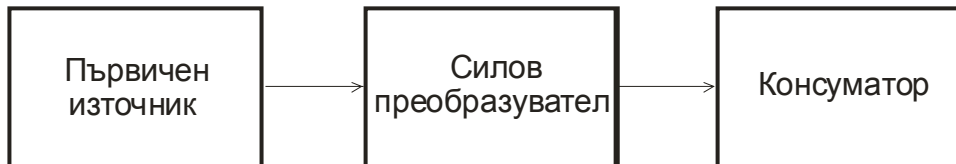


# **Силови преобразувателни устройства**

За да могат да работят различните видове електронни и електротехнически устройства, е необходимо те да се захранват с подходяща по вид електрическа енергия – с постоянно или променливо напрежение.

Основните първични източници на електрическа енергия биват постояннотокови (гальванични елементи, акумулатори, термоелементи, фотоелементи, електрически машини-генератори за постоянно напрежение) и променливотокови (електрически машини-генератори за променливо напрежение, електрическата мрежа).

В повечето случаи се налага между първичния източник на електрическа енергия и консуматора (фиг. 4.1) да се постави определен вид силово преобразователно устройство, което да изработи подходящо по форма и големина захранващо напрежение.



**Фиг. 4.1.**

Различават се четири вида преобразователни устройства:

- *устройство за преобразуване на променливо напрежение в постоянно.* Наричат се **токоизправителни устройства или токоизправители**. Използват се, когато първичният източник е променливотоков, (например електрическата мрежа 220V/50Hz), а е необходимо постоянно напрежение (примерно +12V).

- *устройство за преобразуване на постоянно в променливо напрежение.* Наричат се **инверторни устройства или инвертори**. Използват се, когато първичният източник е постояннотоков (например акумулатор 24V), а е необходимо променливо захранващо напрежение (примерно 220V/50Hz).

- *устройство за преобразуване на постоянно напрежение в постоянно.* Използват се, когато първичният източник е постояннотоков (например акумулатор 24V), а е необходимо постоянно напрежение (примерно +5V или +110V).

- *устройство за преобразуване на променливо напрежение в променливо.* Използват се, когато първичният източник е променливотоков (например електрическата мрежа 220V/50Hz), а е необходимо променливо напрежение (примерно 120V/400Hz).

Основното изискване, което се поставя към тези устройства, е преобразуването да става с минимални загуби, т.е. да имат голям **коэффициент на полезно действие  $\eta$** :

$$\eta = P_o / P_i,$$

където  $P_o$  е мощността, отдавана на товара (консуматора), а  $P_i$  е мощността, получавана от първичния източник. При мощни преобразуватели коэффициентът на полезно действие  $\eta$  е близък до 1 (0,95 – 0,99).

# Токоизправителни устройства

Токоизправителите преобразуват променливото напрежение в постоянно.



Фиг. 4.2.

В повечето случаи блоковата му схема (фиг. 4.2) съдържа следните елементи:

- **захранващ трансформатор** (или автотрансформатор) за повишаване или понижаване на напрежението, получавано от електрическата мрежа, до необходимата стойност;
- **изправител** с един или няколко нелинейни елемента, притежаващи еднопосочна проводимост и реализиращи основната функция на токоизправителя – преобразуване на променливото напрежение в постоянно;
- **филтър** – намалява пулсации на изправеното напрежение;
- **стабилизатор** за постоянно напрежение – използва се при повишени изисквания към изправеното напрежение, например ниско изходно съпротив-

ление, стабилно изходно напрежение при промяна на входното, висока температурна стабилност и др.

Изправители.

Изправителите могат да бъдат класифицирани по различни признаци

- вид на използваните нелинейни елементи;
- брой на фазите на трансформатора, от който се захранва изправителят;
- характера на товара;
- мощността, за която е предназначен, и др.

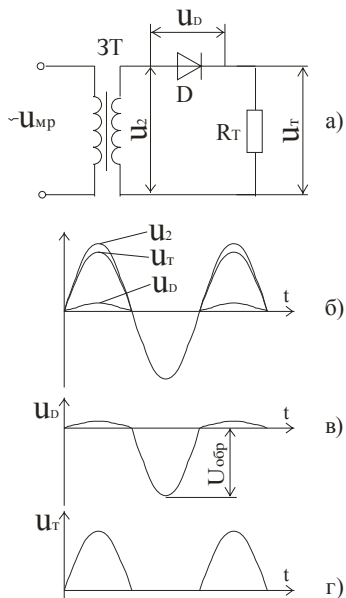
Най-често използваните нелинейни елементи са полупроводникови прибори – диоди или тиристори. Тиристорите позволяват да се управлява моментът на отпушване и с това да се регулира стойността на изходното напрежение. Реализираните с тях изправители се наричат *управляеми*, а тези с диоди – *неуправляеми*.

Изправителите, предназначени за захранване на товари с малка мощност, се захранват от еднофазна електрическа мрежа за променливо напрежение и се наричат *еднофазни*. Те се делят на: *еднополупериодни* (през товара протича ток само по време на единия полупериод на захранващото променливо напрежение); *двуполупериодни* (токът през товара протича по време на двата полупериода) и *с умножение на напрежението*.

При големи мощности се използват *трифазни* и *шестфазни* изправители. Те се свързват към трифазна променливотокова мрежа посредством трансформатор, чиито вторични намотки имат три или шест фази.



## Еднофазен еднополупериоден изправител



Фиг. 4.3.

На фиг. 4.3 а) е показана схемата на еднополупериоден неуправляем изправител с активен товар, който съдържа захранващ трансформатор  $ЗТ$ , изправителен диод  $D$  и активен товар  $R_T$ . Напрежението  $u_2$  на вторичната намотка на трансформатора  $ЗТ$  се подава на свързаните последователно диод  $D$  и товар  $R_T$ . През полупериода, когато потенциалът на анода на диода е по-положителен от потенциала на катода, съпротивлението на диода е много малко (от порядъка на омеге) и през веригата протича ток, който създава пад върху товара  $u_T$ , близък по-стойност до напрежението  $u_2$ . Разликата е равна на пада върху изправителния диод, която при право свързване е в границите от  $0,2V$  до  $0,7V$  в зависимост от типа на диода.

През другия полупериод, когато диодът е в обратно свързване (потенциалът на анода е по-отрицателен от потенциала на катода), съпротивлението на диода е много голямо (от порядъка на мегаомове) и през веригата не протича ток. Падът

върху товара  $u_T$  е близък до  $0V$ , а падът върху диода  $u_D$  е приблизително равен на напрежението  $u_2$ .

Като се вземе предвид, че напрежението  $u_2$  е синусоидално

$$(4.1) \quad u_2 = U_{2m} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t),$$

където  $U_{2m}$  е неговата амплитуда, а  $f$  е честотата му. За средната стойност на изправеното напрежение се получава:

$$(4.2) \quad U_T = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} U_{2m} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot dt = \frac{U_{2m}}{\pi} = 0,318 \cdot U_{2m}.$$

А ако се използва ефективната стойност  $U_2$  на напрежението  $u_2$  и се вземе предвид, че

$$(4.3) \quad U_{2m} = \sqrt{2} \cdot U_2,$$

следва

$$(4.4) \quad U_T = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,45 \cdot U_2.$$

Подобни изрази се получават и за средната стойност на изправения ток:

$$(4.5) \quad I_T = \frac{1}{T} \cdot \int_0^{T/2} I_{2m} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot dt = \frac{I_{2m}}{\pi} = 0,318 \cdot I_{2m};$$

$$(4.6) \quad I_T = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_2 = 0,45 \cdot I_2.$$

Исправителните диоди се избират по среден и максимален ток в права посока и максимално обратно напрежение. Като се вземе предвид (4.5), за допустимия максимален ток на диода се получава

$$(4.7) \quad I_{D_{\max, \text{дон}}} > \pi \cdot I_T = 3,14 \cdot I_T$$

при среден ток през диода  $I_{cp} = I_T$ . Съответно за допустимия среден ток –

$$(4.8) \quad I_{cp, \text{дон}} > I_T$$

За допустимото обратно напрежение от фиг. 4.3 в) и (4.2) следва

$$(4.9) \quad U_{обр, \text{дон}} > \pi \cdot U_T = 3,14 \cdot U_T.$$

Други величини, които характеризират изправителя, са честотата на пулсациите  $f_{\Pi}$  и коефициентът на пулсации  $K_{\Pi}$ .

От фиг. 4.3 г) се вижда, че за един период в изходното напрежение има само един отскок. Следователно **честотата на пулсациите**  $f_{\Pi}$  е равна на честотата на захранващата мрежа  $f_m$ :

$$(4.10) \quad f_{\Pi} = f_m$$

**Коефициентът на пулсации**  $K_{\Pi}$  се дефинира като отношение на амплитудата на първия хармоник  $U_{m(1)}$  към средната стойност на изправеното напрежение  $U_T$ . За еднополупериодния изправител

$$(4.11) \quad U_{m(1)} = U_{2m}/2 = \pi \cdot U_2/2 = 1,57 \cdot U_2,$$

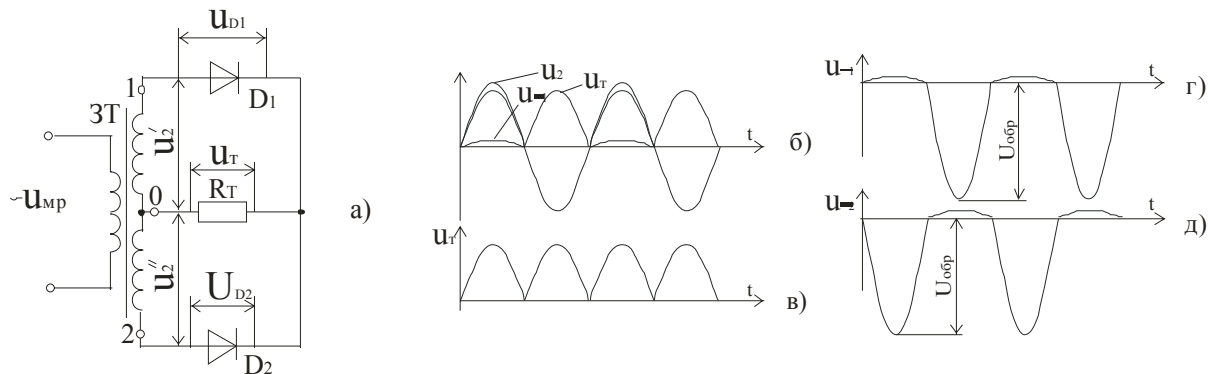
следователно коефициентът на пулсации  $K_{\Pi}$  е:

$$(4.12) \quad K_{\Pi} = U_{m(1)} / U_2 = 1,57.$$

Големият коефициент на пулсации е основният недостатък на еднополупериодния изправител с активен товар.

Друг недостатък е протичането на постоянен ток през вторичната намотка на захранващия трансформатор, което налага използването на по-голям трансформатор за по-голяма мощност.

## Еднофазен двуполупериоден изправител със средна точка и активен товар



Фиг. 4.4.

Схемата на еднофазен двуполупериоден неуправляем изправител със средна точка и активен товар (фиг. 4.4а) съдържа захранващ трансформатор  $ЗТ$  със среден извод на вторичната намотка, два изправителни диода  $D_1$  и  $D_2$  и активен товар  $R_T$ . Тя може да се разглежда като съставена от два еднополупериодни изправителя, работещи върху общ товар. През полупериода, когато потенциалът на анода на диода  $D_1$  е по-положителен от потенциала на катода, диодът  $D_1$  е

отпушен, а диодът  $D_2$  е запушен, тъй като в същото време потенциалът на анода на диода  $D_2$  е по-отрицателен от потенциала на катода му. През следващия полупериод полярността на напрежението на вторичната намотка се променя и диодът  $D_1$  се запущва, а диодът  $D_2$  се отпушва. През първия полупериод ток тече от точка 1 през диода  $D_1$  и товара  $R_T$  към точка 0, а през втория полупериод – от точка 2 през диода  $D_2$  и товара  $R_T$  към точка 0.

За средната стойност на изправеното напрежение при идеални изправителни диоди (без напрежителен пад върху тях) се получава

$$(4.13) \quad U_T = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} U_{2m} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot dt = \frac{2}{\pi} \cdot U_{2m} = 0,636 \cdot U_{2m}.$$

А ако се използва ефективната стойност  $U_2$  на напрежението  $u_2$  :

$$(4.14) \quad U_T = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_2 = 0,90 \cdot U_2.$$

Подобни изрази се получават и за средната стойност на изправения ток:

$$(4.15) \quad I_T = \frac{2}{T} \cdot \int_0^{T/2} I_{2m} \cdot \sin(2\pi \cdot f \cdot t) \cdot dt = \frac{2}{\pi} \cdot I_{2m} = 0,636 \cdot I_{2m};$$

$$(4.16) \quad I_T = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot I_2 = 0,90 \cdot I_2.$$

От (4.15) за допустимия максимален ток на диодите се получава

$$(4.17) \quad I_{D_{\max, \text{дон}}} > \pi \cdot I_T / 2 = 1,57 \cdot I_T$$

Средният ток през диодите  $I_{cp} = I_T/2$ . Съответно допустимият среден ток е

$$(4.18) \quad I_{cp, \text{дон}} > I_T / 2 .$$

Максималното обратно напрежение върху диодите се определя от сумата на амплитудата на половината от захранващото напрежение и максималната стойност на напрежението върху товара. Допустимото обратно напрежение на диодите трябва да бъде

$$(4.19) \quad U_{обр, \text{дон}} > \pi \cdot U_T = 3,14 \cdot U_T .$$

**Честотата на пулсациите  $f_{II}$**  е два пъти по-голяма на честотата на захранващата мрежа  $f_m$ , тъй като за един период в изходното напрежение има два максимума:

$$(4.20) \quad f_{II} = 2 \cdot f_m .$$

При пълна симетрия на двете рамена на изправителя пулсации с честотата на захранващата мрежа  $f_m$  липсват. Има пулсации с два пъти по-голяма честотата и **коэффициентът на пулсации  $K_{II}$**  е

$$(4.21) \quad K_{II} = 0,67 .$$

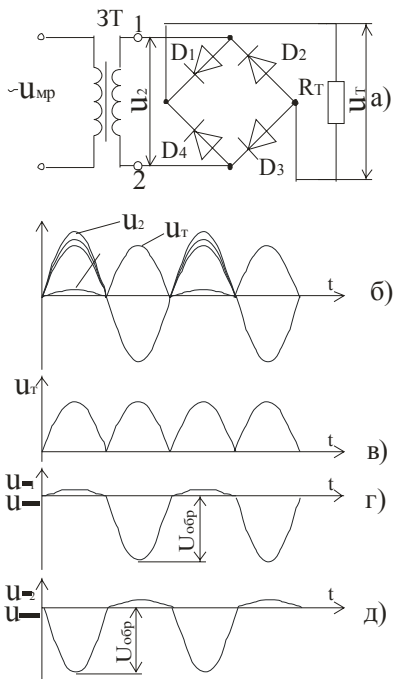
Коефициентът на пулсации при двуполупериодния изправител със среден извод при активен товар е по-малък от този на еднополупериодния изправител. Протичащият постоянен ток през двете половини на вторичната намотка на

захранващия трансформатор създават променлив магнитен поток без постоянна съставяща, което облекчава работата на трансформатора.

Недостатък е необходимостта от среден извод на вторичната намотка на захранващия трансформатор.



## Еднофазен мостов изправител



Фиг. 4.5.

В еднофазния мостов изправител (фиг. 4.5а) се използват четири диода  $D_1, D_2, D_3$  и  $D_4$ , свързани в мостова схема. Към единия диагонал на моста се свързват изводите на вторичната намотка на захранващия трансформатор ЗТ, а към другия диагонал – активният товар  $R_T$ .

Когато потенциалът на точка 1 е по-положителен от потенциала на точка 2, се отпушват диодите  $D_1$  и  $D_3$  и ток протича по веригата точка 1, диода  $D_1$ , товара  $R_T$ , диода  $D_3$  и точка 2. През следващия полупериод полярността на напрежението на вторичната намотка се променя, диодите  $D_1$  и  $D_3$  се запушват, а диодите  $D_2$  и  $D_4$  се отпушват и ток протича по веригата точка 2, диода  $D_4$ , товара  $R_T$ , диода  $D_2$  и точка 1. През товара  $R_T$  тече ток в една и съща посока по време на двата полупериода. Изправителят е двуполупериоден.

За средната стойност на изправеното напрежение са валидни изразите (4.13) и (4.14), изведени за двуполупериодния изправител със среден извод. За средната

стойност на изправения ток са в сила изразите (4.15) и (4.16). За определяне на допустимия максимален ток на диодите е в сила изразът (4.17), а за средният ток – (4.18). Допустимото обратно напрежение на диодите е два пъти по-малко от това при изправителя със среден извод:

$$(4.22) \quad U_{обр,диод} > \frac{\pi}{2} \cdot U_T = 1,57 \cdot U_T.$$

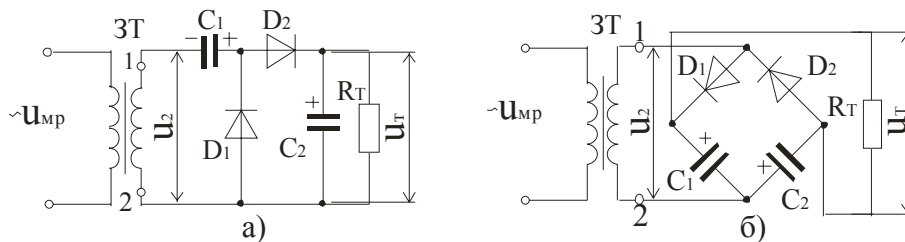
Честотата на пулсациите  $f_{II}$  и коефициентът на пулсации  $K_{II}$  са същите както при изправителя със среден извод – изразите (4.20) и (4.21).

Мостовият изправител е по-използваният еднофазен двуполупериоден изправител поради това, че захранващият трансформатор е по-малък по размери и маса; вторичната намотка е една и през нея протича променлив ток; обратното напрежение на диодите е два пъти по-малко.

Недостатъкът му е, че са необходими четири изправителни диода.

## Изправители с умножение на напрежението

Когато е необходимо да се повиши изправеното напрежение при зададена стойност на променливото напрежение, се използват изправители с умножение на напрежението. В тези схеми като допълнителни източници се използват кондензатори, които периодически се зареждат през диоди.



Фиг. 4.6.

На фиг. 4.6 са показани две схеми на изправители с удвояване на напрежението.

При схемата на фиг. 4.6а през полупериода, когато потенциалът на точка 2 е по-положителен от потенциала на точка 1, диодът  $D_1$  се отпушва и кондензаторът  $C_1$  зарежда до върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$ :

$$(4.23) \quad U_{C_1} = U_{2m} = \sqrt{2} \cdot U_2.$$

През следващия полупериод полярността на напрежението на вторичната намотка се променя, диодът  $D_1$  се запушва, а диодът  $D_2$  зарежда кондензатора  $C_2$

приблизително до напрежение със стойност равна на сумата на върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$  и напрежението, до което е зареден кондензаторът  $C_1$ .

$$(4.24) \quad U_{C_2} = U_{C_1} + U_{2m} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2.$$

Докато се зарежда кондензаторът  $C_2$ , кондензаторът  $C_1$  се разрежда. Зарядът на кондензатора  $C_1$  се възстановява през следващия (третия) полупериод, когато процесът се повтаря.

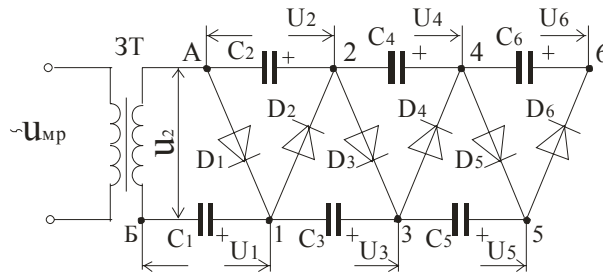
Напрежението върху товара се поддържа от заряда на кондензатора  $C_2$ . То пулсира с честотата на захранващата мрежа. При много голяма стойност на съпротивлението на товара, кондензаторът  $C_2$  почти не се разрежда и пулсациите ще са минимални.

На схемата на фиг. 4.6б през единия полупериод, когато потенциалът на точка 1 е по-положителен от потенциала на точка 2, диодът  $D_1$  се отпушва и кондензаторът  $C_1$  се зарежда до върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$  (4.23). През следващия полупериод полярността на напрежението на вторичната намотка се променя и диодът  $D_2$  зарежда кондензатора  $C_2$  до върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$ . Напрежението върху товара се определя от сумата на напреженията върху кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$ :

$$(4.25) \quad U_{RT} = U_{C_1} + U_{C_2} = 2U_{2m} = 2\sqrt{2}U_2.$$

Напрежението върху товара пулсира с удвоената честота на захранващата мрежа.

## Исправител с многократно умножение на напрежението.



Фиг. 4.7.

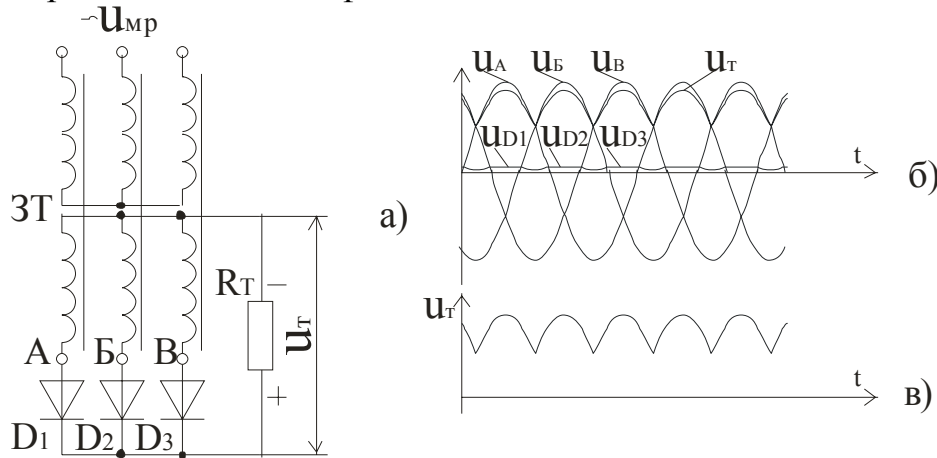
При тази схема през единия полупериод, когато потенциалът на точка А е по-положителен от потенциала на точка Б, диодът  $D_1$  се отпушва и кондензаторът  $C_1$  се зарежда до върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$ , която може да се определи с израза (4.23). През следващия полупериод полярността на напрежението на вторичната намотка се променя, диодът  $D_1$  се запушва, а диодът  $D_2$  зарежда кондензатора  $C_2$  до сумата от напрежението върху кондензатора  $C_1$  и върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$ . ( $U_{C2} = 2U_{C1}$ ). През третия полупериод заедно с диода  $D_1$  се отпушва диодът  $D_3$ , който зарежда последователно свързаните кондензатори  $C_1$  и  $C_3$  до сумата от напрежението върху кондензатора  $C_2$  и върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$ . ( $U_{C3} = 3U_{C1}$ ). През четвъртия полупериод заедно с диода  $D_2$  се отпушва диодът  $D_4$ , който зарежда последователно свързаните кондензатори  $C_2$

и  $C_4$  до сумата от напрежението върху кондензатора  $C_2$  и върховата стойност на захранващото напрежение  $u_2$  ( $U_{C4} = 4U_{C1}$ ) и т.н.

На фиг. 4.7 между точка А и точка 2 може да се вземе удвоено напрежение, между точка А и точка 4 – учетворено; между точка А и точка 6 – напрежение с шест пъти по-голяма стойност от напрежението върху кондензатора  $C_1$ . Съответно между точка Б и точка 3 – утроено; между точка Б и точка 5 – пет пъти по-голяма стойност и така нататък ако се добавят и други групи от кондензатор и диод.

## Трифазен еднополупериоден изправител

Трифазните изправители се използват за захранване на товари с големи мощности. Те натоварват равномерно трите фази на мрежата и захранващият трансформатор се използва по-ефективно.



Фиг. 4.8.

На фиг. 4.8а е дадена схемата на най-простия трифазен изправител – еднополупериоден с нулев извод. Тя съдържа трифазен захранващ трансформатор ЗТ, три изправителни диода  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  и активен товар  $R_T$ . Първичната намотка на трифазния трансформатор може да бъде в схема на свързване звезда



или триъгълник, а вторичната – само в схема на свързване звезда. Единият от изводите на товара  $R_T$  се свързва към нулевия извод на вторичната намотка, вторият – към свързаните накъсо едноименни изводи (на фиг. 4.8а катодите) на изправителните диоди. Другите изводи на диодите са свързани към фазите А, Б и В. Всеки диод се отпушва, когато потенциалът на анода му е по-положителен от този на катода. От фиг. 4.8б се вижда, че през диодите тече ток през  $1/3$  от периода. Следователно за средния ток през диода се получава:

$$(4.26) \quad I_{cp} = I_T / 3.$$

Средната стойност на изправеното напрежение е

$$(4.27) \quad U_T = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} U_{2m} = 0,827U_{2m} = 1,17U_2,$$

а средната стойност на тока през товара -

$$(4.28) \quad I_T = \frac{3\sqrt{3}}{2\pi} I_{2m} = 0,827I_{2m}.$$

Максималното обратно напрежение върху диодите е

$$(4.29) \quad U_{обр,max} = \sqrt{3}U_{2m} = \frac{2\pi\sqrt{3}}{3\sqrt{3}}U_T = \frac{2\pi}{3}U_T = 2,09U_T,$$

Честотата на пулсациите  $f_{II}$  е три пъти по-голяма на честотата на захранващата мрежа  $f_m$ , тъй като в изходното напрежение за един период има три максимума:

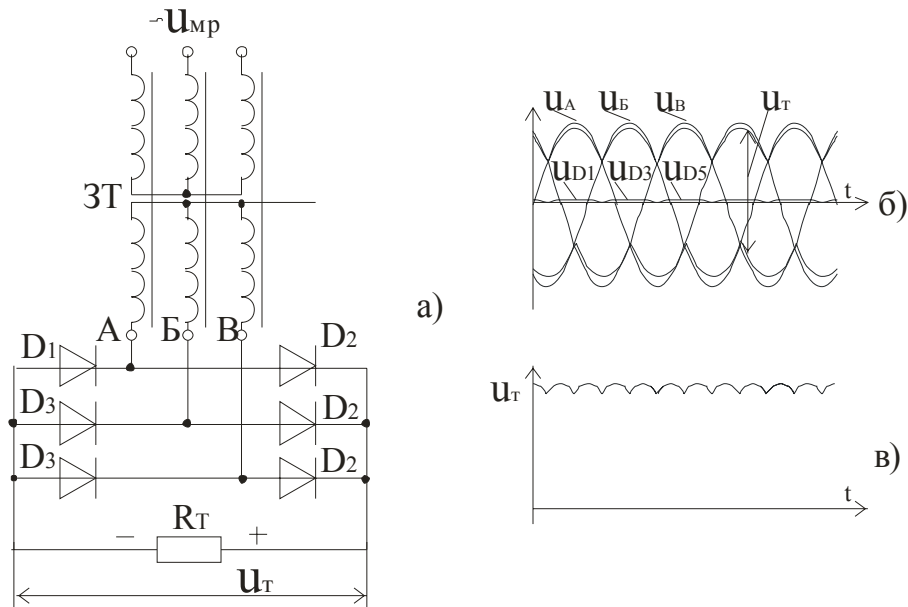
$$(4.30) \quad f_{\Pi} = 3.f_m.$$

Коефициентът на пулсации  $K_{\Pi}$  е

$$(4.31) \quad K_{\Pi} = 0,25.$$

Предимството на схемата е доброто използване на захранващия трансформатор, малкият брой диоди, по-висока честота и малка амплитуда на пулсациите.

## Трифазен двуполупериоден мостов изправител



Фиг. 4.9.

Схемата на трифазния двуполупериоден мостов изправител (фиг. 4.9а), известна като схема на Ларионов, съдържа трифазен хранящ трансформатор 3Т, шест изправителни диода  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  и активен товар  $R_T$ . Първичната и

вторичната намотка на трифазния трансформатор могат да бъдат всяка поотделно в схема на свързване звезда или триъгълник. Към всеки от изводите на вторичната намотка са свързани анодът и катодът на два диода. Вторите изводи на диодите, едноименните по тройки, са свързани накъсо и образуват две групи – катодна (с накъсо свързани катода) и анодна, към чиито общи точки се присъединява активният товар  $R_T$ .

Във всеки момент са отпушени по два диода – един от катодната група и един от анодната. От катодната група е отпушен диодът, чийто анод е с най-висок положителен потенциал, а от анодната – диодът, чийто катод е с най-нисък отрицателен потенциал. През всеки от диодите тече ток през  $1/3$  от периода и за средната му стойност е в сила изразът (4.26).

Амплитудата на междуфазното напрежение  $U_{2\phi m}$

$$(4.32) \quad U_{2\phi m} = \sqrt{3} \cdot U_{2m} = 1,73U_{2m}$$

определя средната стойност на изправеното напрежение  $U_T$  :

$$(4.33) \quad U_T = \frac{6}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot U_{2\phi m} = 0,95U_{2\phi m} = 1,65U_{2m} = 2,34U_2 \cdot$$

Средната стойност на тока през товара е

$$(4.34) \quad I_T = \frac{6}{\pi} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \cdot I_{2m} = 0,95I_{2m} \cdot$$

Максималното обратно напрежение върху диодите е

$$(4.35) \quad U_{обр, \max} = \sqrt{3}U_{2\phi m} = 1,05U_T.$$

Честотата на пулсациите  $f_{II}$  е шест пъти по-голяма на честотата на захранващата мрежа  $f_M$  :

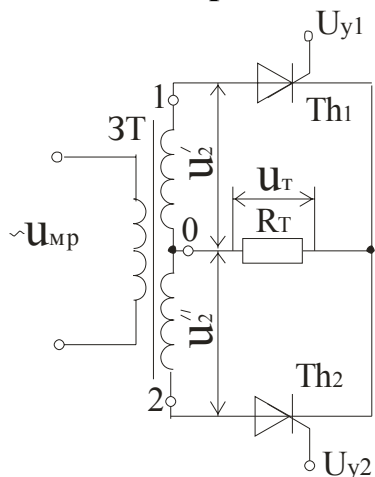
$$(4.36) \quad f_{II} = 6f_M$$

Коефициентът на пулсации  $K_{II}$  е

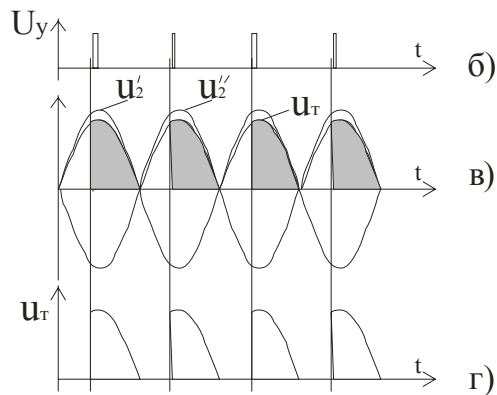
$$(4.37) \quad K_{II} = 0,06.$$

Предимството на схемата е доброто използване на захранващия трансформатор и много малката амплитуда на пулсациите, което позволява при някои случаи да не се използват филтри.

## Управляеми изправители



a)



Фиг. 4.10.

При някои случаи е необходимо стойността на изправеното напрежение да може се променя. Това се извършва, като се поставят регулиращи устройства на входа или на изхода на изправителя. При първия случай стойността на входното напрежение се променя *чрез автотрансформатор*, а при втория – *чрез последователно свързан на товара реостат*. И двете решения почти не се използват – първото поради големия обем и тегло на автотрансформатора, а второто поради ниския коефициент на полезно действие.

Трета възможност за регулиране на изправеното напрежение е вграждането в изправителя на *управляеми изправителни елементи* – в повечето случаи **тиристор**. Чрез подходяща схема за управление се задава моментът на отпушване на тиристора, а чрез него се управлява времето, през което тиристорът пропуска ток към товара.

В схемата на еднофазен двуполупериоден управляем изправител със средна точка и активен товар (фиг. 4.10а) към управляващите електроди на тиристорите  $Th_1$  и  $Th_2$  се подават едновременно управляващи импулси (фиг. 4.10б), които са отместени от началото на синусоидата (прехода през стойност 0V) на захранващото напрежение на ъгъл  $\alpha$ , наричан ъгъл на управление. При постъпване на управляващ импулс се отпушва този тиристор, потенциалът на чийто анод е по-положителен от този на катода. При отпушване на тиристора напрежението върху товара се изменя със скок и започва да протича ток. Тиристорът остава отпушен докато потенциалът на анода му е по-положителен от този на катода. При смяна на полярността на анодното напрежение тиристорът се запушва.

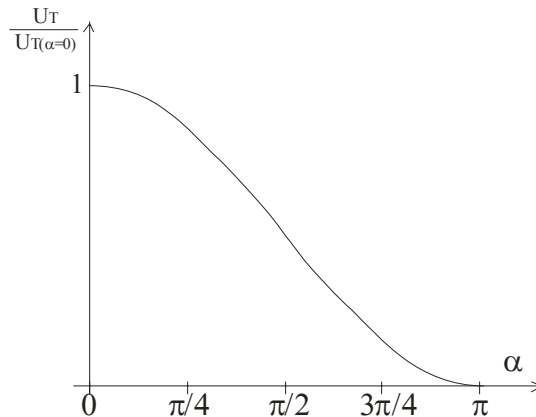
Средната стойност на изправеното напрежение се изчислява с израза

$$(4.38) \quad U_T = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \cdot \sin(\omega t) \cdot dt = \frac{1 + \cos(\alpha)}{\pi} \cdot U_{2m}.$$

Ако се използва изразът (4.13) за средната стойността на изправеното напрежение при ъгъл на управление  $\alpha=0$ , се получава

$$(4.39) \quad U_T = \frac{1 + \cos(\alpha)}{2} \cdot U_{T(\alpha=0)}.$$

Зависимостта (4.39) на изходното напрежение от ъгъла на управление  $\alpha$  се нарича регулировъчна характеристика и има вида, показан на фиг. 4.11.



**Фиг. 4.11.**

Подобна регулировъчна характеристика може да се построи и за трифазните регулируеми изправители.



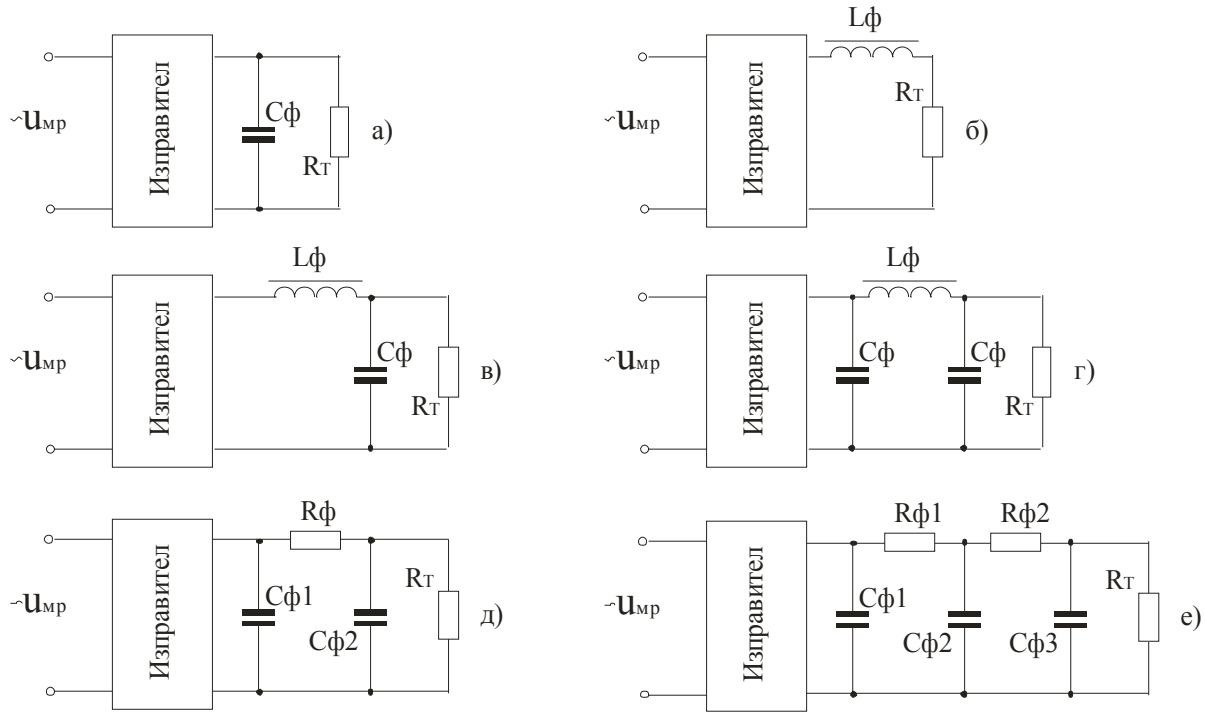
## Филтри

При захранване на повечето електронни устройства се изисква пулсациите да са много малки – по-малки от 0,1%. Това налага след изправителя да има изглаждащ филтър. Задачата на изглаждащия филтър е да намали пулсациите на изправеното напрежение до зададено ниво, като намали променливата съставляваща в изходното напрежение и запази непроменена постоянната съставляваща. Качеството на филтъра се оценява с *коэффициента на изглаждане*, който представлява отношението

$$(4.40) \quad q = K_{\Pi} / K'_{\Pi},$$

където  $K_{\Pi}$  и  $K'_{\Pi}$  са съответно пулсациите на входа и на изхода на филтъра.

Най-простият начин да се намалят пулсациите на изхода е да се постави паралелно на товара  $R_T$  филтриращ кондензатор  $C_{\phi}$  (фиг. 4.12а). Когато изправителните диоди са отпушени, кондензаторът  $C_{\phi}$  се зарежда, а когато диодите са запушени – се разрежда през товара  $R_T$ . Чрез кондензатора  $C_{\phi}$  се осигурява през товара  $R_T$  винаги да тече ток.



**Фиг. 4.12.**

За да бъдат пулсациите по-малки от 10% се препоръчва при честота на захранващата мрежа  $f_M=50\text{Hz}$  капацитетът на филтриращия кондензатор  $C_\phi$  да изпълнява условието

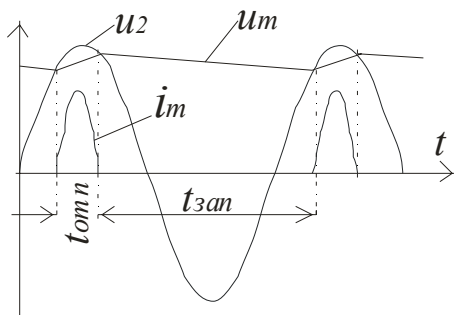
$$(4.41) \quad C_{\phi} > 50I_T / U_T$$

при еднофазен еднополупериоден изправител или

$$(4.42) \quad C_{\phi} > 25I_T / U_T \text{ при еднофазен двуполупериоден изправител.}$$

Наличието на филтриращ кондензатор  $C_{\phi}$  на изхода на изправителя изменя характера на товара от активен в капацитивен и това се отразява на начина на работа на изправителните диоди – изменя се времето, през което диодите са отпушени и запушени (фиг. 4.13). Това се дължи на факта, че за да се отпуши диодът е необходимо потенциалът на анода му да стане по-положителен от този на катода му – изходното променливо напрежение на вторичната намотка на захранващия трансформатор да е по-положително от напрежението на филтриращия кондензатор  $C_{\phi}$ . Намалява времето  $t_{omn}$  и това се отразява на максималната стойност на тока, протичащ през изправителния диод –тя се увеличава:

$$(4.43) \quad I_{\max} > I_T \cdot t_{omn} / (t_{зан} + t_{omn}).$$



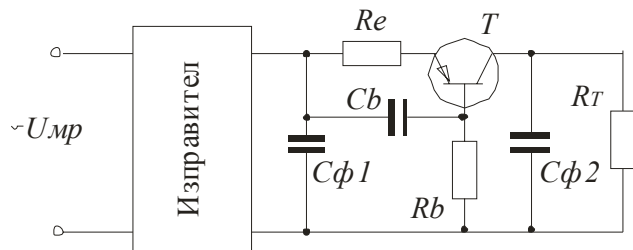
Фиг. 4.13.

При големи стойности на капацитета на филтриращия кондензатор  $C_\phi$  стойността на максималния ток може да надвиши допустимата за даден диод и той да се повреди. Поради тази причина при големи мощности за намаляване на пулсациите се използва филтриращ дросел (фиг. 4.11б). При протичане на ток през дросела в него се натрупва енергия, която се разсейва през товара, когато диодът е запушен.

При достатъчно голяма стойност на индуктивността на дросела максималният ток, протичащ през изправителните диоди, е равен на стойността на тока през товара.

За по-голямо потискане на пулсациите се използват по-сложни LC филтри: Г-образни (фиг. 4.11в), П-образни (фиг. 4.11г) и многозвенни, при които за по-голям коефициент на изглаждане се използват няколко филтъра, свързани последователно. Кондензаторите поради малкото им съпротивление за променливата съставяща се свързват паралелно, а индуктивностите поради голямото им съпротивление за променливия ток – последователно на товара.

При маломощни храняващи устройства за избягване на големите размери и тегло на дроселите вместо тях се използват резистори (фиг. 4.11д и фиг. 4.11е). Това решение има недостатък, който се изразява в намаляване на изходното напрежение вследствие на пада върху резисторите на филтъра и съответно увеличаване на загубите и намаляване на коефициента на полезно действие. Понякога вместо резистори във филтъра се използва съпротивлението между колектора и емитера на полупроводников транзистор (фиг. 4.14), което за променлив ток е много по-голямо от това за постоянен ток.



Фиг. 4.14.

В показания на фиг. 4.14 **транзисторен изглаждащ филтър** чрез резистора  $R_e$  и кондензатора  $C_b$  е въведена отрицателна обратна връзка по променлив ток, която допълнително увеличава изходното съпротивление на транзистора. Чрез резистора  $R_b$  на транзистора  $T$  се задава базов ток, който го държи в отпушено състояние.

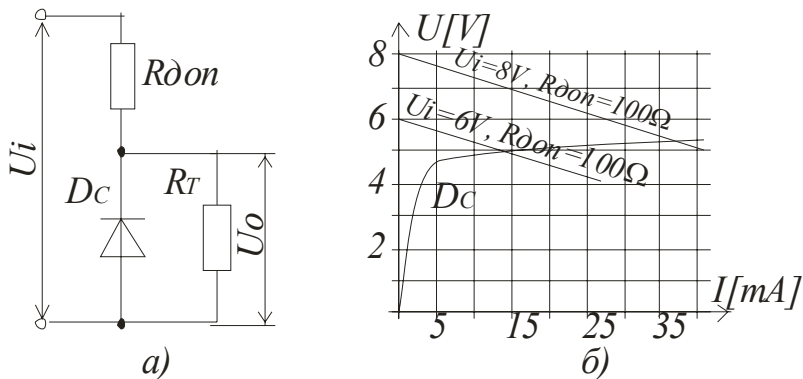
## Стабилизатори на постоянно напрежение

Електронните устройства освен малки пулсации изискват захранващото им напрежение да бъде с точно определена стойност независимо

- от големината на променливото напрежение, захранващо токоизправителя;
- температурата и
- други фактори.

За да се удовлетворят тези изисквания, след филтъра се поставя стабилизатор на постоянно напрежение.

## Параметричен стабилизатор



Фиг. 4.15.

Най-простият стабилизатор на постоянно напрежение е *параметричният стабилизатор* (фиг. 4.15а), при който за получаването на стабилно постоянно напрежение се използва особеният вид на волтамперната характеристика на стабилитрон в обратно свързване. Стабилитронът  $D_C$  заедно с допълнителния резистор  $R_{\text{дон}}$  образуват делител, който изработва необходимото за товара  $R_T$  напрежение. За да са малки промените в изходното напрежение при промяна на входното, работната точка на стабилитрона се избира в областта с малко динамично съпротивление (фиг. 4.15б). От чертежа на фиг. 4.15б се вижда, че

при промяна на входното напрежение от 6V на 8V изходното напрежение се изменя с по-малко от 0,5V.

*Коефициентът на стабилизация* по напрежение  $K_{u,cm}$  на схемата за конкретните елементи, чиито характеристики са използвани на фиг. 4.15б, е

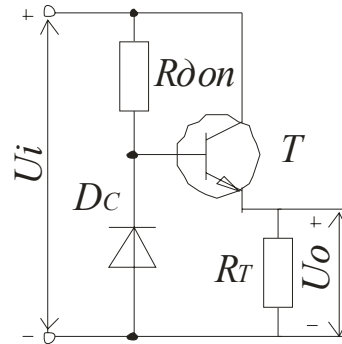
$$(4.44) \quad K_{u,cm} = \frac{\Delta U_i}{U_i} / \frac{\Delta U_o}{U_o} = \frac{2}{7} / \frac{0,4}{5} = 3,5,$$

където  $\Delta U_i$  е изменението на входното напрежение,  $U_i$  – средната стойност на входното напрежение,  $\Delta U_o$  е изменението на изходното напрежение,  $U_o$  – средната стойност на изходното напрежение.

Влиянието на температурата върху стойността на изходното напрежение се дължи на температурната нестабилност на VA характеристика на стабилитрона, която е от порядъка на няколко mV за 1°C.

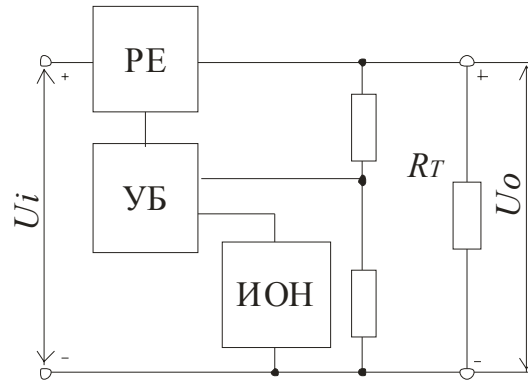


За намаляване на изходното съпротивление на параметричния стабилизатор и увеличаване на максималния му изходен ток след него се поставя емитерен повторител (фиг. 4.16).



**Фиг. 4.16.**

## Компенсационен стабилизатор



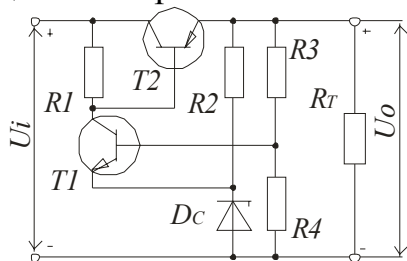
Фиг. 4.17.

Блоковата схема на компенсационния стабилизатор (фиг. 4.17) съдържа следните блокове:

- *регулирущ елемент*, чрез който се подава напрежение от входните клеми на стабилизатора към изхода (товара  $R_T$ ). Големината на изходното напрежение се изменя чрез промяна на съпротивлението на регулиращия елемент (при стабилизаторите с непрекъснато действие) или чрез промяна на времето, през което регулиращият елемент е отпушен (при импулсните стабилизатори);

- *управляващ блок*, който изработва сигнали за управление на регулиращия елемент в зависимост от стойността на напрежението на изходните клеми, което се подава към входа на управляващия блок директно или през делител.

- *източник на опорно напрежение*, който генерира стабилен и температурно независим напрежителен сигнал, необходим на управляващия блок за сравнение с изходното напрежение.



**Фиг. 4.18.**

На фиг. 4.18 е показана схемата на двутранзисторен компенсационен стабилизатор на напрежение с непрекъснато действие. Управляващият транзистор  $T_1$  сравнява напрежението върху стабилитрона  $D_c$  и това на изхода на делителя, образуван от резисторите  $R_3$  и  $R_4$ , което е пропорционално на изходното напрежение  $U_o$ . Полученото върху резистора  $R_1$  напрежение, пропорционално на разлика между двете напрежения, се подава като управляващ

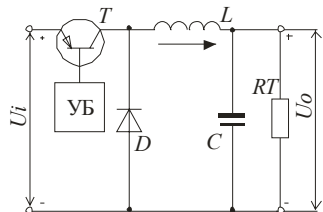
сигнал към регулиращия транзистор  $T_2$ . Резисторът  $R_2$  служи да осигури подходяща работна точка на стабилитрона  $D_c$ .

Когато поради някаква причина (намаляване на входното напрежение, увеличаване на товара) изходното напрежение  $U_o$  спадне, това изменение през делителя, образуван от резисторите  $R_3$  и  $R_4$ , се подава към базата на транзистора  $T_1$  и предизвиква намаляване на колекторния му ток. Потенциалът в колектора на  $T_1$  и базата на  $T_2$  се увеличава. Това предизвиква увеличаване на емитерния ток на  $T_2$  и съответно повишаване на пада върху товара, с което се компенсира предизвиканото от външни фактори спадане.

Значително подобряване на параметрите на компенсационния стабилизатор се постига, като на мястото на управляващия транзистор се използва интегрален операционен усилвател, работещ като инвертиращ постояннотоков усилвател.

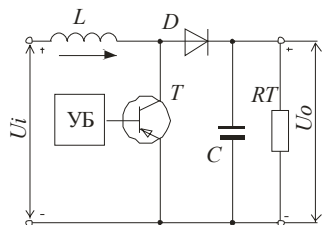
На подобен принцип работят и интегралните стабилизатори на напрежение. Тяхната схема е усложнена чрез въвеждане на блокове за допълнително усилване по ток в регулиращия транзистор; за защита от пренапрежение; късо съединение и повишаване на температурата.

## *Импулсен стабилизатор на напрежение*



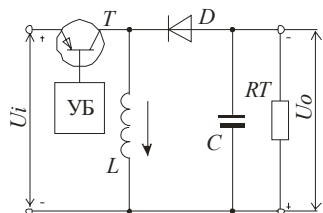
а)

ПОНИЖАВАЩ



б)

ПОВИЩАВАЩ



в)

ИНВЕРТИРАЩ

**Фиг. 4.19.**

На фиг. 4.19 са показани три схеми на импулсен стабилизатор на напрежение – понижаващ, повишаващ и инвертиращ напрежението, които използват бобината  $L$  за натрупване на енергия.

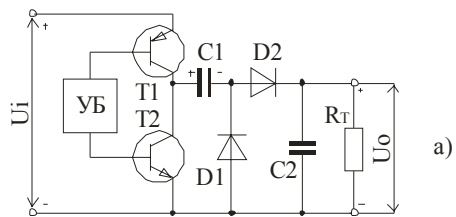
При понижаващия импулсен стабилизатор (фиг. 4.19а), когато транзисторът  $T$  се отпусти, от захранващата клемма (+) през транзистора  $T$  и бобината  $L$  протича ток към товара  $R_T$  и кондензатора  $C$ . В бобината  $L$  и кондензатора  $C$  се натрупва енергия.

При запушване на транзистора  $T$  вследствие на самоиндукцията се появява напрежение, което предизвиква протичане на ток през бобината  $L$ , кондензатора  $C$  и диода  $D$  и запасената в бобината  $L$  енергия се прехвърля в кондензатора  $C$ . Чрез управление на продължителността на времето, през което е отпушен транзисторът  $T$ , изходното напрежение  $U_o$  може да се регулира от  $0V$  до стойността на  $U_i$ .

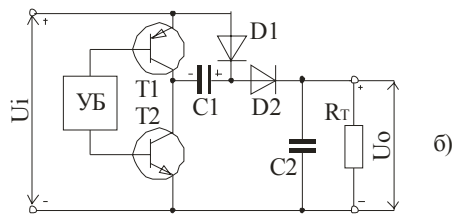
При повишаващия импулсен стабилизатор (фиг. 4.19б) при подаване на напрежение на входните клемми напрежението през бобината  $L$  достига до товара  $R_T$ . Когато транзисторът  $T$  се отпусти, от захранващата клемма (+) през бобината  $L$  и транзистора  $T$  протича ток към клемма (-) и в бобината  $L$  се натрупва енергия. При запушване на транзистора  $T$  вследствие на самоиндукцията се появява напрежение, което предизвиква протичане на ток от захранващата клемма (+) през бобината  $L$ , диода  $D$  и кондензатора  $C$  към клемма (-), при което запасената

енергия в бобината  $L$  се прехвърля в кондензатора  $C$  и напрежението върху него става по-голямо от входното.

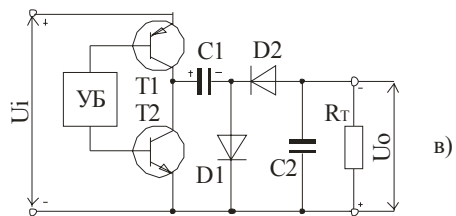
При импулсния стабилизатор с инвертиране на напрежението (фиг. 4.19в), когато транзисторът  $T$  се отпусти, от захранващата клемма (+) през транзистора  $T$  и бобината  $L$  протича ток към клемма (-) и в бобината  $L$  се натрупва енергия. При запушване на транзистора  $T$  вследствие на самоиндукцията се появява напрежение, което предизвиква протичане на ток през бобината  $L$ , кондензатора  $C$  и диода  $D$  и запасената енергия в бобината  $L$  се прехвърля в кондензатора  $C$  и върху него се установява напрежение с поляритет, обратен на входното напрежение.



Понижаващ



Повищаващ



инвертиращ

Фиг. 4.20



На фиг. 4.20 са показани други три схеми на импулсен стабили-затор на напрежение – понижаващ, повишаващ и инвертиращ напре-жението, при които за натрупване на енергия се използва конден-заторът  $C_1$ . Използват се два тран-зистора PNP ( $T_1$ ) и NPN ( $T_2$ ), рабо-тещи в ключов режим, чрез които единият извод на кондензатора  $C_1$  се свързва към една от двете входни клеми (+) и (-).

При понижаващия импулсен стабилизатор (фиг. 4.20а), когато транзисторът  $T_1$  се отпусти, от захранващата клемма (+) през транзистора  $T_1$ , кондензатора  $C_1$ , диода  $D_2$  и кондензатора  $C_2$  към клемма (-) протича ток, който зарежда конденса-торите  $C_1$  и  $C_2$ . Когато транзисторът  $T_2$  се отпусти, кондензаторът  $C_1$  се разрежда през диода  $D_1$ . Следва отново отпушване на транзистора  $T_1$  и зареждане на кондензатора  $C_1$  през кондензатора  $C_2$  и т.н. Чрез управление на продължителността на времето, през което е отпушен транзисторът  $T_1$ , изходното напрежение  $U_o$  може да се регулира от 0V до стойността на  $U_i$ .

При повишаващия импулсен ста-билизатор (фиг. 4.20б) при отпуш-ване на транзистора  $T_2$  конденса-торът  $C_1$  се зарежда през веригата клемма (+), диод  $D_1$ , кондензатор  $C_1$ , транзистор  $T_2$ , клемма (-). При от-пушване на транзистора  $T_1$  конден-заторът  $C_1$  се разрежда през верига-та клемма (+), транзистор  $T_1$ , кондензатор  $C_1$ , диод  $D_2$ , кондензатор  $C_2$ , клемма (-), като в същото време кондензаторът  $C_2$  се зарежда. Изходното напрежение  $U_o$  може да се регулира от стойността на  $U_i$  до  $2U_i$ .

При импулсния стабилизатор с инвертиране на напрежението (фиг. 4.20в), когато транзисторът  $T_1$  се отпусти, кондензаторът  $C_1$  се зарежда през веригата захранваща клемма (+), транзистор  $T_1$ , кондензатор  $C_1$ , диода  $D_1$ , клемма (-). Когато транзисторът  $T_2$  се отпусти, кондензаторът  $C_1$  се разрежда през транзистора  $T_2$ , кондензатора  $C_2$  и диода  $D_2$ , при което кондензаторът  $C_2$  се зарежда с обратна полярност спрямо входното напрежение. Чрез управление на продължителността на времето, през което е отпущен транзисторът  $T_1$  или  $T_2$ , изходното напрежение  $U_o$  може да се регулира от  $0V$  до стойността –  $U_i$ .

За импулсните стабилизатори на напрежение е характерно, че имат висок коефициент на полезно действие – над 90%, което се постига благодарение на малките енергийни загуби в регулиращите елементи – транзистори, работещи в ключов режим.

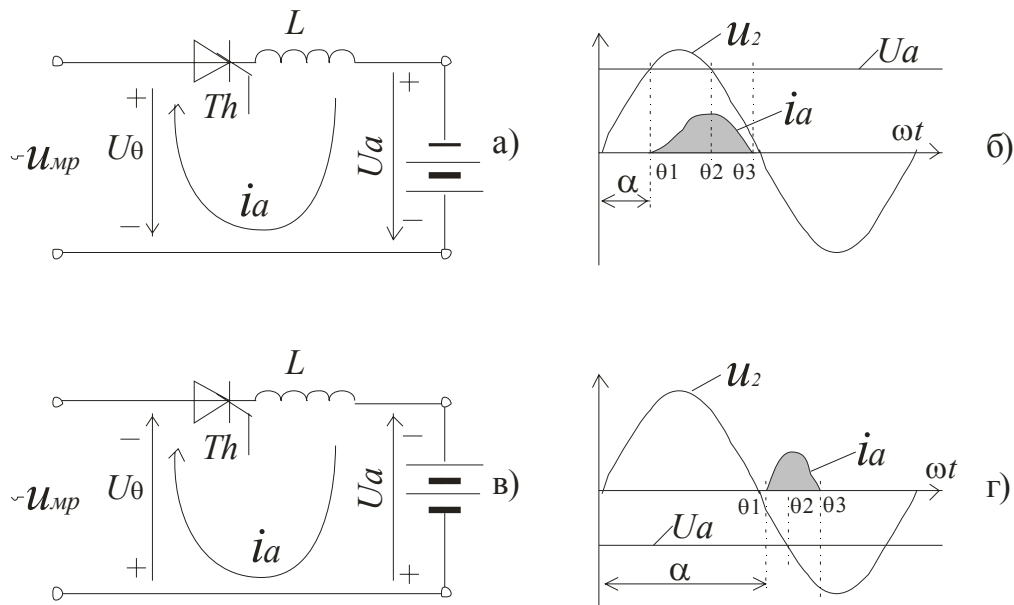
Импулсните стабилизатори на напрежение могат да се разглеждат и като преобразуватели на постоянно напрежение в постоянно напрежение. Съвременните технологии позволяват такива преобразуватели да се изработват в интегрално изпълнение.

# Инвертори

Инверторите са електронни устройства, които преобразуват постояннотокова енергия в променливотокова. Използват управляеми ключови елементи.

Когато инверторът връща променливотокова енергия в електрическата мрежа той се нарича *зависим*, а когато работи самостоятелно - *автономен*. Освен това инверторите могат да бъдат еднофазни и трифазни в зависимост от броя на фазите на променливото напрежение.

Схемите на зависимите инвертори са подобни на управляемите токоизправители. Различават се по това, че на мястото на товара се свързва източник на електродвижещо напрежение (постояннотокова машина, генератор, акумулатор) и по управлението – стойността на ъгъла на отпушване  $\alpha$  на ключовите елементи.



Фиг. 4.21.

На фиг. 4.21а е показан еднофазен еднополупериоден управляем изправител, който се захранва директно от електрическата мрежа и към чийто изход е свързан акумулатор. Поради малкото вътрешно съпротивление на мрежата и на акумулатора, за да се ограничи токът във веригата е включена и бобината (дросел)  $L$ . Когато трябва да се зарежда акумулаторът от мрежата, ключовият

елемент (тиристорът  $Th$ ) трябва да се отпусне през времеви интервал, когато напрежението на изхода на захранващия трансформатор е по-положително от това на акумулатора. От момента на отпусване  $\theta_1$  до момента  $\theta_2$  акумулаторът се зарежда, като токът през бобината нараства и в нея се натрупва енергия. След момента  $\theta_2$  напрежението на акумулатора е по-високо от това на мрежата, но посоката на тока се запазва за сметка на енергията, запасена в бобината. Токът започва да намалява и в момента  $\theta_3$ , когато посоката на тока се сменя, тиристорът  $Th$  се запусва.

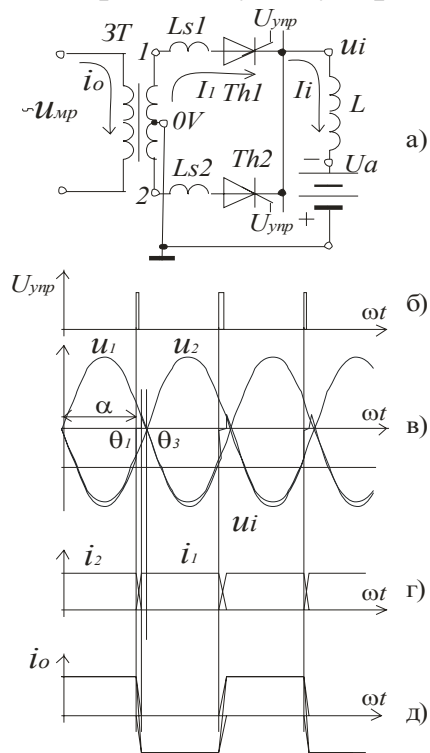
Акумулаторът се зарежда (консумира енергия), когато посоката на тока във веригата съвпада с тази на напрежението между клемите му. В същото време мрежата е източник на енергия, когато токът и напрежението в точките на присъединяване са с противоположни посоки.

За да се премине в режим на отдаване на енергия в мрежата, е необходимо акумулаторът да мине в режим на генератор – токът и напрежението му да са с различни посоки, а мрежата да стане консуматор – посоките на тока и нейното напрежение в момента на отпусване на тиристора да са еднакви.

На схемата на фиг. 4.21в клемите на акумулатора са разменени. За да се отдава енергия в мрежата, тиристорът  $Th$  трябва да бъде отпуснат през отрицателния полупериод на напрежението на електрическата мрежа и когато потенциалът на анода на тиристора е по-положителен от този на катода.

На фиг. 4.21г е показано изменението на тока в режим на отдаване на енергия в мрежата. През отрицателния полупериод на мрежовото напрежение в момента  $\theta_1$  се подава импулс за отпушване на тиристора  $Th$ . Токът започва да нараства и в бобината  $L$  се натрупва енергия до момента  $\theta_2$ . След момента  $\theta_2$  напрежението на мрежата е по-отрицателно от това на акумулатора, но ток продължава да тече за сметка на енергията, запасена в бобината. Токът започва да намалява и в момента  $\theta_3$ , когато той си обръща посоката, тиристорът  $Th$  се запушва, ако все още напрежението на мрежата е по-отрицателно от това на акумулатора.

# Еднофазен двуполупериоден зависим инвертор



Фиг. 4.22.

Схемата (фиг. 4.22a) на еднофазния двуполупериоден зависим инвертор е подобна на тази на еднофазния двуполупериоден изправител със среден извод. На мястото на товара (между средния извод на вторичната намотка на хранящия трансформатор  $T_3$  и общата точка на катодите на тиристорите  $Th_1$  и  $Th_2$ ) е свързан акумулатор (източник на електродвижещо напрежение) и дросел  $L$ , ограничаващ тока във веригата. На чертежа (фиг. 4.22a) са показани и индуктивностите на разсейване на намотките  $L_{S1}$  и  $L_{S2}$  поради това, че те участват в процесите на комутация. Режимът на инвертиране се осигурява от начина на свързване на клемите на акумулатора (клема (+) към средния извод – точка 0V) и от това, че ъгълът на управлението на тиристорите  $\alpha$  се избира така, че ток да протича основно през отрицателните полупериоди.

За обясняване на процесите в инвертора приемаме, че индуктивността на дросела е много голяма ( $L \rightarrow \infty$ ). От това следва, че стойността на входния ток на инвертора (токът, който се консумира от акумулатора) няма да се променя.

Нека след момента  $t = 0$  по време на отрицателния полупериод на напрежението  $u_2$  тиристорът  $Th_2$  е отпушен – акумулаторът отдава енергия в мрежата. В края на отрицателния полупериод трябва тиристорът  $Th_2$  да бъде запушен, за да не се премине в режим на изправяне. Запушването на тиристора  $Th_2$  става чрез подаване на катода му на по-положителен потенциал от този на анода му. Необходимият потенциал се изработва от тиристора  $Th_1$ . Към него се подава управляващ импулс в момент, когато потенциалът на анода му е по-положителен



от потенциала на анода на тиристора  $Th_2$ . Следователно за ъгъла на управление  $\alpha$  трябва да е изпълнено условието

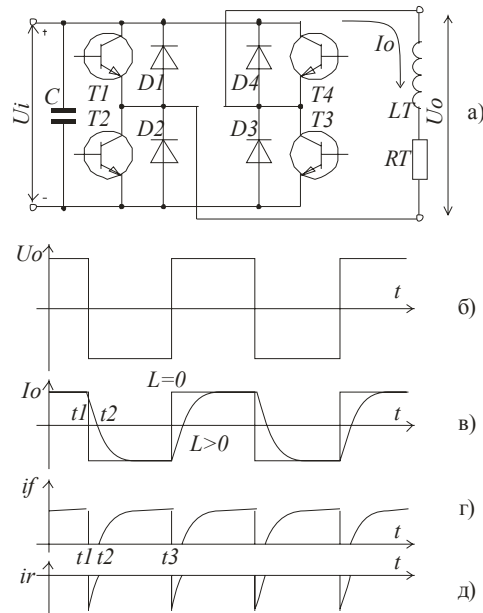
$$(4.45) \quad \alpha < \pi.$$

След отпушването на тиристора  $Th_1$  (в момента  $\theta_1$ ), тиристорът  $Th_2$  не може веднага да се запуши, тъй като вследствие на индуктивностите на разсейване  $L_{S1}$  и  $L_{S2}$  токът през тях не може да се измени със скок и започва процес на комутация на тока, който завършва в момента  $\theta_2$ , когато входният ток на инвертора изцяло протича през тиристора  $Th_1$ . По време на комутацията в общата точка на катодите на тиристорите се установява напрежение, равно на половината от това между анодите им. След момента  $\theta_2$  върху тиристора  $Th_2$  се подава обратно напрежение, което трябва да осигури запушването му. Обратното напрежение действа до момента  $\theta_3$ , когато напрежението  $u_1$  става отрицателно. Времевият интервал между  $\theta_2$  и  $\theta_3$  трябва да е по-голям от необходимото време за запушване на тиристора  $Th_2$ . Ако това не се изпълни, след момента  $\theta_3$  върху тиристора  $Th_2$  се подава напрежение в права посока и той ще се отпуши. Вследствие на това ще се премине в изправителен режим, ще протече много голям ток и това ще предизвика повреда на някои от елементите.

На фиг. 4.22г е показано изменението на токовете, протичащи през тиристорите  $Th_1$  и  $Th_2$  и през двете половини на вторичната намотка на мрежовия транс -

форматор, а на фиг. 4.22д – изменението на тока в първичната намотка на мрежовия трансформатор. Двата тока текат с различни посоки спрямо началото на вторичната намотка и вследствие на това токът в първичната намотка през двата полупериода е с различна полярност. Форма на изходния ток на инвертора е близка до правоъгълната и преходът през нулата е изместен спрямо този на напрежението на мрежата. Това показва, че инверторът генерира висши хармонични в тока и едновременно с отдаването на активна мощност в мрежата черпи от нея реактивна мощност.

## Еднофазен мостов автономен инвертор



Фиг. 4.23.

Автономните инвертори в зависимост от начина на връзка със захранващия източник се разделят на инвертори на ток и инвертори на напрежение.

При инверторите на ток след захранващия източник се свързва дросел с голяма индуктивност и вследствие на това по време на комутацията входният ток практически не се променя, а в изходната верига на инвертора се генерира променлив ток с правоъгълна форма. Като ключови елементи се използват предимно еднооперационни тиристори, на които се подават управляващи импулси само в момента на отпушване.

Инверторите на напрежение се свързват директно към постояннотоковия захранващ източник и на изхода му се генерира променливо напрежение с правоъгълна форма. За комутацията на напрежението се използват пълно управляеми елементи – транзистори, двуоперационни тиристори (може да се управлява както включването, така и изключването им), еднооперационни тиристори с допълнителна схема за осигуряване на запушването им.

На фиг. 4.23а е дадена схемата на мостов автономен инвертор на напрежение. Като елементи за комутация се използват полупроводникови транзистори.

Положителният полупериод на изходното напрежение се изработва при едновременно отпушване на транзисторите  $T_1$  и  $T_3$ . За генериране на отрицателния полупериод (в момента  $t_1$  на фиг. 4.23б) транзисторите  $T_1$  и  $T_3$  се запушват и се отпушват транзисторите  $T_2$  и  $T_4$ . При чисто активен товар (фиг. 4.23в) формата на изходния ток повтаря формата на

изходното напрежение. При индуктивен характер на товара при протичане на ток в индуктивността се натрупва енергия и въпреки че са отпушени транзисторите  $T_2$  и  $T_4$ , токът се стреми да запази посоката си, като протича през диодите  $D_2$  и  $D_4$ , свързани успоредно на транзисторите  $T_2$  и  $T_4$ , и се връща в захранващия източник. След момента  $t_2$ , когато токът си смени посоката, той започва да тече през отпушените транзистори  $T_2$  и  $T_4$ . В момента  $t_3$  се изработват сигнали за запушване на транзисторите  $T_2$  и  $T_4$  и отпушване на транзисторите  $T_1$  и  $T_3$ . Процесът се повтаря, като запасената енергия в дросела  $L$  предизвиква връщане на ток в захранващия източник през диодите  $D_1$  и  $D_3$ , свързани успоредно на транзисторите  $T_1$  и  $T_3$ , и т.н.

## **Непрекъсваеми източници на електроенергия**

За някои от съвременните електронни устройства и изчислителни средства, за да си запазят работоспособността, се налага да бъде осигурявана денонощно качествена електрическа енергия – стойностите на определени величини трябва да са в предписаните от стандартите за качество граници (например:

- честотата на мрежата трябва да е в границите  $50\text{Hz} \pm 0,1\text{Hz}$ ;
- отклонението на големината на трифазното напрежение –  $< 5\%$ ;
- коефициентът на нелинейните изкривявания на доставеното напрежение –  $< 5\%$ ;
- да липсват пренапрежения, спадове в напрежението и прекъсване на напрежението с продължителност по-голяма от един полупериод на захранващото напрежение –  $10\text{ ms}$ .

Пренапреженията и прекъсванията при някои случаи могат да доведат до сриване на работата на захранваните устройства и системи (загубване на информация, прекъсване на управлявания процес) и повреждане на елементи и къси съединения.

Проблемите от лошото качество на електроенергията – смущения и спиране на захранването – се преодоляват с непрекъсваеми токозахранващи източници

UPS (Uninterruptible Power Supply). При нарушаване нормалната работа на мрежата те подават електрическа енергия до момента, когато захранваната система може безопасно да бъде изключена.

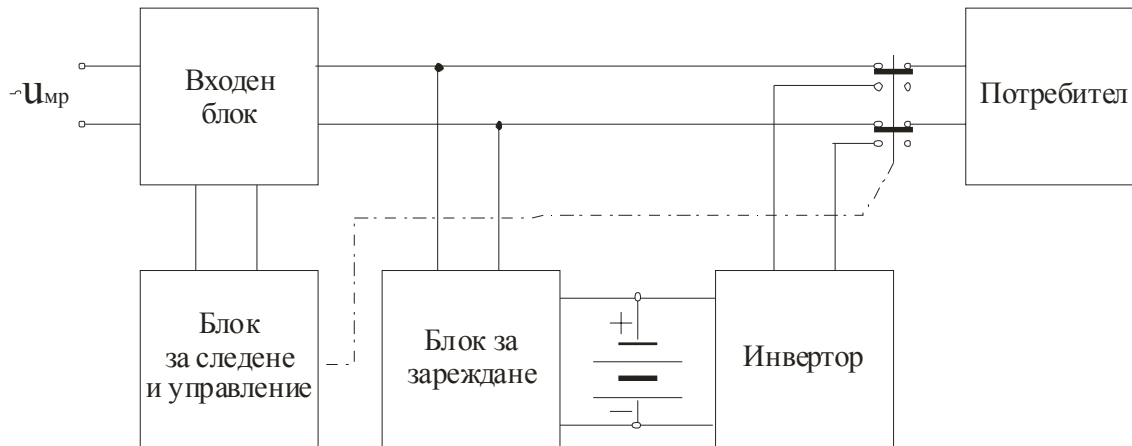
Непрекъсваемите токозахранващи източници (UPS) съдържат следните основни възли:

- входен блок (филтър),
- блок за следене, управление и комутации,
- акумулатор,
- блок за зареждане на акумулатора,
- инвертор.

В зависимост от това работи ли инверторът при нормална електрическа мрежа те могат да се разделят на три групи:

- с изключен инвертор – **off-line** устройства;
- с инвертор, взаимодействащ с мрежата – **line-interactive** устройства;
- с постоянно работещ инвертор – **on-line** устройства.

При ***off-line устройствата*** (фиг. 4.24), когато мрежата е с нормални параметри, захранването на потребителя се извършва директно от мрежата след филтриране на смущенията в нея – шумове, пикове и пренапрежения.



**Фиг. 4.24.**

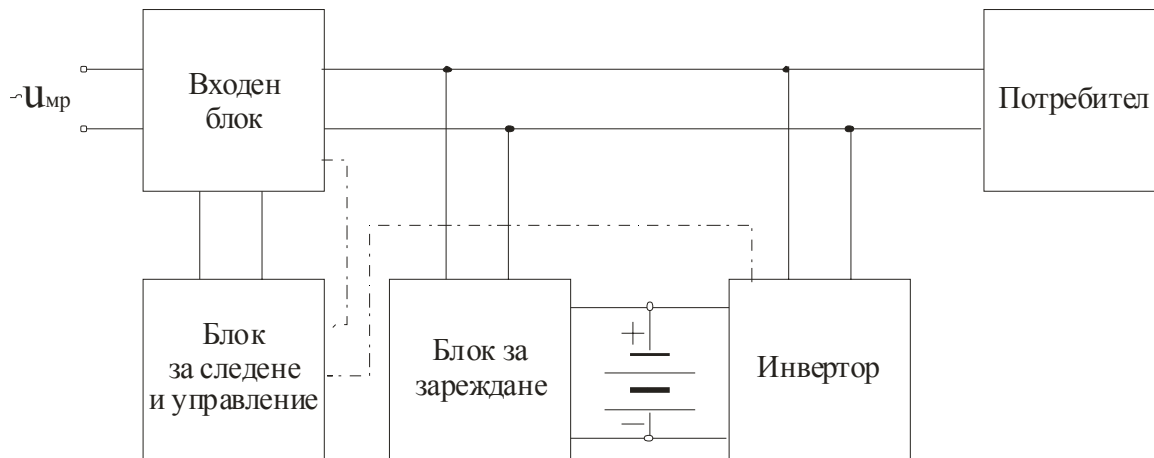
Паралелно на товара е включен блокът за зареждане на акумулаторната батерия, към която е свързан инверторът. При излизане на мрежата от нормите потребителят се превключва към инвертора чрез бързодействащо електромагнитно реле за време от порядъка на 5ms. Този тип устройства са прости, надеждни и са по-евтини. Използват се за малки мощности до 2kVA.



При по-големи мощности трансформаторите им стават прекалено големи по размер и тегло и цената им нараства.

Ако параметрите на мрежата са нестабилни, блокът за следене и управление ще превключва потребителя ту към инвертора, ту към мрежата и акумулаторната батерия няма да може да се зареди, докато не спрат смущенията.

## Линейно-интерактивни (line-interactive) устройства



Фиг. 4.25.

При взаимодействаните с мрежата (**line-interactive**) устройства блокът за следене и управление следи през много малки времеви интервали формата на мрежовото напрежение и го сравнява с предварително зададен модел. При малки отклонения от модела (до 5% от номиналната стойност) инверторът, който е

свързан паралелно на захранването от мрежата, се намесва и възстановява формата на изходното напрежение. При по-големи отклонения се задейства регулатор на входното напрежение, намиращ се във входния блок, който чрез автотрансформатор коригира отклонения до 25%. По този начин се разширяват границите на входното напрежение, при които инверторът се включва изцяло до изчезване на смущенията.

Времето за превключване на потребителя изцяло към инвертора и прекъсване на захранването от мрежата при по-големи отклонения от нормите е практически 0s поради паралелната работа и наличието на индуктивни елементи.

Подобни устройства се произвеждат с мощност до 5kVA. По-големи мощности са икономически неизгодни.

Предимствата им са:

- идеална форма на захранващото напрежение;
- висок КПД (до 98%);
- разширен диапазон на допустимото отклонение на входното напрежение, при което се включва инверторът.

Недостатъците са сравнително по-голямата сложност и по-голямото тегло.

**On-line устройствата** (фиг. 4.26) са с двойно преобразуване на енергията. При тях захранваният потребител е включен към инвертора, който се захранва от акумулаторните батерии. Когато мрежата е под напрежение, получаваната от нея променливотокова енергия се преобразува в постояннотокова, която се използва за зареждане на акумулаторите и захранване на инвертора. Инверторът извършва второ преобразуване на енергията – от постояннотокова в променливотокова – и я подава към товара. Благодарение на двойното преобразуване на напрежението товарът е защитен от всички видове смущения в мрежата (пикове, спадове, прекъсвания, електромагнитни и радиочестотни шумове, хармоници и др.). Те се потискат и филтрират още при първото преобразуване, когато се зареждат акумулаторните батерии. Инверторът се захранва от акумулаторите с идеално изчистено от смущения постоянно напрежение.



**Фиг. 4.26.**

## Предимства:

On-line непрекъсваемите захранвания генерират чисто синусоидално напрежение с честота и амплитуда, съответстващи на нормите, независимо от честотата и амплитудата на входното напрежение.

Изходната верига е галванично развързана от входната.

Не е необходимо време за превключвания.

Схемата работи добре както с линейни, така и с нелинейни товари.

## Недостатъци:

- нисък коефициент на полезно действие (КПД) поради загубите в токоизправителя и инвертора,
- нужда от добро охлаждане за разсейване на тези загуби,
- по-висока цена.