стартира се графичният схемен редактор **Capture Student**, от програмния пакет **OrCAD PSPICE Student Release 9.1**. В работното поле на редактора се изпълняват команди **File/New/Project** или се използва бутон . В менюто **Create a New Project Using** се активира **Analog or Mixed A/D**. В полето **Name** – се задава името на проекта, а в полето **Location** – се указва неговото местоположение. В прозореца **Create PSpice Project** се маркира **Create a Blank Project**.

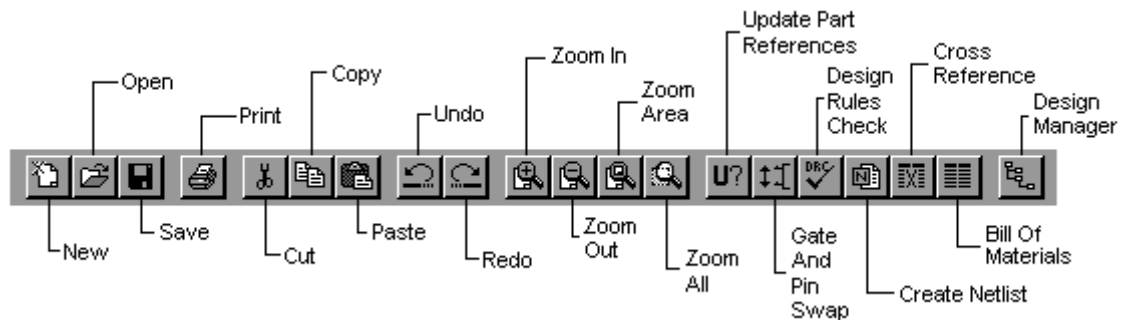
Въвеждането на схеми става с помощта на инструментите от палета за изчертаване **Tool Palette** - фиг.15.1. По подразбиране той е разположен вертикално в дясната част на екрана и дублира командите на менюто **Place**.

Избор на обекти		Разполагане на компоненти
Изчертаване на проводници		Поставяне етикети на проводници
Изчертаване на шини		Поставяне на възел
Разполагане на входовете на шина		Захранвания
Базисен възел		Разполагане на йерархичен блок
Входове за йерархичен блок		Поставяне на пин на йерархичен блок
Съединител на страници		Поставяне на несвързан извод
Изчертаване на линия		Изчертаване на начупена линия
Изчертаване на правоъгълник		Изчертаване на окръжност/елипса
Изчертаване на дъга		Въвеждане на текст

фиг. 15.1

В горната част на работното поле на схемния редактор – фиг.15.2 са разположени бутоните на най-често използваните команди.





фиг. 15.2

Важен момент при разполагането на елементите върху полето за изчертаване е спазването на положителната посока на тока през тях. За пасивните компоненти тя е от левия извод към десния извод на елементите. Въртенето на компонентите е на  $90^0$  по посока обратна на часовниковата стрелка. Базисният възел, необходим за осъществяване на симулация с *PSpice A/D* е от вида (**0/Source**).

При въвеждането на стойностите на елементите трябва да се имат предвид някои означения в *PSpice A/D*, които се различават от общоприетите: **F(f)** –  $10^{-15}$  / фемпто; **U(u)** –  $10^{-6}$  / микро; **M(m)** –  $10^{-3}$  / мили; **MEG(meg)** –  $10^6$  / мега.

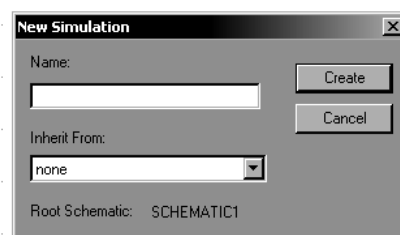
Преди стартиране етапа на симулиране, е желателно да се извърши проверка на схемата чрез командата **PSpice/Create Netlist**. При липса на грешки в електрическото свързване на схемата се пристъпва към подготовка за симулация.

## II. ПОДГОТОВКА НА СХЕМАТА ЗА СИМУЛАЦИЯ

Подготовката на схемата за симулация, включва следната последователност от действия:

1. От менюто **PSpice** се активира команда **New Simulation Profile**.

Отваря се прозорец **New Simulation** – фиг.15.3. В полето **Name** се задава името на симулационния файл, съответстващо на вида на анализа, който ще се извършва, или произволно. След изпълняване на команда **Create** директно се активира менюто за избор на анализи **Simulation Settings**.



фиг. 15.3

2. Избор на необходимия анализ и задаване на съответните настройки;
3. Стартиране на симулацията – **PSpice/ Run**;
4. Визуализиране на резултатите.








Веднъж специфицирани, анализите могат да бъдат редактирани чрез команди **PSpice / Edit Simulation Settings**.

На командите от менюто **PSpice** съответстват бутони за бърз достъп, дадени на фиг.15.4. Тяхното описание е представено в таблица 15.1.



фиг. 15.4

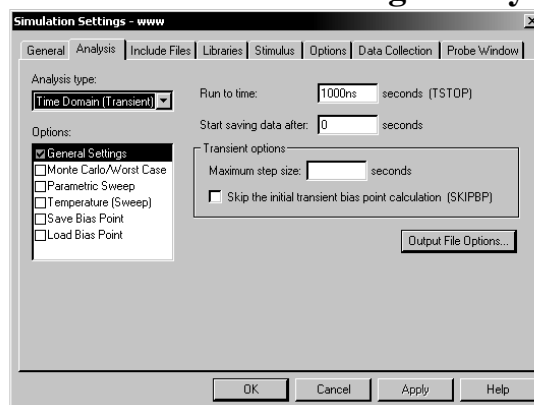
Таблица 15.1

Бутон	Наименование	Описание
	New simulation profile	Създава име на нов симулационен профил (*.sim) – еквивалентно на команди <b>PSpice/ New Simulation Profile</b>
	Edit simulation settings	Отваря прозореца за настройка на анализите – еквивалентно на команди <b>PSpice/ Edit Simulation Profile</b>
	Run	Стартира симулатора PSpice A/D – еквивалентно на команди <b>PSpice/ Run.</b>
	View simulation results	Отваряне на прозорец на графичния постпроцесор <b>Probe</b> – еквивалентно на команди <b>PSpice/ View Simulation Results.</b>
	Voltage level marker	Поставяне на маркер за наблюдение на потенциал в даден възел – еквивалентно на команди <b>PSpice/Markers/ Voltage Level.</b>
	Current into pin marker	Поставяне на маркер за наблюдение на тока – еквивалентно на команди <b>PSpice/Markers/ Current Into Pin.</b>
	Voltage differential marker	Поставяне на маркер за наблюдение на потенциална разлика – еквивалентно на команди <b>PSpice/Markers/Voltage differential.</b>

### III. ВИДОВЕ СТАНДАРТНИ АНАЛИЗИ

На фиг. 15.5 е показан прозорецът на менюто **Simulation Settings/Analysis**, в

който са указани различните видове анализи, които могат да бъдат извършвани от симулатора. В подменюто **Analysis type** се задават стандартните анализи от вида постоянен ток, честотен и преходен анализи, които позволяват тестване на схемата при различни режими на функциониране. В прозореца **Options** се активират многократните анализи (параметричен и температурен), а също и статистическите анализи – Монте Карло и анализ на чувствителност/най-лош случай (*Monte Carlo/Worst Case*).

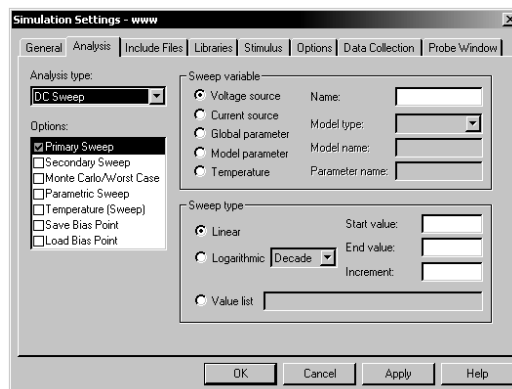


фиг.15.5

### III.1 ПОСТОЯННОТОКОВА РАЗВИВКА – DC Sweep

Видът на променливата, спрямо която ще се извърши анализът, се избира в подменюто **Sweep variable** – фиг.15.6. Това може да бъде източник на напрежение, източник на ток, глобален параметър, моделен параметър или температура.

В полето **Name** се записва името на променливата. В подменюто **Sweep type** се избира видът на изменението на променливата величина. Развивката може да бъде дефинирана като линейна, логаритмична или зададена чрез списък от стойности (таблица 15.2).



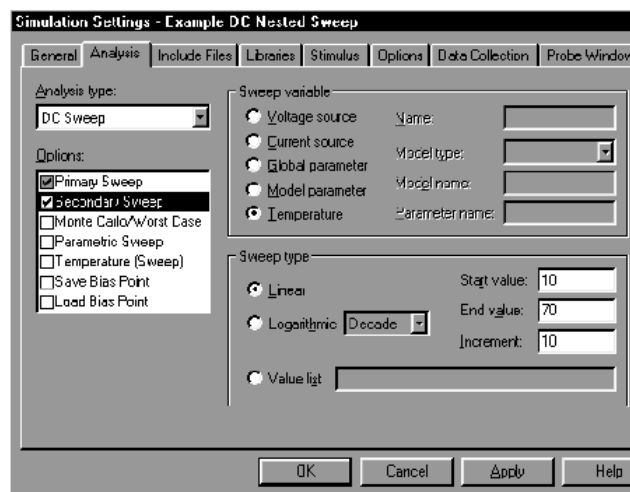
фиг.15.6

Таблица 15.2

Параметър	Описание	Дефиниране
LIN	Линейна развивка	Изберете <i>Linear</i> и след това задайте началната честота <i>Start Freq</i> , крайната честота <i>End Freq</i> и общия брой точки в така дефинирания обхват <i>Total Pts</i> , за които ще се извършва анализът.
Logarithmic • OCT  • DEC	Логаритмична развивка по октави	Изберете <i>Octave</i> и след това задайте началната честота <i>Start Freq</i> , крайната честота <i>End Freq</i> и броя точки на октава <i>Pts/Octave</i> , за които ще се извършва анализът.
	Логаритмична развивка по декади	Изберете <i>Decade</i> и след това задайте началната честота <i>Start Freq</i> , крайната честота <i>End Freq</i> и броя точки на декада <i>Pts/Decade</i> , за които ще се извършва анализът.
Value list	Списък от стойности	Променливата приема стойности, зададени в явен вид.

Възможно е изследването на една схема да се проведе при изменението и на втора променлива (за получаване на семейство от характеристики).

В този случай, се използва вложена развивка като името, типа, началната, крайната стойност и стъпката на втората променлива се задават след дефинирането на развивката на първата променлива. За тази цел се в прозореца **Options** се активира *Secondary sweep*, който извежда на екрана втори прозорец за задаване на развивка по втора променлива – фиг.15.7.

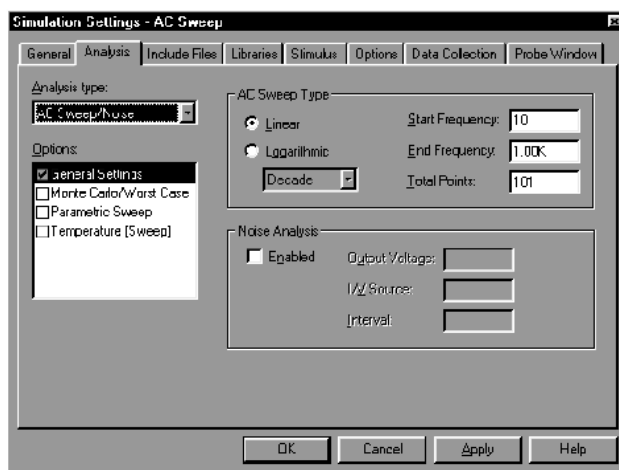


фиг.15.7

Първата развивка определя вътрешния цикъл на така дефинираната вложена структура от анализи.

### III.2 ПРОМЕНЛИВОТОКОВ АНАЛИЗ - AC Sweep

Прозорецът на променливотоковия анализ (**AC Sweep**) е показан на фиг.15.8. Дефинирането на този вид анализ се осъществява в съответните диалогови прозорци. Необходимо е да се укаже обхватът на изменение на честотата и видът на нейното изменение в зададения честотен диапазон. Променливотоковата развивка може да бъде дефинирана във вид на линейна или логаритмична нарастваща функция, или като списък от стойности (таблица 15.2).



фиг.15.8

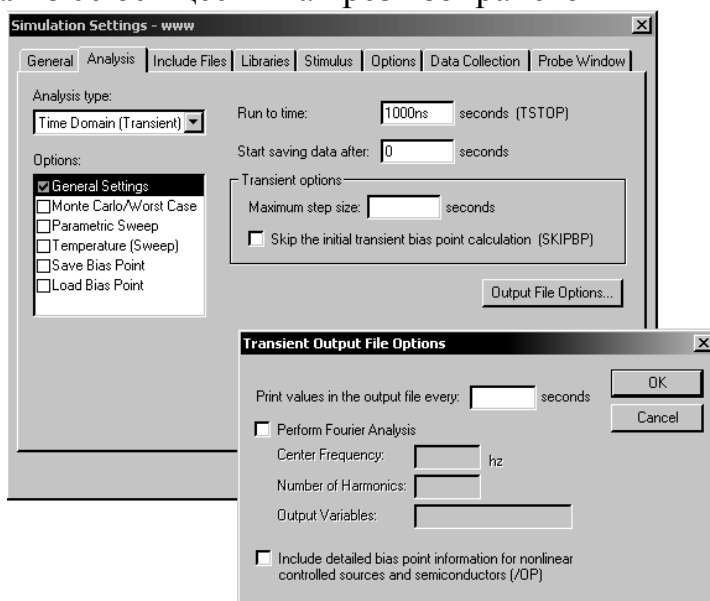
### III.3 ПРЕХОДЕН (ВРЕМЕВИ) АНАЛИЗ

Стартирането на времевия анализ се осъществява чрез избирането в прозореца **Analysis type – Time Domain (Transient)** – фиг.15.9 При преходния анализ *Pspice A/D* симулира поведението на схемата винаги, започвайки от време нула до зададено крайно време.

Параметрите на анализа са:

- **Run to time** – Крайно време за анализа, **TSTOP [sec]**.
- **Start saving data after**– закъснение, след което да започне извеждането на резултатите, **TSTART [sec]** (по подразбиране равно на нула).
- **Maximum step size** – максимална стъпка във времето, **TMAX [sec]** (по подразбиране равно на **TSTOP/50**).
- **Skip the initial transient bias point calculation (SKIPBP)** – Индикатор за използване на начални условия.
- **Output File Options/Print values in the output file every** – стъпка за извеждане на резултатите, **TSTEP [sec]**.

Дефиниране на хармоничен анализ става чрез отметка в прозореца **Perform Fourier analysis**, след което се задават необходимите данни.



фиг.15.9

### IV. МНОГОКРАТНИ АНАЛИЗИ – ПАРАМЕТРИЧЕН АНАЛИЗ (*Parametric Sweep*)

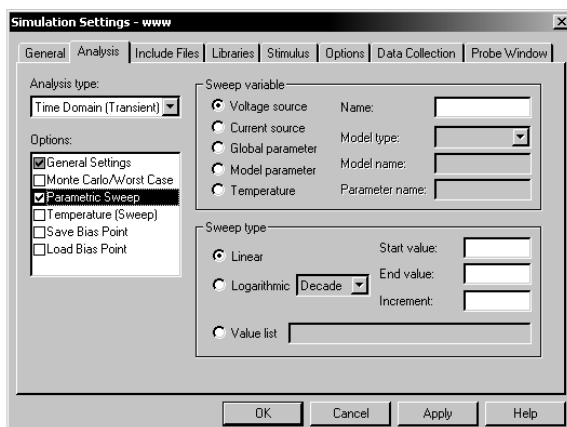
Ефектът, при прилагането на този анализ, е аналогичен на многократно стартиране на избрания анализ при различни стойности на променлива величина от вида – глобален параметър, моделен параметър, стойност на елемент, работна температура или входни въздействия от вида **VDC (IDC)**.

Менюто на параметричния анализ е показано на фиг.15.10. В полето **Name** се записва името на променливата, спрямо която ще се извърши анализът. Видът на променливата се избира в подменюто **Swept Var. Type**. При избор на *Global Parameter*, дефинирането на променливата става в средата на графичния редактор посредством псевдокомпонентата **PARAM** от библиотека **special.olb**. Задават се името на съответния параметър (**NAME<sub>n</sub>**, n=1,2,3..) и стойността му (**VALUE<sub>n</sub>**, n=1,2,3..). Например, ако стойността на даден резистор е променлива, то нейното задаване се осъществява по следния начин – фиг.15.11:

- на мястото на стойността на елемента във фигурни скоби са поставя името на променливата - {rvar}, а в PARAM се извършват следните операции:

- NAME= rvar
- VALUE = 1k

В полето **Sweep Type** се избира вида на промяната на променливата – линейно (*Linear*), по октави (*Octave*), по декади (*Decade*), или списък от стойности (*Value List*). В първите три случая променливата се изменя от началната (*Start Value*) до крайната стойност (*End Value*) със стъпка на нарастване (*Increment*). При записване на списък от стойности, симулаторът изисква те да бъдат отделени с интервал или запетая.



фиг.15.10



фиг.15.11

## V. ВИДОВЕ ВХОДНИ ВЪЗДЕЙСТВИЯ ЗА ПРЕХОДНИЯ АНАЛИЗ, ИЗПОЛЗВАНИ В ЛАБОРАТОРНИТЕ УПРАЖНЕНИЯ

1. Източник на периодични сигнали с правоъгълна форма **VPULSE (IPULSE)**- таблица 15.3.
  - Основна форма **VPULSE (<v1> <v2> <td> <tf> <tr> <pw> <per>)**  
**IPULSE (<i1> <i2> <td> <tf> <tr> <pw> <per>)**

Таблица 15.3

Параметър	Описание	Единици	Стойност по подразбиране
<v1> /<i1>	Начално напрежение /ток	V /A	-
<v2> /<i2>	Амплитуда напрежение /ток	V /A	-
<td>	Закъснение преди нарастване	sec.	0
<tf>	Време за нарастване	sec.	TSTEP
<tr>	Време за спадане	sec.	TSTEP
<pw>	Широчина на импулса	sec.	TSTOP
<per>	Период	sec.	TSTOP

2. Източници на сигнали със синусоидална форма **VSIN (ISIN)**- таблица 15.4.
  - Основна форма **VSIN (<voff> <vAMPL> <freq> <td> <df> <phase>)**  
**ISIN (<iOFF> <iAMPL> <freq> <td> <df> <phase>)**

Таблица 15.4

Параметър	Описание	Мерна единица	Стойност по подразбиране
<voff> /<ioff>	Начално напрежение /ток	V /A	-
<vAMPL> /<iAMPL>	Амплитуда напрежение /ток	V /A	-
<freq>	Честота	Hz	1/TSTOP
<td>	Закъснение	sec.	0
<df>	Коефициент на затихване	1/sec.	0
<phase>	Фаза	degree	0

## VI. ВИДОВЕ МОДЕЛИ НА АКТИВНИ ЕЛЕМЕНТИ (ЕДНООПЕРАЦИОНЕН ТИРИСТОР, IGBT ТРАНЗИСТОР И MOSFET ТРАНЗИСТОР)

### VI.1 МОДЕЛ НА ЕДНООПЕРАЦИОНЕН ТИРИСТОР

Елементът е моделиран в **PSpice A/D** като макромодел (с помощта на оператор **.SUBCKT**). Използвани са каталожни данни на фирма Motorola. Тиристорите са моделирани при стайна температура (**27<sup>0</sup>C**). В описанието на елемента са използвани следните параметри, посочени в таблица 15.5.

Таблица 15.5

Означение	Наименование на параметъра в PSpice	Наименование според БДС
$V_{drm}, V$	Forward breakover voltage	Повтарящо се напрежение в право запушено състояние.
$V_{rrm}, V$	Reverse breakdown voltage	Повтарящо се напрежение в обратно запушено състояние.
$I_{drm}, \mu A$	Peak blocking current	Ток на утечка през тиристора в запушено състояние.
$I_h, mA$	Holding current	Ток на задържане.
$dV/dt, V/\mu s$	Critical value for dV/dt triggering	Критична скорост на нарастване на анодното напрежение в права посока $-du/dt$ .
$I_{gt}, mA$	Gate trigger current	Управляващ ток.
$V_{gt}, V$	Gate trigger voltage	Управляващо напрежение.
$V_{tm}, V$	On-state voltage	Напрежение във включено състояние.
$I_{tm}, A$	On-state current	Максимална стойност на правия ток.
$t_{on}, \mu s$	Turn-on time	Време на включване.
$t_{off}, \mu s$	Turn-off time	Време на изключване.

В таблица 15.6 са дадени параметрите на тиристор 2N1595, достъпен в библиотека EVAL.olb на използваната студентска версия.

Таблица 15.6

Тиристор	$V_{drm}$ V	$V_{rrm}$ V	$I_{drm}$ $\mu A$	$I_b$ mA	$dV/dt$	$I_{gb}$ mA	$V_{gb}$ V	$V_{tm}$ V	$I_{tm}$ A	$T_{on}$ $\mu s$	$T_{off}$ $\mu s$
2N1595	50	50	10	5	1E9	2	0.7	1.1	1	0.8	10

## VI. 2 МОДЕЛ НА IGBT ТРАНЗИСТОР

Моделът на **IGBT** транзистора е вграден в продукта. Математическите модели на такива полупроводникови прибори, се описват със значителен брой параметри, задавани с помощта на оператора **.MODEL**.

**IGBT** транзисторът се дефинира с израза:

**Основна форма**            **Z** <name> <collector> <gate> <emitter> <model name>  
+ [AREA=<value>] [WB=<value>] [AGD=<value>]  
+ [KP=<value>] [TAU=<value>]

**Задаване на модела**    .MODEL <model name> NIGBT [model parameters]

**Пример**            ZDRIVE 1 4 2 IGBT\_A AREA=10.1u WB=91u AGD=5.1u  
KP=0.381  
Z231 3 2 9 IGBT27

Основната форма на синтаксиса на транзистора позволява спецификация на 5 параметъра на елемента, като например: AGD – площ на припокриване на областта гейт-дрейн ( $m^2$ ); AREA – площ на елемента ( $m^2$ ); WB – ширина на металургичната база (m). Моделните параметри се получават чрез програмния модул *Model Editor*, въз основа на каталожни данни на фирмата производител.

В библиотека EVAL.olb фигурира единствено IGBT транзистор IXGH40N60, с параметри:  $U_{CES} = 600V$ ,  $I_C(25^\circ) = 75A$ ,  $U_{CE(sat)} = 2.5V$ .

## VI. 3 МОДЕЛ НА MOSFET ТРАНЗИСТОР

Моделът на MOSFET транзистора е вграден в **PSpice A/D**. Синтаксисът има вида:

**Основна форма**            **M** <name> <drain node> <gate node> <source node>  
+ <bulk/substrate node> <model name>  
+ [L=<value>] [W=<value>] [AD=<value>] [AS=<value>]  
+ [PD=<value>] [PS=<value>] [NRD=<value>] [NRS=<value>]  
+ [NRG=<value>] + [NRB=<value>] [M=<value>] [N=<value>]

**Задаване на модела**    .MODEL <model name> NMOS [model parameters]  
.MODEL <model name> PMOS [model parameters]

**Пример**            M28 0 2 100 100 NWEAK L=33u W=12u  
+ AD=288p AS=288p PD=60u PS=60u NRD=14 NRS=24  
NRG=10



Описанието на някои от по-важните моделни параметри е както следва:  
 $L$  – дължина на канала (m);  $W$  – ширина на канала (m);  $AD$  – площ на дифузната област на дрейна ( $m^2$ );  $AS$  – площ на дифузната област на сорса ( $m^2$ );  $PD$  – периметър на дифузната област на дрейна (m);  $PS$  – периметър на дифузната област на сорса (m);  $M$  – мащабен коефициент, моделиращ паралелно свързани транзистори.

**PSpice A/D** поддържа 8 нива на моделиране на MOSFET транзисторите с изолиран гейт (таблица 7):

Таблица 15.7

<b>LEVEL =1</b>	Използва се в тези случаи, когато не е необходима висока точност при моделирането на волт-амперните характеристики на транзистора.
<b>LEVEL =2</b>	Основава се на геометричните и технологичните параметри на транзистора.
<b>LEVEL =3</b>	Емпиричен модел, основан на данни от каталог или измерване на характеристиките на транзистора. Моделите на транзисторите от това ниво са получени с помощта на модула <i>Model Editor</i> , въз основа на каталожни данни.
<b>LEVEL =4</b>	BSIM модел.
<b>LEVEL =5</b>	EKV модел.
<b>LEVEL =6</b>	BSIM3 модел ver.2.0.
<b>LEVEL =7</b>	BSIM3 модел ver.3.1.

Моделите от **LEVEL =4 ÷ LEVEL =7**, моделират с различна точност суб-микронни MOSFET транзистори. Мощните MOSFET транзистори от библиотеката **pwrmos.lib**, съответстват на ниво **LEVEL=3**.

Във версията са достъпни елементите IRF150 (NMOSFET) и IRF9140 (PMOSFET).

Параметрите на транзистор **IRF150** са:  $U_{DS} = 100V$ ,  $R_{DS(on)} = 0,055\Omega$ ,  $I_{D(25^\circ)} = 38A$

## ТЕМА № 16

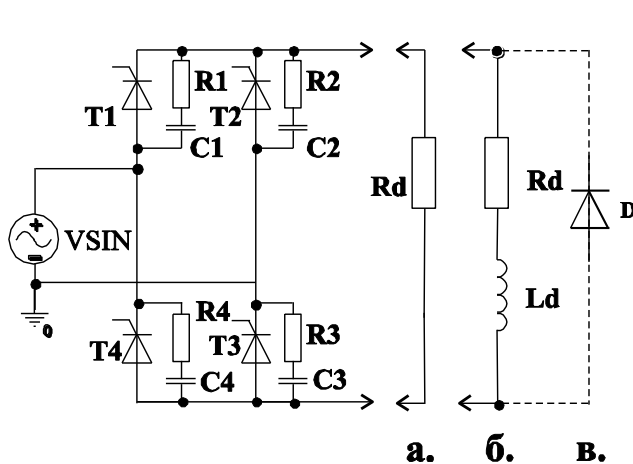
# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕДНОФАЗНИ УПРАВЛЯЕМИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

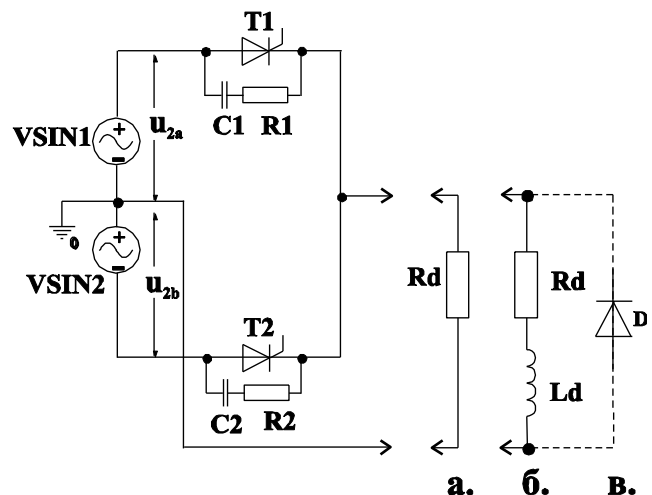
В лабораторното упражнение се извършва симулационно изследване на работните режими на еднофазни управляеми токоизправители при активен и активно-индуктивен товар. Наблюдават се и се измерват компютърно симулираните форми на токовете и напреженията върху елементите и в изхода на схемата. Анализират се процесите на комутация в токоизправителите, породени от индуктивността на разсейване на мрежовия трансформатор. Описана е процедурата за получаване и визуализиране на регулировъчна характеристика на токоизправител.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертаят, чрез графичния схемен редактор поотделно, схемите на еднофазен мостов управляем токоизправител (фиг.16.1) и двуфазен управляем токоизправител (фиг.16.2). Входните трансформатори, с които се реализират реалните токоизправители, са заменени с източници на синусоидално напрежение от вида **VSIN**.



фиг. 16.1



фиг. 16.2

2. За всяка от двете схеми, при активен характер на товара (фиг. 16.1а и фиг. 16.2а -  $Rd = 50\Omega$ ), да се специфицира анализ във времева област за ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ$  и  $\alpha = 30^\circ$ . С помощта на графичния постпроцесор **Probe** да се визуализират и пречертаят, последователно за двата ъгъла, в обща координатна система, диаграмите на:

- 2.1. За схемата на еднофазен мостов симетричен управляем токоизправител
  - а) захранващото напрежение и изправеното напрежение;
  - б) фазното напрежение и напрежението анод-катод върху тиристор **T1**;
  - в) управляващите импулси на тиристори **T1 ÷ T4**.

2.2. За схемата на двуфазен управляем токоизправител

а) захранващите напрежения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и изправеното напрежение;

б) фазните напрежения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и напрежението анод-катод върху тиристор **T1**.

Да се извърши сравнителен анализ на резултатите, получени при симулацията на двете схемни разновидности.

3. Да се симулира работата на токоизправителя от фиг. 16.1а, за ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 150^\circ$  и  $180^\circ$ . Да се построи регулировъчната характеристика.

4. Да се разгледа работата на токоизправителите при **RL-товар** (фиг. 16.1б и фиг. 16.2б), за две стойности на товарната индуктивност  **$Ld = 20\text{ mH}$  и  $100\text{ mH}$**  при  $\alpha = 45^\circ$ . Да се наблюдават в **Probe** и пречертаят, в обща координатна система, осцилограмите на:

4.1. За схемата на еднофазен мостов симетричен управляем токоизправител

а) захранващото (фазното) напрежение и изправеното напрежение;

б) фазното напрежение и напрежението анод-катод върху тиристор **T1**;

в) токът през товара.

4.2. За схемата на еднофазен управляем токоизправител със средна точка на трансформатора

а) фазните напрежения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и изправеното напрежение;

б) фазните напрежения  $u_{2a}$ ,  $u_{2b}$  и напрежението анод-катод върху тиристор **T1**;

в) токът през товара.

Да се извърши сравнителен анализ на резултатите, получени при симулацията на двете схемни конфигурации.

5. Да се изследва влиянието на обратния диод **D** за схемите от фиг.16.1в и фиг.16.2в при  **$Ld = 100\text{ mH}$  ( $\alpha = 60^\circ$ )**, като паралелно на товара се включи диод (напр. **D1N4002**) и се наблюдават: изправеното напрежение, напрежението анод-катод върху тиристор **T1** и токът през диода.

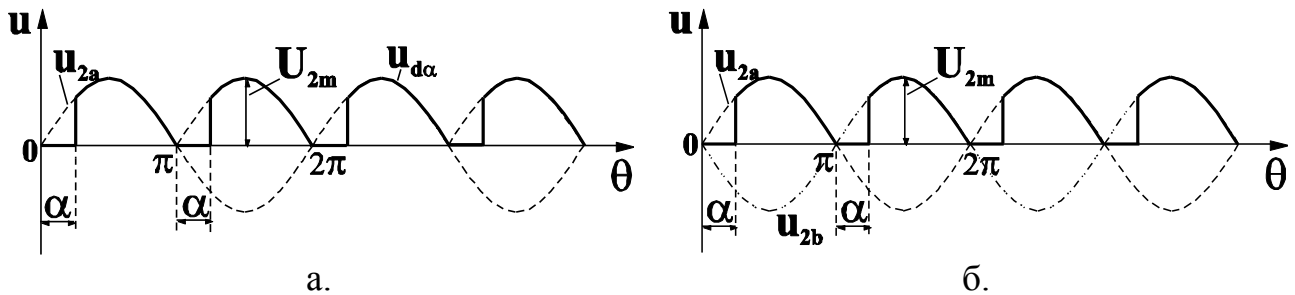
6. Да се наблюдават процесите на комутация, вследствие индуктивността на разсейване входния трансформатор, за изправителя от фиг. 16.1б при  **$Ld = 100\text{ mH}$  ( $\alpha = 45^\circ$ )**. За целта последователно на захранващия източник да се добави индуктивност  **$L_s = 10\text{ mH}$** . Да се наблюдават в **Probe** и пречертаят осцилограмите на:

а) изправеното напрежение;

б) ток през тиристори **T1** и **T2**.

## УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. Избират се тиристори **2N1595**. Паралелно на тях се свързват RC-групи със стойности  $R1 \div R4 = 47 \Omega$ ,  $C1 \div C4 = 1 \mu F$ . Диаграмите, илюстриращи принципа на работата на двете схеми са показани на фиг. 16.3.



фиг. 16.3

2. Дефинират се параметрите на входните захранващи източниците, както следва (таблица 16.1):

Таблица 16.1

	VOFF, V	VAMPL, V	FREQ, Hz	PHASE, deg
VSIN ( $u_2$ )	0	22	50	от фиг.16.3а
VSIN1 ( $u_{2a}$ )	0	22	50	от фиг.16.3б
VSIN1 ( $u_{2b}$ )	0	22	50	от фиг.16.3б

3. Управляващите импулси за тиристори  $T1 \div T4$  се задават чрез източници от вида **VPULSE**. Справочна информация за тиристори **2N1595** е дадена в таблица 15.6.

За да се осъществи работата на токоизправителя при различни ъгли на регулиране, едновременно с преходния анализ, се извършва и параметричен. Задаването на ъгъла на регулиране  $\alpha$  се осъществява чрез подходяща промяна на момента на отпушване на тиристорите (параметър `<td>` от описанието на **VPULSE**), като неговото отчитане започва спрямо моментите на естествена комутация – фиг. 16.3. Вместо стойност в полето на този параметър се задава името на променливата величина – например *Tdvar*. Дефинирането на тази променлива става чрез псевдокомпонентата **PARAM** (библиотека **special.olb**). Процедурата е описана в ТЕМА №15. Стойностите на променливата се задават в менюто на параметричния анализ **Parametric Sweep**. Данните за управляващите импулси на  $T1 \div T4$  имат вида даден в таблица 16.2.

Таблица 16.2

VPULSE	V1, V	V2, V	TD, ms	TR, ns	TF, ns	PW, $\mu s$	PER, ms
V1 ( $T1$ )	0	10	{Tdvar}	100	100	50	от фиг.16.3а
V2 ( $T2$ )	0	10	{10m+Tdvar}	100	100	50	от фиг.16.3а
V1 ( $T3$ )	0	10	{Tdvar}	100	100	50	от фиг.16.3а
V2 ( $T4$ )	0	10	{10m+Tdvar}	100	100	50	от фиг.16.3а

Управляващите импулси за тиристори  $T1$  и  $T2$  в схемата от фиг. 16.2, се подготвят аналогично, в съответствие с диаграмите на фиг. 16.3б.

5. В прозореца за настройка на времевия анализ по задачите от т.2 се задават

- **Run to time** – 60m
- **Start saving** – 0
- **Maximum step size** – 10u
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 10u.

6. Сравнителен анализ на резултатите от двете схеми по т.1, се извършва в средата на програмния осцилоскоп **Probe**. Първоначално се активира файлът с данни (\*.dat) за едната схема. В менюто **File/ Append waveform (.DAT)** се избира името на другия файл с данни (\*.dat). При изпълнение на команди **Trace/Add Trace** се визуализират едновременно необходимите графики.

7. По т.3 крайното време за анализ се намалява и се фиксира на 40ms (**Run to time** – 40m). Останалите параметри остават непроменени.

За построяване на регулировъчната характеристика  $\frac{U_{d\alpha}}{U_d} = f(\alpha)$ , е

необходимо в средата на постпроцесора **Probe** да се изпълнят последователно команди - **Plot/ Axis Settings/ Performance Analysis**. Следва **Trace/Add Trace** и в полето **Trace Expression** се избира целева функция (**Goal Function**) от вида **YatX(1, X\_value)** като се записва

$$(16.1) \quad \text{YatX}((\text{avg}(V(\text{Rd}:1, \text{Rd}:2)))/\text{avg}(V(\text{VSIN}:+))), 10m).$$

8. Настройките на времевите анализи в задачите от т.4, т.5 и т.6 са същите, както тези за т.2.

## ТЕМА № 17

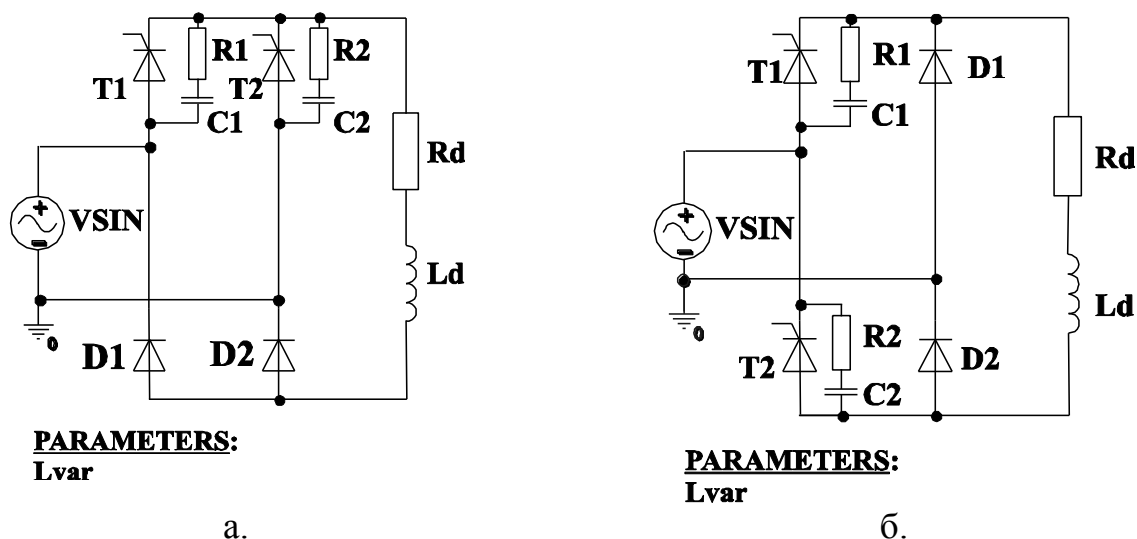
# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ЕДНОФАЗНИ УПРАВЛЯЕМИ МОСТОВИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

В лабораторното упражнение се извършва симулационно изследване на режимите на работа на еднофазни управляеми несиметрични токоизправители при активно-индуктивен товар, като студентите самостоятелно подготвят схемата за компютърното моделиране. Разглежда се работата на токоизправителите при различни товарни индуктивности, като се правят изводи относно режимите на работа на двете схеми.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертаят, чрез графичния схемен редактор поотделно, схемите на еднофазен мостов управляем несиметричен токоизправител, показани на фиг.17.1.



фиг. 17.1

2. Да се разгледа поотделно работата на токоизправителите при активно-индуктивен характер на товара за две стойности на товарната индуктивност ( $R_d = 50\Omega$ ,  $L_d = 10mH$  и  $L_d = 100mH$ ), като се специфицира анализ във времева област за ъгъл на регулиране  $\alpha = 60^\circ$ . С помощта на графичния постпроцесор *Probe* да се визуализират и пречертаят, в обща координатна система, диаграмите на:

- захранващото (фазното) напрежение  $u_2$  и изправеното напрежение;
- фазното напрежение  $u_2$  и напрежението анод-катод върху тиристор  $T1$ ;
- управляващите импулси на тиристори  $T1 \div T2$ ;
- токът през товара;

- д) токовете през тиристор  $T1$  и диод  $D1$ ;
- е) ток през хранващия източник.

Да се направят изводи относно режимите на работа на двете схеми.

### УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. Избират се тиристори **2N1595** и диоди **D1N4002**. Паралелно на тиристорите се свързват RC-групи със стойности  $R1 \div R2 = 47\Omega$ ,  $C1 \div C2 = 1\mu F$ . Диаграмите, илюстриращи принципа на работата на двете схеми са аналогични на тези, показани на фиг.16.3а.

2. Дефинират се параметрите на входните източниците, както следва (таблица 17.1):

Таблица 17.1

	<b>VOFF, V</b>	<b>VAMPL, V</b>	<b>FREQ, Hz</b>	<b>PHASE, deg</b>
<b>VSIN (u<sub>2</sub>)</b>	0	22	50	от фиг.16.2а

3. Въвеждат се входните управляващи сигнали от вида **VPULSE** за тиристори  $T1 \div T2$ . Задаването на ъгъла на регулиране  $\alpha$  се осъществява чрез подходяща промяна на момента на отпушване на тиристорите (параметър  $\langle td \rangle$  от описанието на **VPULSE**), като неговото отчитане започва спрямо моментите на естествена комутация – фиг.17.2. Управляващите импулси на тиристорите са съответно (таблица 17.2):

Таблица 17.2

<b>VPULSE</b>	<b>V1, V</b>	<b>V2, V</b>	<b>TD, ms</b>	<b>TR, ns</b>	<b>TF, ns</b>	<b>PW, <math>\mu s</math></b>	<b>PER, ms</b>
<b>V1 (T1)</b>	0	10	от фиг.17.2	10	10	50	от фиг.17.2
<b>V2 (T2)</b>	0	10	от фиг.17.2	10	10	50	от фиг.17.2

4. По т.2 се задава променлива стойност на товарната индуктивност в съответствие с процедурата, описана в ТЕМА №15. Стойностите на променливата се задават в менюто на параметричния анализ **Parametric Sweep**.

5. В прозореца за настройка на времевия анализ по задачите от т.2 се задават

- **Run to time** – 60m
- **Start saving** – 0
- **Maximum step size** – 10u
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 10u

## ТЕМА № 18

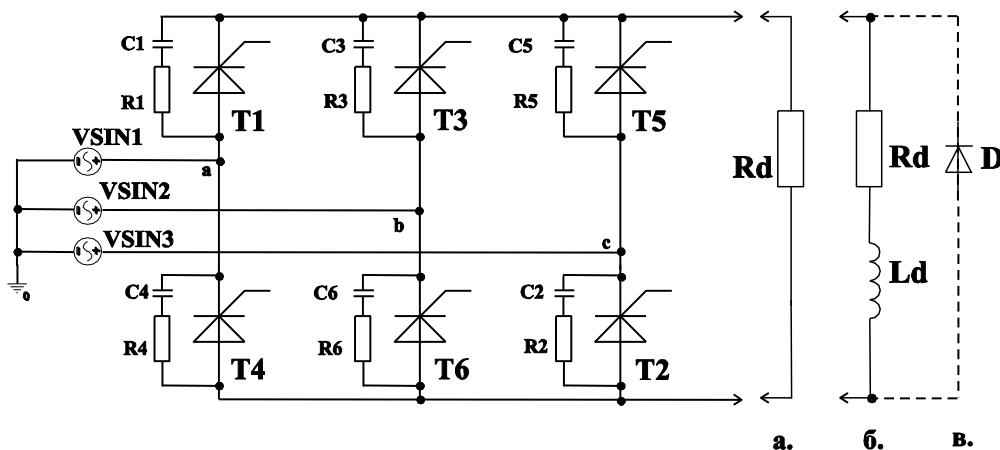
# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТРИФАЗЕН МОСТОВ УПРАВЛЯЕМ СИМЕТРИЧЕН ТОКОИЗПРАВИТЕЛ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

В лабораторното упражнение се извършва симулационно изследване на работните режими на трифазните управляеми симетрични токоизправители при активен и активно-индуктивен товар, като студентите самостоятелно подготвят схемата за компютърното моделиране. Осъществява се проектиране на управляващите сигнали, подавани на тиристорите, наблюдение и измерване на формите на токовете и напреженията върху елементите и в изхода на схемата.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертае чрез графичния схемен редактор схемата на трифазен мостов управляем токоизправител от фиг.18.1. Входните трансформатори, с които се реализират реалните изправители, са заменени с източници на синусоидално напрежение от вида **VSIN**.



фиг. 18.1

2. Да се разгледа работата на токоизправителя при активен характер на товара ( $R_d = 50\Omega$ ), като се специфицира анализ във времева област за ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ, 60^\circ$  и  $90^\circ$ . С помощта на графичния постпроцесор **Probe** да се визуализират и пречертаят, последователно за трите ъгъла, в обща координатна система, диаграмите на:

- междуфазните (линейните) напрежения  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ac}$  и изправеното напрежение;
- фазното напрежение, линейните напрежения  $u_{ab}$ ,  $u_{ac}$  и напрежението анод-катод върху тиристор **T1**;
- управляващите импулси на тиристори **T1 ÷ T6**.

3. Да се разгледа работата на токоизправителя при **RL - товар** (фиг.18.1б) за режим на непрекъснат ток ( $\alpha = 60^\circ$ ) и режим на прекъснат ток



( $\alpha = 90^\circ$ ), като последователно на изходния товар се включи товарна индуктивност  $Ld = 100mH$ .

4. Да се наблюдават в *Probe* и пречертаят последователно за двата ъгъла, в обща координатна система, осцилограмите на:

а) междуфазните (линейните) напрежения  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$ ,  $u_{ac}$  и изправеното напрежение;

б) фазното напрежение, линейните напрежения  $u_{ab}$ ,  $u_{ac}$  и напрежението анод-катод върху тиристор *T1*;

в) токът през товара.

5. Да се изследва влиянието на обратния диод **D** при *RL-товар* (фиг.18.1в и  $Ld = 100mH$ .) за режим на прекъснат ток ( $\alpha = 90^\circ$ ), като паралелно на товара се включи диод (напр. **D1N4002**). Да се наблюдават и пречертаят в *Probe*, осцилограмите на:

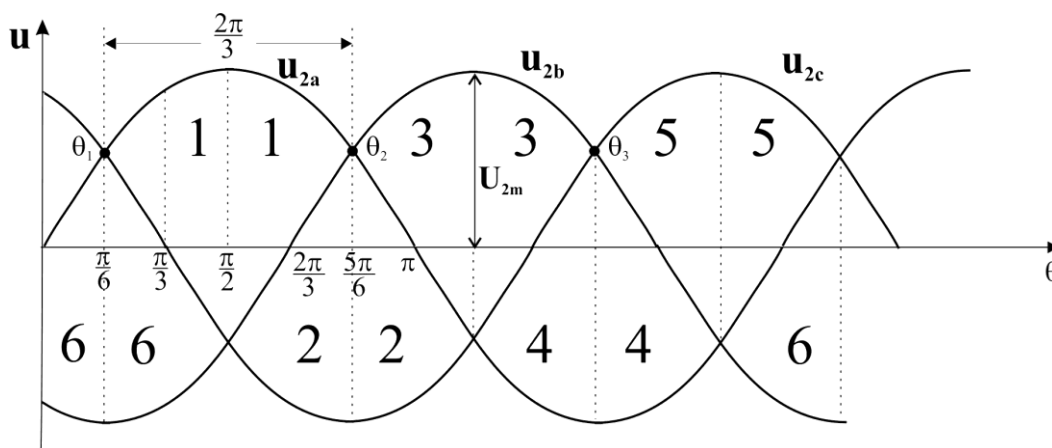
а) изправеното напрежение и напрежението анод-катод върху тиристор *T1*;

б) токът през диода.

## УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. Избират се тиристори **2N1595**. Паралелно на тиристорите се свързват RC-групи със стойности  $R1 \div R6 = 10\Omega$ ,  $C1 \div C6 = 500nF$ .

2. Дефинират се параметрите на входните източниците (VSIN1, VSIN2, VSIN3 – фиг.18.2), както следва (таблица 18.1):



фиг. 18.2

Таблица 18.1

	VSIN1 ( $u_{2a}$ )	VSIN2 ( $u_{2b}$ )	VSIN3 ( $u_{2c}$ )
<b>VOFF, V</b>	0	0	0
<b>VAMPL, V</b>	22	22	22
<b>FREQ, Hz</b>	50	50	50
<b>PHASE, deg</b>	0	от фиг. 18.2	от фиг. 18.2

3. Въвеждат се входните управляващи сигнали от вида **VPULSE** за тиристорите **T1÷T6**. Управляващите импулси, подавани на тиристорите са сдвоени и дефазирани на  $\pi/3$ . На всеки тиристор постъпват два импулса – основен и допълнителен, с който тиристорът започва да работи със следващия (последователна работа на 6 и 1; 1 и 2; 2 и 3 и т.н.) . Задаването на ъгъла на регулиране  $\alpha$  се осъществява чрез подходяща промяна на момента на отпушване на тиристорите (параметър **<td>** от описанието на VPULSE), като неговото отчитане започва спрямо моментите на естествена комутация, отбелязани с  $\theta_1, \theta_2, \theta_3...$  на фиг.18.2.

За осигуряване работа на УТИ при  $\alpha = 0^\circ$  е необходимо в полето **<td>** на основния импулс за всеки тиристор да се въведе времето  $t_n$ , което съответства на момента на естествена комутация  $\theta_n$ ,  $n = 1, 2, 3, \dots$ . За спомагателния импулс, параметър **<td>** има вида

$$(18.1) \quad \langle \text{td} \rangle = \{ t_n + 3.33m \} .$$

Тъй като в лабораторното упражнение се разглежда работата на токоизправителя при различни ъгли на регулиране, то синтаксисът на параметър **<td>** се видоизменя съответно:

- за основния импулс:

$$(18.2) \quad \langle \text{td} \rangle = \{ t_n + Tdvar \};$$

- за спомагателния импулс :

$$(18.3) \quad \langle \text{td} \rangle = \{ t_n + 3.33m + Tdvar \},$$

където **Tdvar** е името на променливата величина, чрез която се задават различните ъгли на регулиране. Дефинирането на тази променлива става чрез псевдокомпонентата **PARAM** (библиотека **special.olb**). Процедурата е описана в ТЕМА №15. Стойностите на променливата се задават в менюто на параметричния анализ **Parametric Sweep**.

Данните за управляващите импулси на **T1÷T6** имат вида (таблица 18.2):

Таблица 18.2

<b>VPULS</b>	<b>T1</b>		<b>T2</b>		<b>T3</b>		<b>T4</b>		<b>T5</b>		<b>T6</b>	
	Осн.	Доп.	Осн.	Доп.	Осн.	Доп.	Осн.	Доп.	Осн.	Доп.	Осн.	Доп.
<b>V1, V</b>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
<b>V2, V</b>	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
<b>TD</b>	(18.2)	(18.3)	(18.2)	(18.3)	(18.2)	(18.3)	(18.2)	(18.3)	(18.2)	(18.3)	(18.2)	(18.3)
<b>TR, ns</b>	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
<b>TF, ns</b>	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
<b>PW, <math>\mu</math>s</b>	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10	10
<b>PER, ms</b>	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20	20

4. В прозореца за настройка на времеви анализ по задачите от т.2 се задават:

- **Run to time** – 60m
- **Start saving** –0
- **Maximum step size** – 9.3u
- **Output File Options/Print values in the output file every** – 100n

## ТЕМА № 19

# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ПРОМЕНЛИВОТОКОВ ТИРИСТОРЕН РЕГУЛАТОР

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

В лабораторното упражнение се симулират работни режими на еднофазен променливотоков регулатор при активен и активно-индуктивен товар. Описана е процедурата за получаване и визуализиране на регулировъчна характеристика на променливотоков регулатор.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертае чрез графичния схемн редактор схемата на еднофазен променливотоков регулатор – фиг.19.1а.

2. Да се разгледа работата на променливотоковия регулатор при активен характер на товара ( $R_d = 50\Omega$ ), като се специфицира анализ във времева област за ъгъл на регулиране  $\alpha = 60^\circ$ . С

помощта на графичния постпроцесор *Probe* да се визуализират и пречертаят, в обща координатна система, диаграмите на :

- захранващото (фазното) напрежение и товарното напрежение;
- фазното напрежение и напрежението анод-катод върху тиристор *T1*;
- управляващите импулси на тиристори *T1* и *T2*.

3. Да се симулира работата на регулатора за ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 150^\circ$  и  $180^\circ$ . Да се построи регулировъчната характеристика.

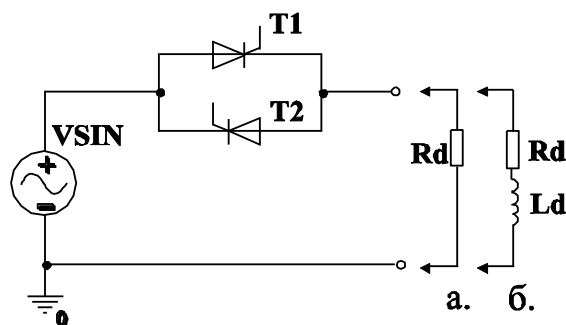
4. Да се разгледа работата на променливотоковия регулатор при *RL-товар* – фиг.19.1б ( $R_d = 50\Omega, L_d = 20\text{ mH}$ ), като се специфицира анализ във времева област за ъгли на регулиране  $\alpha = 0^\circ, 30^\circ, 60^\circ, 90^\circ, 150^\circ$  и  $180^\circ$ . Да се построи регулировъчната характеристика. С помощта на графичния постпроцесор *Probe* да се визуализират и пречертаят, в обща координатна система, диаграмите на:

- фазното напрежение и товарното напрежение;
- фазното напрежение и напрежението анод-катод върху тиристор *T1*;
- управляващите импулси на тиристори *T1* и *T2*.

5. Да се обясни при какви условия възниква несиметричен режим на работа на променливотоковия регулатор.

### УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. Избират се тиристори **2N1595**. Паралелно на тиристорите се свързва RC-група със стойности  $R = 470\Omega, C = 1\mu\text{F}$ . За да се осъществи работата на токоизправителя при различни ъгли на регулиране, едновременно с преходния анализ се извършва и параметричен, с помощта на параметър  $\langle \text{td} \rangle$ , като



фиг.19.1

неговото отчитане започва спрямо моментите на естествена комутация – фиг.6.2.

Задаването на ъгъла на регулиране  $\alpha$  се осъществява чрез подходяща промяна на момента на отпушване на тиристорите – параметър  $\langle td \rangle$  от описанието на **VPULSE** се видоизменя съответно:

$$(19.1) \quad \langle td \rangle = \{Tdvar\},$$

където **Tdvar** е името на променливата величина, чрез която се задават различните ъгли на регулиране. Дефинирането ѝ става чрез псевдокомпонентата **PARAM** (библиотека **special.olb**). Процедурата е описана в ТЕМА №15. Стойностите на променливата се задават в менюто на параметричния анализ **Parametric Sweep**.

По отношение на втория тиристор параметър  $\langle td \rangle$  се видоизменя съответно:

$$(19.2) \quad \langle td \rangle = \{Tdvar + 10m\},$$

2. Задава се входен синусоидален сигнал от вида **VSIN** ( $u_{mp}$ ) (таблица 19.1).

Таблица 19.1

	<b>VOFF, V</b>	<b>VAMPL, V</b>	<b>FREQ, Hz</b>	<b>PHASE, deg</b>
<b>VSIN</b> ( $u_{mp}$ )	0	22	50	от фиг.6.2

3. Въвеждат се входните управляващи сигнали от вида **VPULSE** (таблица 19.2) за тиристори **T1** и **T2**. Справочна информация за тиристори **2N1595** е дадена в таблица 15.6.

Таблица 19.2

<b>VPULSE</b>	<b>V1,V</b>	<b>V2,V</b>	<b>TD,ms</b>	<b>TR,ns</b>	<b>TF, ns</b>	<b>PW, ms</b>	<b>PER, ms</b>
<b>V1 (T1)</b>	0	10	(19.1)	10	10	3	от фиг.6.2
<b>V2 (T2)</b>	0	10	(19.2)	10	10	3	от фиг.6.2.

4. В прозореца за настройка на времевия анализ се задават

- **Run to time** – 40m
- **Start saving** –0
- **Maximum step size** – 100n
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 100n

5. Построяването на регулировъчната характеристика на променливотоковия регулатор се извършва в полето на постпроцесора **Probe**. Необходимо е да се изпълнят команди – **Plot / Axis Settings / Performance Analysis**. Следва **Trace / Add Trace** и в полето **Trace Expression** се избира целева функция (**Goal Function**) от вида **YatX(1, X\_value)** като се записва

$$(19.3) \quad YatX((rms(V(Rd:2))/rms(V(VSIN:+))),10m)$$

6. За реализиране на условия за възникване на несиметричен режим на работа на променливотоковия регулатор по т.5, продължителността на управляващите импулси се променя –  $pw = 200\mu s$ .

## ТЕМА № 20

# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТИРИСТОРНИ ИНВЕРТОР НА ТОК

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се симулира работата на автономен инвертор на ток. Извършва се измерване и съпоставяне на максималното право и обратно напрежение върху тиристорите и схемното време за възстановяване при различни режими на работа на инвертора.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

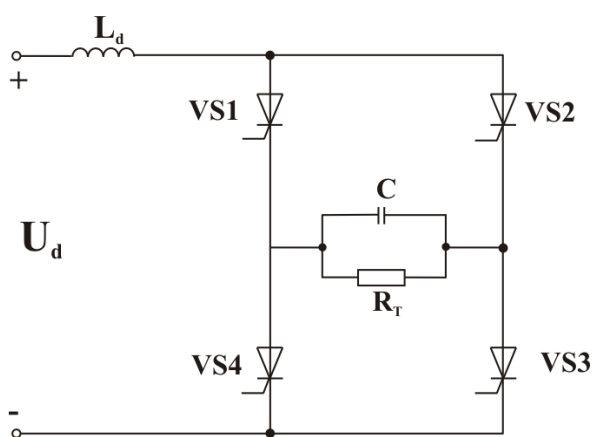
1. Да се начертае схемата на мостов тиристорен инвертор на ток фиг.20.1. Използвани са следните означения:

- $L_d$  – входна индуктивност;
- $C$  – комутиращ кондензатор;
- $R_T$  – товарно съпротивление.

2. Да се симулира работата на инвертора при  $R_T = 20\Omega$ . На отделни координатни системи с помощта на графичния постпроцесор *Probe* да се визуализират и пречертаят

- а) управляващите импулси на тиристорите *VS1* и *VS2*;
- б) напрежението анод-катод на тиристора *VS1*;
- в) напрежението върху кондензатора  $C$ ;
- г) токът през тиристорите *VS1* и *VS2*.

3. Да се симулира работата на инвертора при различни товари ( $R_T = 20\Omega$  и  $R_T = 30\Omega$ ). Да се измерят и съпоставят максималното право и обратно напрежение върху *VS1* и схемното време за изключване. Да се обяснят получените режими на работа.



фиг. 20.1

### УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. При изчертаването на схемата се избират тиристори 2N1595. Паралелно на тях се свързват  $RC$ -групи със стойности  $R1 \div R4 = 47\Omega$ ,  $C1 \div C4 = 1\mu F$ . Захранващото напрежение  $U_d = 15V$  ( $VSRC$ );  $L_d = 1mH$ ,  $C = 30\mu F$  и управляваща честота  $f_y = 800Hz$ . Въвеждат се входните управляващи сигнали от вида *VPULSE* за тиристори  $T1 \div T4$ , съгласно диаграмите, показани на фиг. 11.16-г.

Данните, необходими за управляващите сигнали на тиристори *VS1 ÷ VS4* имат вида (таблица 20.1):

Таблица 20.1

<i>VPULSE</i>	<i>VS1</i>	<i>VS2</i>	<i>VS3</i>	<i>VS4</i>
<b>V1, V</b>	0	0	0	0
<b>V2, V</b>	10	10	10	10
<b>TD</b>	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г
<b>TR, ns</b>	5	5	5	5
<b>TF, ns</b>	5	5	5	5
<b>PW, <math>\mu</math>s</b>	10	10	10	10
<b>PER</b>	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г	фиг.11.1б-г

2. Дефинирането на различни стойности на товара по т.3 се задават в менюто на параметричния анализ *Parametric Sweep*.

3. В прозореца за настройка на времевия анализ се задават

- **Run to time** – 10m
- **Start saving** – 0
- **Maximum step size** – 9u
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 100n

## ТЕМА № 21

# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА РАБОТАТА НА АВТОНОМЕН ИНВЕРТОР НА НАПРЕЖЕНИЕ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Цел на настоящето упражнение е да се разгледа работата на нерегулируеми и регулируеми автономни инвертори на напрежение. Предложени са различни варианти за формиране на изходното напрежение на инверторите.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертае чрез графичния схемен редактор схемата на мостов транзисторен инвертор на напрежение – фиг.21.1

2. Да се анализира работата на схемата в случай на нерегулируем инвертор на напрежение. Параметрите на товарната верига са  $L=10\text{mH}$ ,  $R=10\Omega$ . Да се визуализират с помощта на графичния постпроцесор *Probe*:

- напрежението в диагонала на моста;
- напрежението дрейн-сорс върху един транзистор и тока в диагонала на моста.

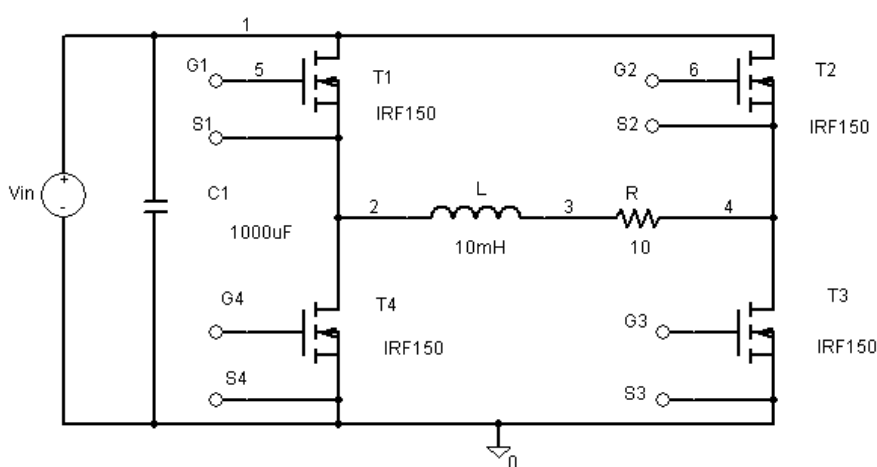
3. Да се обясни влиянието на времеконстантата на RL товара върху формата на товарния ток за случаите  $L = 5\text{mH}$  и  $L = 15\text{mH}$ .

4. Да се разгледат начини за формиране на изходното напрежение на независимите инвертори на напрежение.

4.1. Да се анализира работата на схемата в случай на инвертор на напрежение с широчинно-импулсно регулиране (фиг.21.2а). Параметрите на товарната верига са  $L = 10\text{mH}$ ,  $R = 10\Omega$

На фиг. 21.2б÷ж схематично е показан начинът на формиране на изходното напрежение на мостовия инвертор от фиг. 21.1 с формата, показана на фиг. 21.2а. С прекъснатата линия е начертана формата на тока  $i$  на инвертора за активно-индуктивен характер на товара.

Формирането на положителния импулс между моментите  $t_1$  и  $t_2$  става при едновременното включване на транзистори  $T1$  и  $T3$  (фиг. 21.2б). За да се формира паузата  $t_{n1}$  след положителния импулс, транзистор  $T3$  се запушва, а транзисторът  $T1$ , остава включен и продължава да провежда заедно с обратния



фиг.21.1

диод  $D2$  на  $T2$  (фиг. 21.2в).

По този начин диагоналът на моста между точките 1 и 2 се свързва накъсо от  $D2$  и  $T1$  и на изхода напрежението  $u$  е равно на нула.

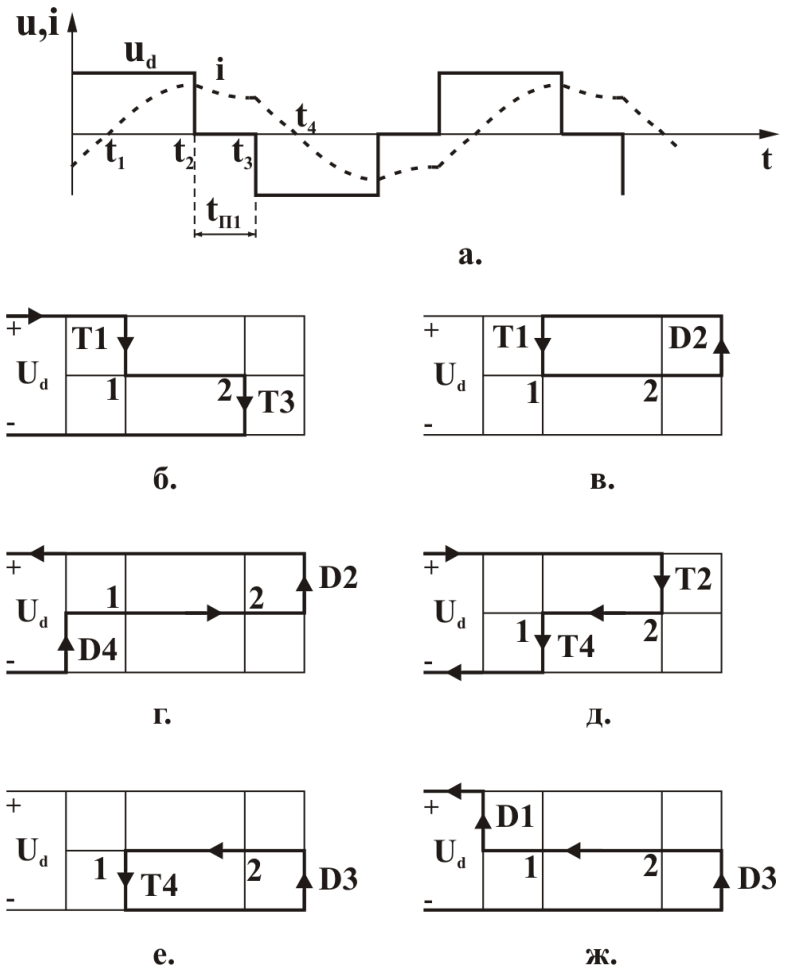
Формирането на отрицателния импулс става при изключването на  $T1$ , след което диодът  $D2$  продължава да провежда във времето от  $t_3$  до  $t_4$  заедно с обратния диод  $D4$  на  $T4$  (фиг. 21.2г). От момента  $t_4$  започват съвместна работа на  $T2$  и  $T4$  (фиг. 21.2д). Формирането на паузата след отрицателния импулс става, когато провеждат заедно  $T4$  и обратният диод  $D3$  (фиг. 21.2е), при което т.1 и т.2 се свързват накъсо, т. е. изходното напрежение  $u$  на инвертора става равно на нула. След паузата започва

отново формирането на положителен импулс, като се включват диодите  $D1$  и  $D3$  (фиг. 21.2ж), после отново  $T1$  и  $T3$  и т. н.

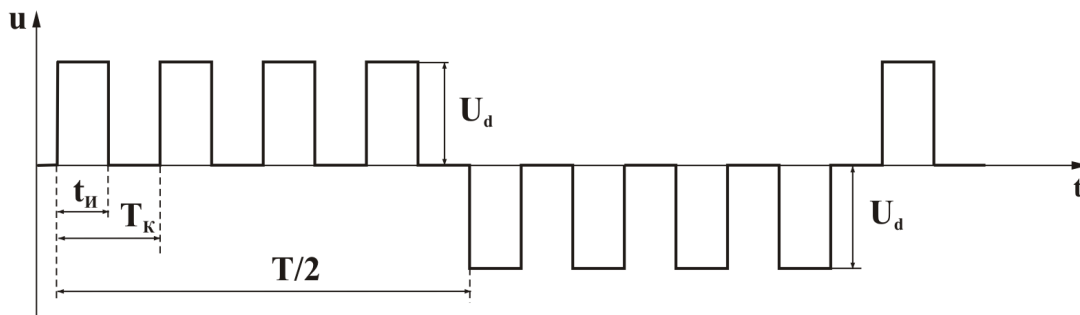
Описаният начин за формиране на изходно напрежението позволява получаването на паузи независимо от вида на товара.

Да се начертаят на отделни координатни системи напрежението в диагонала на моста; напрежението дрейн-сорс върху един транзистор и тока в диагонала на моста.

4.2 Да се реализира изходно напрежение на инвертора във вида, показан на фиг. 21.3.



фиг.21.2



фиг.21.3



Еднополярните криви на изходното напрежение могат да се получат при неколкочкратното за един полупериод превключване на една от двойките диагонално разположени прибори, след което следва неколкочкратно превключване на другата двойка в следващия полупериод. Паузите в кривите на изходното напрежение се получават, когато едновременно са отпушени два вентила (тиристор и диод) от горната или от долната част на схемата.

Да се начертаят на отделни координатни системи напрежението в диагонала на моста; управляващите напрежения гейт-сорс за четирите транзистора; токът в диагонала на моста; напрежението дрейн-сорс на транзистори *T1* и *T3*.

## УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. Като ключови елементи се използват *MOSFET* транзистори *IRF150*. Необходимите данни за анализа са  $U_d = 50V$  (*VSRC*);  $L_d = 10mH$ ,  $R = 10\Omega$  и управляваща честота  $f_y = 100Hz$ . По т.2 от задачите за изпълнение, управляващите импулси на транзисторите, подадени между изводите *гейт-сорс*, са от вида *VPULSE* и се специфицират съгласно данните от таблица 21.1.

Таблица 21.1

<b>VPULSE</b>	<b>V1, V</b>	<b>V2, V</b>	<b>TD, ms</b>	<b>TR, ns</b>	<b>TF, ns</b>	<b>PW, ms</b>	<b>PER, ms</b>
<b>V1 (T1)</b>	0	15	0	100	100	10	20
<b>V2 (T2)</b>	0	15	10	100	100	10	20
<b>V1 (T3)</b>	0	15	0	100	100	10	20
<b>V2 (T4)</b>	0	15	10	100	100	10	20

2. В прозореца за настройка на времевия анализ се задават

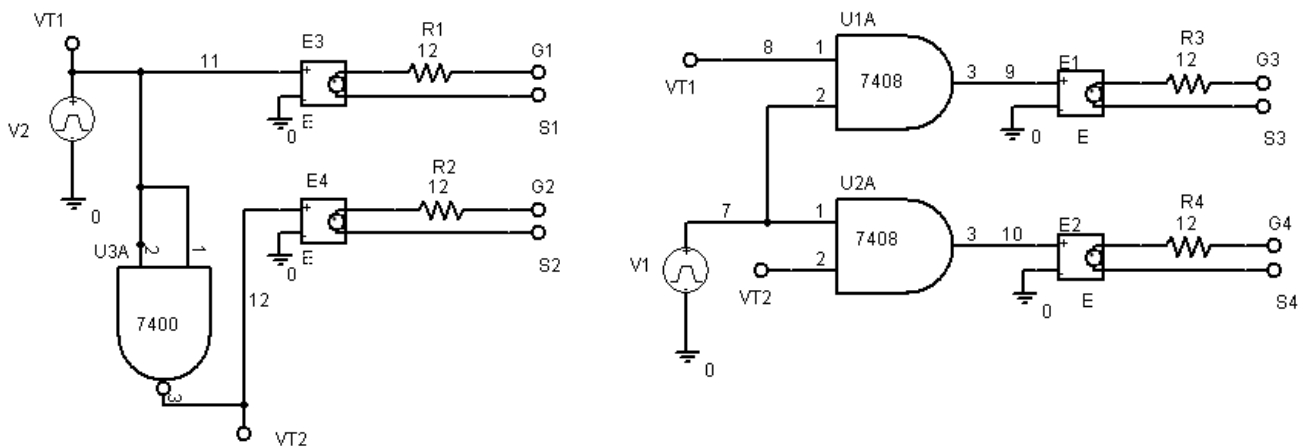
- **Run to time** – 40m
- **Start saving** –0
- **Maximum step size** – 100n
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 100n

3. За анализиране влиянието на времеконстантата на RL товара върху формата на товарния ток, за случаите  $L = 5mH$  и  $L = 15mH$ , към времевия анализ се специфицира и параметричен анализ. Стойностите на променливата се задават в менюто на параметричния анализ *Parametric Sweep*.

4. По т.4.1 за реализиране на изходното напрежение от фиг.21.2а е необходимо в синтаксиса на входните управляващи сигнали от вида *VPULSE* за транзистори *T3* и *T4* да се направи следната промяна: **Pwvar** = {**Pwvar**}. В полето **Sweep Type** се маркира *Value List* и в прозореца се задава списъка от стойности на променливата – **5m 7.5m**.

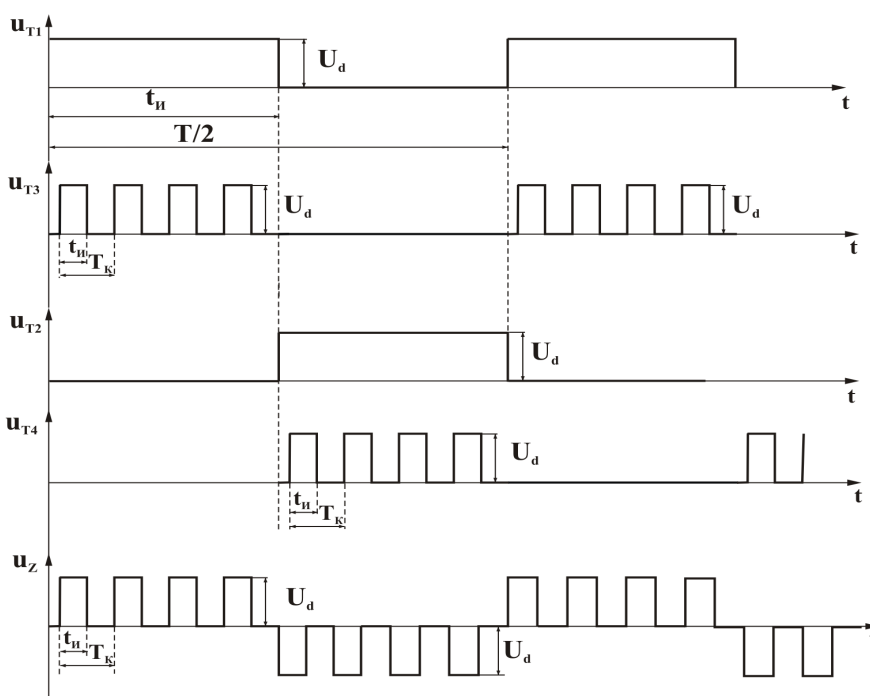
Настройките за времевия анализ остават непроменени.

5. За получаване на изходно напрежение от вида, показан на фиг. 21.3 (задача 4.2) е необходимо управляващите импулси на транзисторите, подадени между изводите *гейт-сорс*, в схемата на инвертора да се преобразуват в съответствие с фиг. 21.4.



фиг. 21.4

Диаграмите, показани на фиг.21.5 подпомагат специфицирането на управляващите импулси. Импулсите, необходими за управление на транзистори  $T1$  и  $T2$  се задават чрез източник  $V2$  ( $VPULSE$ ), а тези за управление на транзистори  $T3$  и  $T4$  чрез източник  $V1$  ( $VPULSE$ ). Данните за импулсите се взимат от таблица 21.2. За получаване на управляващи импулси с амплитуда, осигуряваща надеждното отпушване на транзистори **IRF150** се добавят източници на напрежение управлявани по напрежение (**ИНУН**)  $E1 \div E4$  с коефициент на усилване **gain=3**. Модулираща честота на транзистори  $T3$  и  $T4$  е  $f_m=1kHz$ .



фиг. 21.5

Таблица 21.2

VPULSE	V1, V	V2, V	TD	TR, ns	TF, ns	PW, ms	PER, ms
V1, V	0	5	100 $\mu$ s	100	100	1	2
V2, V	0	5	0	100	100	10	20

## ТЕМА № 22

# СИМУЛАЦИОННО ИЗСЛЕДВАНЕ НА ТИРИСТОРНИ РЕЗОНАНСНИ ИНВЕРТОРИ

### ЦЕЛ НА УПРАЖНЕНИЕТО

Целта на упражнението е да се симулира работата на тиристорни резонансни инвертори. Извършва се измерване и съпоставяне на максималното право и обратно напрежение върху тиристорите и схемното време за възстановяване при различни режими на работа на инверторите.

### ЗАДАЧИ ЗА ИЗПЪЛНЕНИЕ

1. Да се начертае чрез графичния схемен редактор схемата на тиристорен резонансен инвертор фиг.22.1.

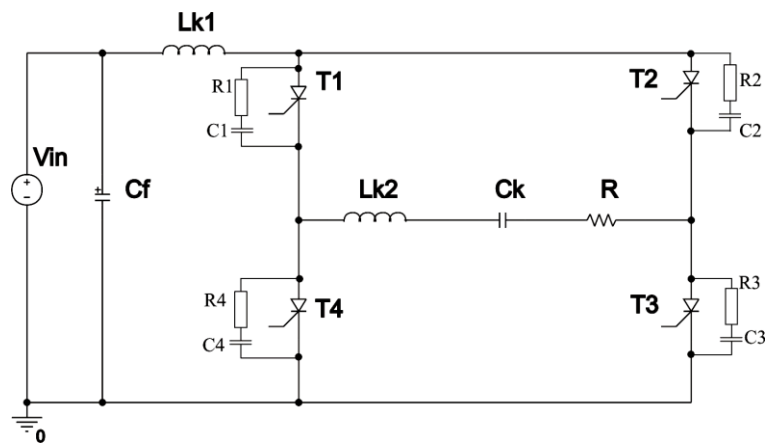
Използвани са следните означения:

$L_k = L_{k1} + L_{k2}$  – комутираща индуктивност;

$C_k$  – комутиращ кондензатор;

$R$  – товарно съпротивление;

$C_f$  – филтров кондензатор, осигуряващ ниско вътрешно съпротивление на захранващия източник по променлив ток.



фиг.22.1

2. Да се симулира работата на инвертора за трите възможни режима на

работа:

$\beta$

$=0$ ;

$\beta = 0,5$ ; и  $\beta = 1$ . Да се обяснят получените режими на работа.

3. С помощта на графичния постпроцесор *Probe*, на отделни координатни системи, да се визуализират и пречертаят за трите схемни конфигурации:

а) управляващите импулси на тиристорите *T1* и *T2*;

б) напрежението анод-катод на тиристора *T1*;

в) напрежението върху кондензатор  $C_k$ ;

г) резонансният ток и токът през тиристори *T1* и *T2*.

4. Да се измерят максималното право и обратно напрежение върху *T1* и схемното време за изключване. Да се направят изводи при коя схемна конфигурация върху тиристорите се получават най-ниски напрежения и най-голямо схемно време за възстановяване.

### УКАЗАНИЯ ЗА РАБОТА

1. При изчертаването на схемата се избират тиристори **2N1595**. Паралелно на тях се свързват RC-групи със стойности  $R1 \div R4 = 47 \Omega$ ,  $C1 \div C4 = 1 \mu F$ . Входните данни за резонансният инвертор са: захранващо напрежение  $V_{in} = 15V$  (от вида

VSRC);  $C_f = 1000\mu F$ ;  $L_{k1} = L_{k2} = 15\mu H$ ;  $C_k = 30\mu F$  и  $R = 0.8\Omega$ ; управляваща честота  $f_y = 2kHz$ .

Диаграмите, илюстриращи работата на инвертора в прекъснат режим за  $\omega_0 > \omega_y$  ( $\omega_0$  – резонансна честота на последователния резонансен кръг) са показани на фиг.12.2а.

Големината на правото и обратното напрежение върху тиристора и схемното време за време за възстановяване на елементите зависят от начина на включване на комутиращата индуктивност в схемата на инвертора. Възможни са три случая:

- $L_{k1} = L_k$ , ( $L_{k2} = 0$ ) ( $\beta = 0$ );
- $L_{k1} = L_{k2} = L_k/2$  ( $\beta = 0,5$ );
- $L_{k1} = 0$  ( $\beta = 1$ ).

Въвеждат се входните управляващи сигнали от вида **VPULSE** за тиристорите **T1÷T4**, съгласно диаграмата, показана на фиг.12.2а. (таблица 22.1). Справочна информация за тиристори **S2800A** е дадена в таблица 15.6.

Таблица 22.1

<b>V PULSE</b>	<b>T1</b>	<b>T2</b>	<b>T3</b>	<b>T4</b>
<b>V1, V</b>	0	0	0	0
<b>V2, V</b>	10	10	10	10
<b>TD</b>	фиг.12.2а	фиг.12.2а	фиг.12.2а	фиг.12.2а
<b>TR, ns</b>	5	5	5	5
<b>TF, ns</b>	5	5	5	5
<b>PW, <math>\mu s</math></b>	10	10	10	10
<b>PER</b>	фиг.12.2а	фиг.12.2а	фиг.12.2а	фиг.12.2а

2. В прозореца за настройка на времевия анализ се задават

- **Run to time** – 1m
- **Start saving** –0
- **Maximum step size** – 0.9u
- **Output File Options/Print values in the output file every**– 100n

3. Сравнителен анализ на резултатите от трите схемни конфигурации по т.4, се извършва в средата на програмния осцилоскоп **Probe**. Първоначално се активира файлът с данни (\*.dat) за едната схема. В менюто **File / Append waveform (.DAT)** се избира името на другия файл с данни (\*.dat). При изпълнение на команди **Trace/Add Trace** се визуализират едновременно необходимите графики.

## ЛИТЕРАТУРА

1. Бобчева, М., С. Табаков П. Горанов. Преобразователна техника, Техника, София, 2002.
2. Бобчева, М., П. Горанов, Г. Кънов. Ръководство за лабораторни упражнения по основи на преобразователната техника. Изд. ТУ-София, 1989.
3. Бобчева М.Л., Н.П. Градинаров, Г.Ю. Малеев, Е.И. Попов, М.ХР. Анчев. Силова електроника, София, 2001.
4. Начев Н. и колектив. Промислена електроника, Техника, София, 1998.
5. Бобчева, М., Г. Малеев, П. Горанов, Е. Попов. Ръководство за проектиране на силови електронни устройства. София, Техника, 1991.
6. Табаков, С. Тиристорна техника, София, Техника, 1998.
7. Шойкова Е., С. Цанова, Д. Колев, И. Пандиев. Методология за проектиране на електронни схеми с PSpice.
8. INTERNET фирмени адреси.

## СЪДЪРЖАНИЕ

Предговор		
ТЕМА №1	Преобразувателни устройства: видове, структура. Силвите полупроводникови прибори като елементи на преобразувателните устройства.....	3стр.
ТЕМА №2	Управляеми еднофазни токоизправители.....	11стр.
ТЕМА №3	Управляем трифазен еднополупериоден токоизправител.....	17стр.
ТЕМА №4	Управляем трифазен мостов симетричен токоизправител.....	23стр.
ТЕМА №5	Управляем трифазен мостов несиметричен токоизправител.....	28стр.
ТЕМА №6	Променливотокови тиристорни регулатори.....	32стр.
ТЕМА №7	Системи за управление на тиристорни токоизправители.....	38стр.
ТЕМА №8	Методи за принудителна комутация на тиристорите.....	43стр.
ТЕМА №9	Постояннотоков тиристорен регулатор.....	49стр.
ТЕМА №10	Транзисторен инвертор на напрежение.....	54стр.
ТЕМА №11	Тиристорен инвертор на ток.....	59стр.
ТЕМА №12	Тиристорен резонансен инвертор.....	64стр.
ТЕМА №13	Системи за управление на автономни преобразуватели.....	69стр.
ТЕМА №14	Транзисторен резонансен инвертор.....	74стр.
ТЕМА №15	Симулационно изследване на силови електронни преобразуватели. Общи сведения и указания за работа с компютърно интегрирана среда <i>OrCAD PSpice</i> .....	79стр.
ТЕМА №16	Симулационно изследване на еднофазни управляеми токоизправители .....	89стр.
ТЕМА №17	Симулационно изследване на еднофазни управляеми мостови несиметрични токоизправители .....	93стр.
ТЕМА №18	Симулационно изследване на трифазен мостов управляем симетричен токоизправител .....	95стр.
ТЕМА №19	Симулационно изследване на променливотоков тиристорен регулатор.....	98стр.
ТЕМА №20	Симулационно изследване на тиристорни инвертор на ток.....	100стр.
ТЕМА №21	Симулационно изследване на работата на автономен инвертор на напрежение.....	102стр.
ТЕМА №22	Симулационно изследване на тиристорни резонансни инвертори...	106стр.
Литература.....		108стр.
Съдържание.....		109стр.