

Схемата на фиг. 5.9 е на еднофазен мостов паралелен инвертор на ток с "отсичащи" диоди. Тя се различава от схемата на обикновения мостов паралелен инвертор на ток по това, че последователно с всеки тиристор е свързан по един диод и комутациите кондензатори са два —  $C_1$  и  $C_2$ . Нека разгледаме да започне при полярност на напрежението  $u_{C_1}$  и  $u_{C_2}$ , означена без скоби на фиг. 5.9. Такава полярност се получава, когато е протичал ток през тиристорите  $T_2$  и  $T_4$  по веригата  $+U_d - L_d - T_2 - C_1 - D_1 - Z - D_3 - C_2 - -U_d$ .

Когато тиристорите  $T_1$  и  $T_3$  получат управляващи импулси, те се включват, а тиристорите  $T_2$  и  $T_4$  веднага се изключват от напрежението  $u_{C_1}$  и  $u_{C_2}$ , които им се подават като обратни напрежения през  $T_1$  и  $T_3$ . Товарният ток  $i$  тече по веригата  $+U_d - L_d - T_1 - C_1 - Z - D_2 - Z - D_4 - -C_2 - T_3 - -U_d$ . В тази верига са включени последователно захранващият източник, входният дросел, изходната верига  $A-B$  и двата комутирани кондензатора. Кондензаторите  $C_1$  и  $C_2$  се презареждат. Полярността на  $u_{C_1}$  и  $u_{C_2}$  е показана в скоби. Когато напрежението  $u_{C_1}$  и  $u_{C_2}$  при зареждането на кондензаторите се изравнят с товарното напрежение  $u$ , което става при някаква стойност  $U_C$ , се отпускат диодите  $D_1$  и  $D_3$ . Токът обръща посоката си, като започва да тече през  $T_1 - D_1 - Z - D_3 - T_3$ . Следователно диодите са "отсекли" товара от комутациите кондензатори и те не могат да се зареждат повече от определената стойност  $U_C$ .

Действието на схемата ще се повтори, когато тиристорите  $T_2$  и  $T_4$  получат презареждащи импулси, при което  $T_1$  и  $T_3$  се изключват и започва презареждане на кондензаторите.

Стойността на капацитетите  $C_1$  и  $C_2$  могат да се определят от неравенството

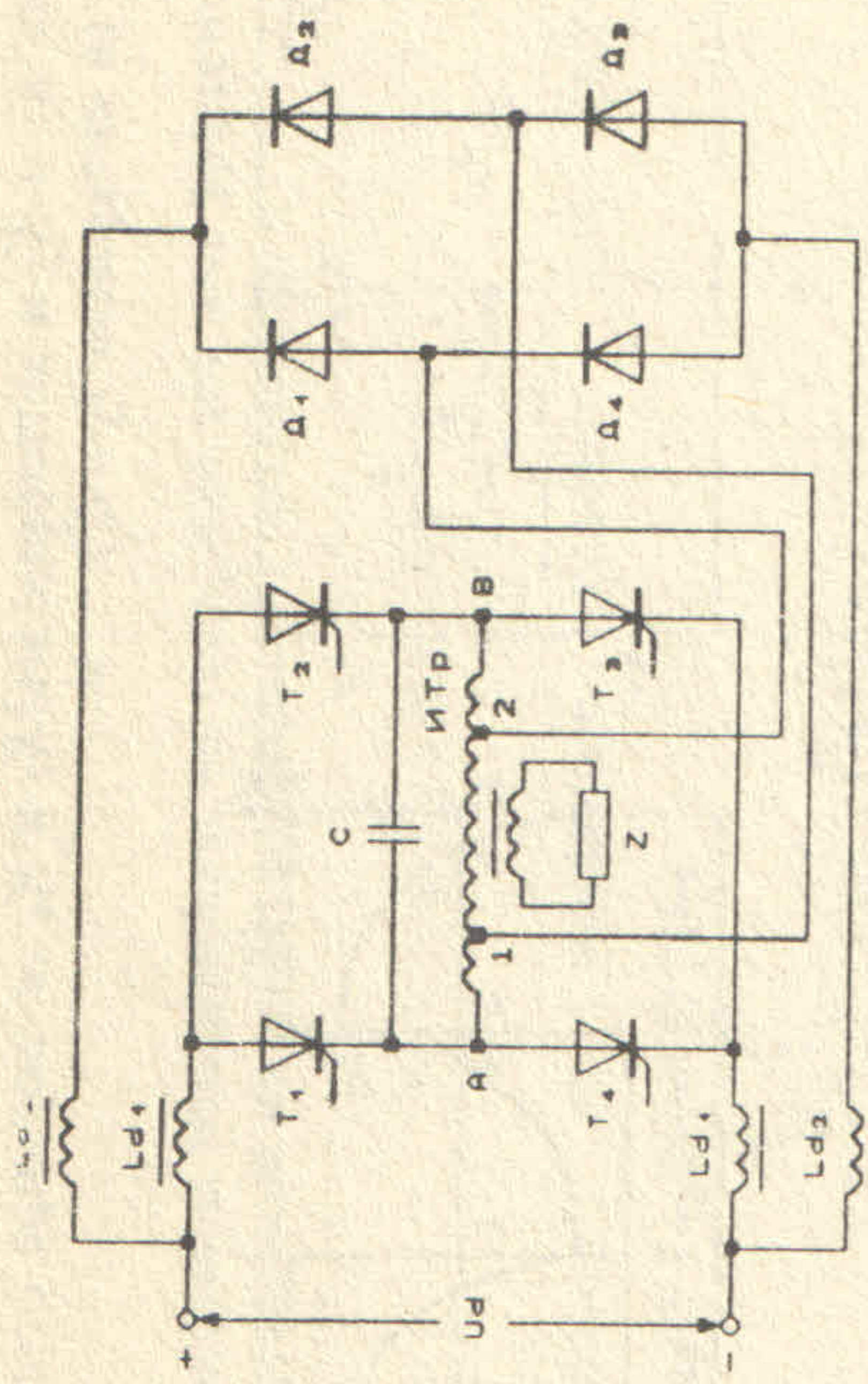
$$(5.34) \quad C_1 = C_2 \geq \frac{I_d t_q}{2U_C}$$

Разгледаната схема може да работи стабилно в широк обхват на изменение на параметрите на товара и честотата.

В практиката намира приложение и трифазният мостов инвертор с "отсичащи" диоди (фиг. 5.10), главно за регулиране на оборотите на асинхронни двигатели.

Идеята на схемите на инверторите на ток с обратни токоизправители е илюстрирана със схемата от фиг. 5.11.

При нормални стойности на товарното напрежение обратният изправител, изгълнен с диодите  $D_1 - D_4$ , не работи, тъй като постоянното захранващо напрежение  $U_d$  го държи заглушен.



фиг. 5.11

Ако изходното напрежение на инвертора между точките  $A$  и  $B$  започне да нараства, нараства и напрежението между точките 1 и 2 на първичната намотка на инверторния трансформатор  $ИТР$ , което се подава за изправяне към обратния изправител. Когато това напрежение достигне стойност, при която диодите на токоизправителя могат да се отпуснат, токоизправителят започва да изправя и през изгладящите дросели  $L_{d2}$  допълнителната енергия вместо да се натрупва в комутационния кондензатор  $C$  се връща обратно в постояннотоковия източник. Изходното напрежение на инвертора се ограничава на определена стойност, близка до номиналното напрежение.

### 5.3. ИНВЕРТОРИ НА НАПРЕЖЕНИЕ

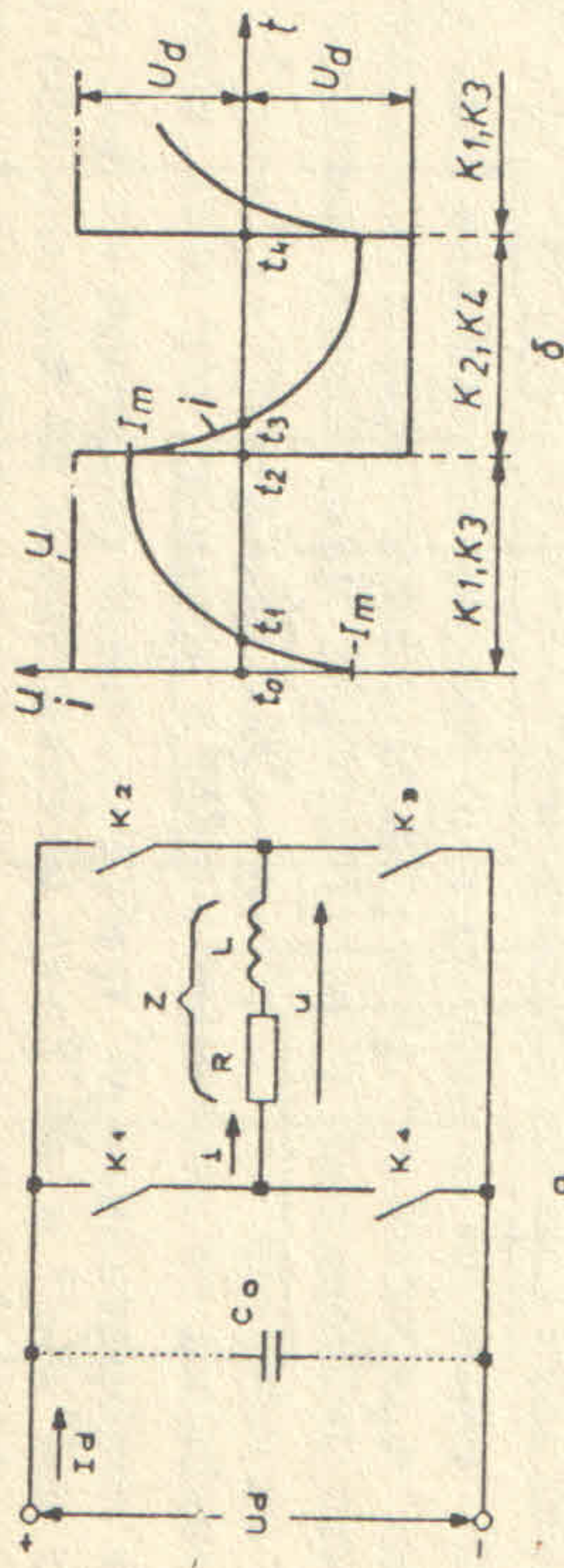
Характерна за инверторите на напрежение ( $ИН$ ) е правоъгълната форма на променливото товарно напрежение с амплитуда, равна на захранващото напрежение. Формата на тока се определя от характера на товара.

#### 5.3.1. Принцип на действие

Идеализираният вид на еднофазен инвертор е показан на фиг. 5.12а. При затваряне на ключовете  $K_1$  и  $K_3$  захранващото напрежение със стойност  $U_d$  се подава към товара и се създава положителният полупериод на изходното напрежение — интервала  $t_0 - t_2$  (фиг. 5.12б). При



отваряне на  $K_1$  и  $K_3$  и затваряне на  $K_2$  и  $K_4$  се формира отрицателната полуълна (в интервала  $t_2 - t_4$ ).



фиг. 5.12

Ако товарът има активен характер, токът следва формата на запазващото напрежение. При активно-индуктивен товар токът сменя полярността си с определено закъснение, което се дължи на нагрупаната в товарната индуктивност енергия. Нека в края на положителния полупериод (в интервала  $t_1 - t_2$ ) товарният ток има указаната посока. При отваряне на ключовете  $K_1/K_3$  и затваряне на  $K_2/K_4$  токът запазва посоката си благодарение на запасената енергия в товарната индуктивност и в интервала  $t_2 - t_3$  протича от  $-U_d$  през  $K_4, Z, K_2$  към  $+U_d$ . В същото време товарното напрежение сменя полярността си — започва отрицателен полупериод. С други думи, в началото на всеки полупериод източник на енергия е товарната индуктивност, а източникът на напрежение  $U_d$  се превръща в консуматор. След изчерпване на запасената в индуктивността енергия токът става нула и сменя полярността си в съответствие с полярността на товарното напрежение (в интервала  $t_3 - t_4$ ).

От описания принцип на действие следва, че ключовете  $K_1, K_2, K_3$  и  $K_4$  трябва да имат двустранна проводимост и в електронните схеми се реализират като насрещно-паралелно свързани транзистор или тиристор и диод. Източникът на напрежение  $U_d$  също трябва да позволява токът през него да протича в двете посоки. Ако това не е възможно (напр., когато като източник на запазващо напрежение се ползва токоизправител), винаги се включва филтровият кондензатор  $C_0$ .

За определяне на ефективната стойност на основната хармонична на товарното напрежение получената крива се разлага в ред на Фурие и се получава

$$U_{eff} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot U_d. \quad (5.35)$$

Законът, описващ изменението на товарния ток във времето, се определя след решаване на диференциалното уравнение

$$L \cdot \frac{di}{dt} + R \cdot i = U_d. \quad (5.36)$$

При отчитане на началните условия  $i(0) = i(t_0) = -I_m$  и  $i(T/2) = i(t_2) = I_m$  се получава

$$i = \frac{U_d}{R} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right) \right] - I_m \cdot \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot t\right), \quad (5.37)$$

където максималната стойност на тока е

$$I_m = \frac{\frac{U_d}{R} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot \frac{T}{2}\right) \right]}{1 + \exp\left(-\frac{R}{L} \cdot \frac{T}{2}\right)}. \quad (5.38)$$

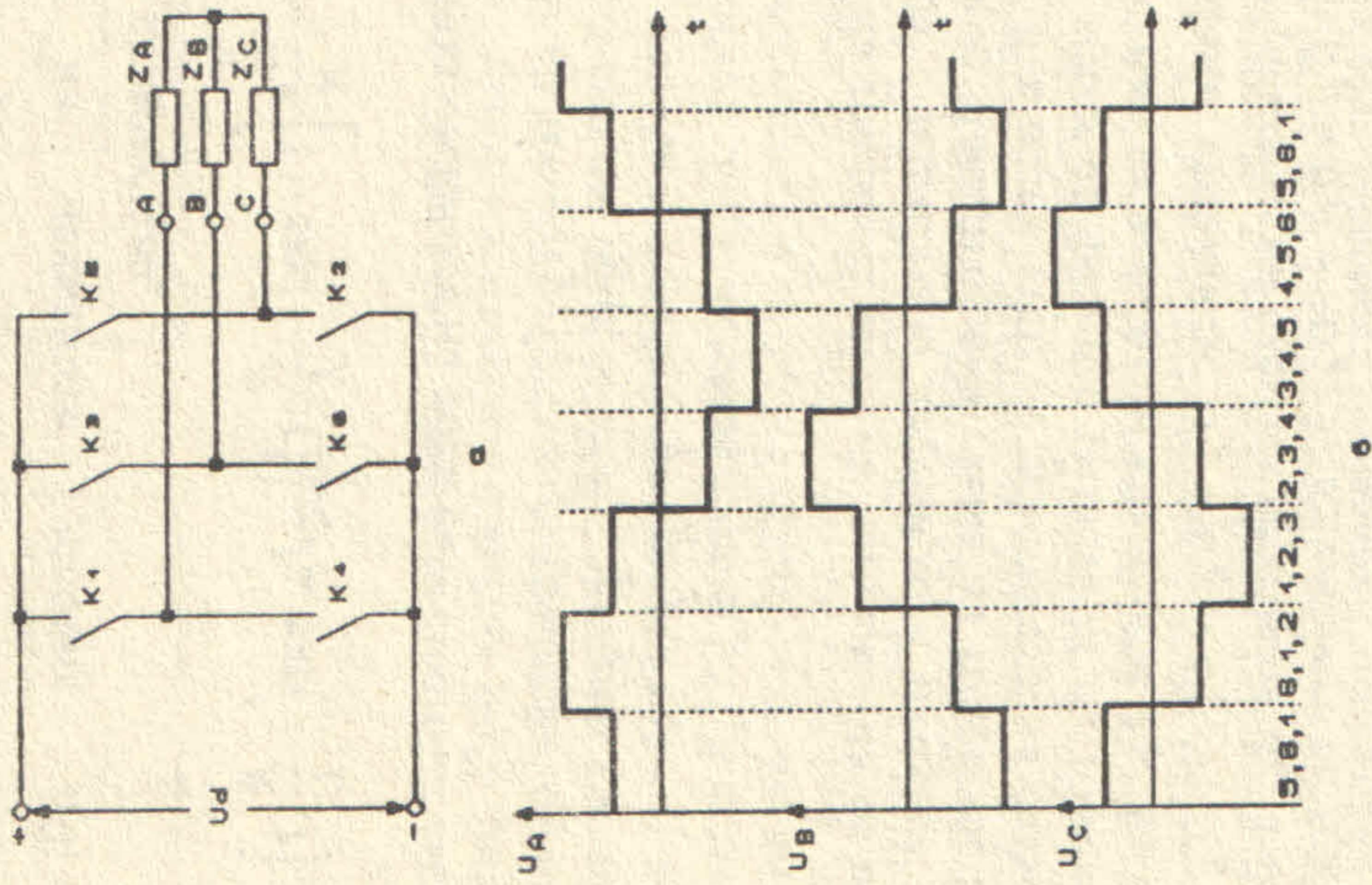
За получаване на трифазна система напрежения се използват три еднофазни инвертора с подходящо дефазирани изходни напрежения или трифазни инвертори. Идеализирана схема на трифазен инвертор е показан на фиг. 5.13а. Във всеки етап от действието на схемата са затворени три ключа. Върху всеки от фазните резистори на товара се прилага или  $U_d/3$ , или  $2 \cdot U_d/3$ . Ако са затворени ключовете  $K_5, K_6, K_1$ , фазните напрежения имат следните стойности:  $U_A = U_C = U_d/3, U_B = -2 \cdot U_d/3$ . При следващия етап от работата на схемата се отваря  $K_6$ , а се затваря  $K_2$ . Тогава  $U_A = 2 \cdot U_d/3, U_B = U_C = -U_d/3$ . Ключовете се превключват аналогично и се формират напрежения с показаната на фиг. 5.13б форма.

Инверторите на напрежение се изграждат по три варианта схеми: мостова, полумостова по трансформаторна схема със средна точка и полумостова по схема с разделен ذخарнаващ източник.

Реализирането на реално действащи инвертори на напрежение става чрез замяна на механичните ключове с управляеми полупроводникови прибори, двустранната проводимост на които се осъществява с помощта на насрещно свързани диоди. Съвременното развитие на силовите полупроводникови прибори позволява в повечето случаи на



практическо приложение на инвертори на напрежение да се използват транзистори – биполарни, MOSFET, IGBT, с техните предимства в реализацията на по-гъвкави алгоритми за управление и по-добрите честотни възможности. При необходимост от получаване на по-големи мощности се използват тиристори. Това усложнява схемните решения поради необходимостта от създаване на отрицателно запушващо напрежение с помощта на специални комутирани възли.



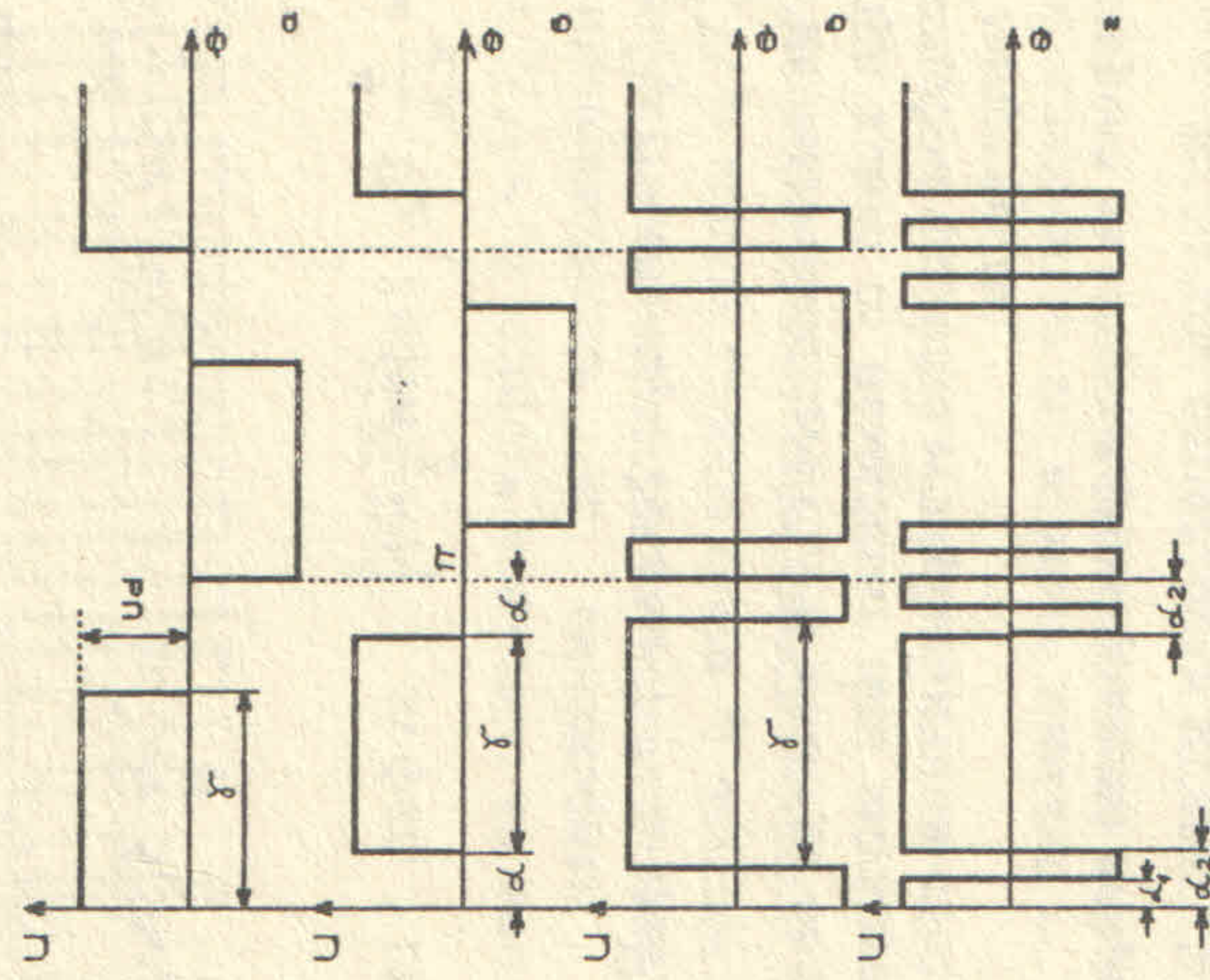
Фиг. 5.13

### 5.3.2. Регулиране на изходното напрежение

Във всички инвертори регулиране на изходното напрежение може да се осъществява чрез регулиране на захранващото им напрежение, което в повечето случаи е свързано с влошаване на фактора на мощността на консумираната от източника мощност. Поради това винаги

се предпочитат методите за регулиране на изходното напрежение, които използват особеностите в принципа на действие и възможностите за регулиране на напрежението в рамките на самия инвертор.

Инверторите на напрежение са най-подходящи за регулиране на изходното напрежение чрез промяна на алгоритъма на работата им, без да се променя захранващото напрежение. Това може да се разбере, ако се предположи, че схемата от фиг. 5.12 работи с активен товар. Нека да са включени ключовете  $K_1$  и  $K_3$ , при което върху товара се създава положителният полупериод. Ако тези ключове се изключат преди края на полупериода, то в изхода на инвертора напрежението ще се нулира. Същото се повтаря и в отрицателния полупериод. Тогава формата на товарното напрежение ще има вида, показан на фиг. 5.14a.



Фиг. 5.14

Ако ъгълът на провеждане, означен с  $\gamma$ , се увеличава, ще расте и ефективната стойност на изходното напрежение и обратно. Този начин на регулиране на ефективната стойност на изходното напрежение е известен като широчинно-импулсно регулиране или широчинно-импулсна модулация (ШИМ).

Разглежданото изменение на продължителността на импулсите става



чрез изменение на моментите на изключване на ключовете в схемата, т.е. получава се едностранно регулиране или едностранна модулация. Ако продължителността на импулса се регулира чрез промяна, обикновено симетрична, и на момента на включване на ключовете се получава двустранна модулация (фиг. 5.14б). И в двете форми на изходното напрежение положителният полуцикл е съставен само от импулси с положителна полярност. Този вид модулация се нарича едностранна. При двуполярната модулация във всеки полуцикл към товара се подават и положителни, и отрицателни сигнали (фиг. 5.14в и 5.14г). Естествено, в положителния полуцикл преобладава положителната полярност и обратно.

За определяне на възможностите на използвания метод за регулиране на напрежението се прави хармоничен анализ на синтезираната крива на изходното напрежение  $u$ . Амплитудата на  $n$ -тата хармонична се определя от изразите:

$$U_{m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \sin\left(n \frac{\gamma}{2}\right) \quad \text{за фиг. 5.14а,б}$$

$$(5.39) \quad U_{m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot \left(2 \cos n \frac{\gamma}{2} - 1\right) \quad \text{за фиг. 5.14в}$$

$$U_{m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot (1 - \cos n\alpha_1 + 2 \cos n\alpha_2) \quad \text{за фиг. 5.14г}$$

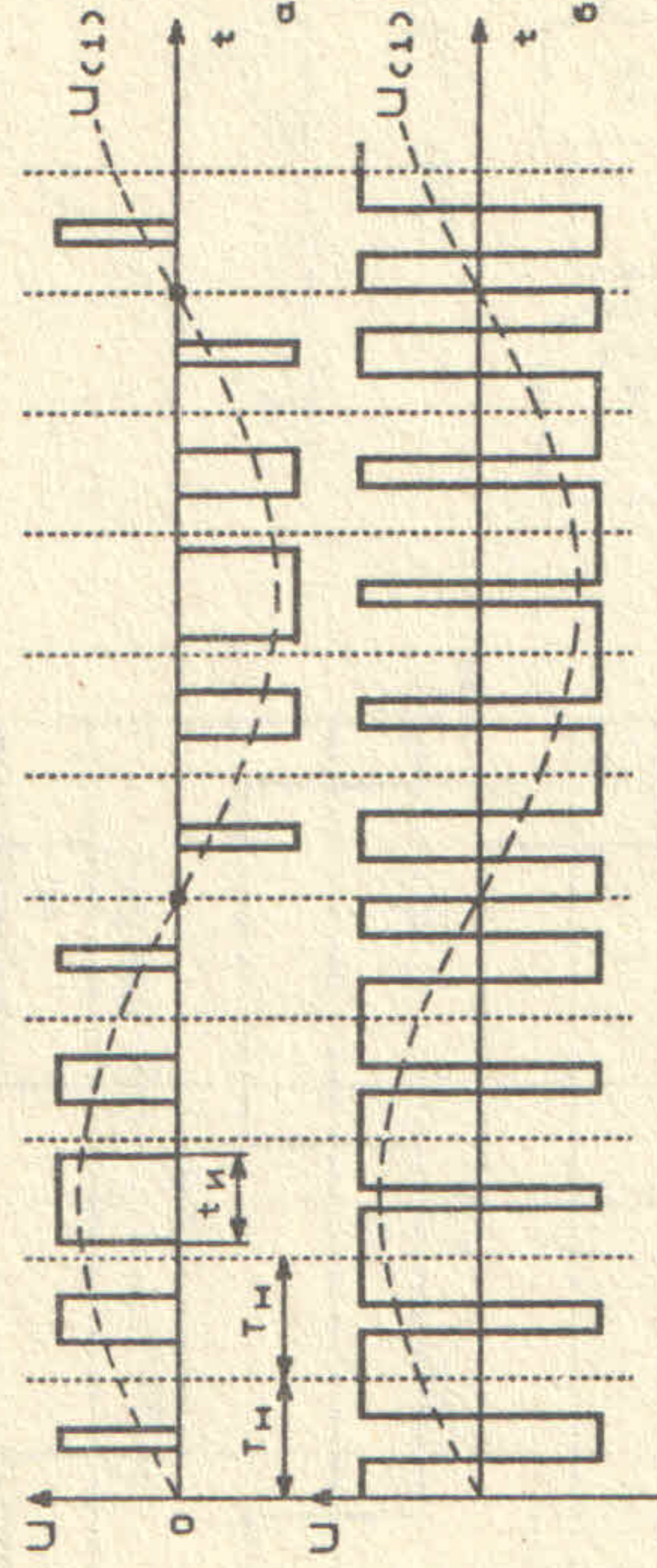
Чрез използване на зависимостите (5.39) може да се изчислят ъгли-те на регулиране, при които се намаляват или анулират хармонични съставки и да се подобри формата и хармоничния състав на синтезираното променливо напрежение.

### 5.3.3. Синтезиране на синусоидално изходно напрежение

Обикновено инверторът на напрежение е основният блок в т.н. UPS (Uninterruptible Power Supply), които се използват за резервиране на захранването на отговорна апаратура в системата на телекомуникациите, при компютърна обработка на информация, в енергетиката, в специализирани системи за контрол и управление. Друга важна област на приложение е задвижването на асинхронни двигатели. В тези случаи се налага синтезиране на синусоидално по форма изходно напрежение. Следователно в получената крива на напрежението трябва да се съдържа само хармонични с малка относителна амплитуда или със значително по-

висока честота от основната, което облекчава тяхното филтриране.

Най-разпространеният начин за постигане на тази цел е използването на синусоидална ШИМ, при която всеки полуцикл се получава от серия импулси с фиксирана честота (много по-висока от товарната) и продължителност, изменяща се по синусоидален закон. На фиг. 5.15а е показан едностранният вариант на синусоидална ШИМ, а на фиг. 5.15б — двуполярният.



фиг. 5.15

За всеки период на носещата честота  $T_H = 1/f_H$  средната стойност на товарното напрежение за едностранна модулация е  $u_H = E_d \cdot t_H / T_H$ . При положение, че изменението на продължителността на захранващия импулс  $t_H$  става според закона  $t_H / T_H = u \cdot \sin \Omega t$ , средната стойност на всеки напрежителен квант се изразява с равенството

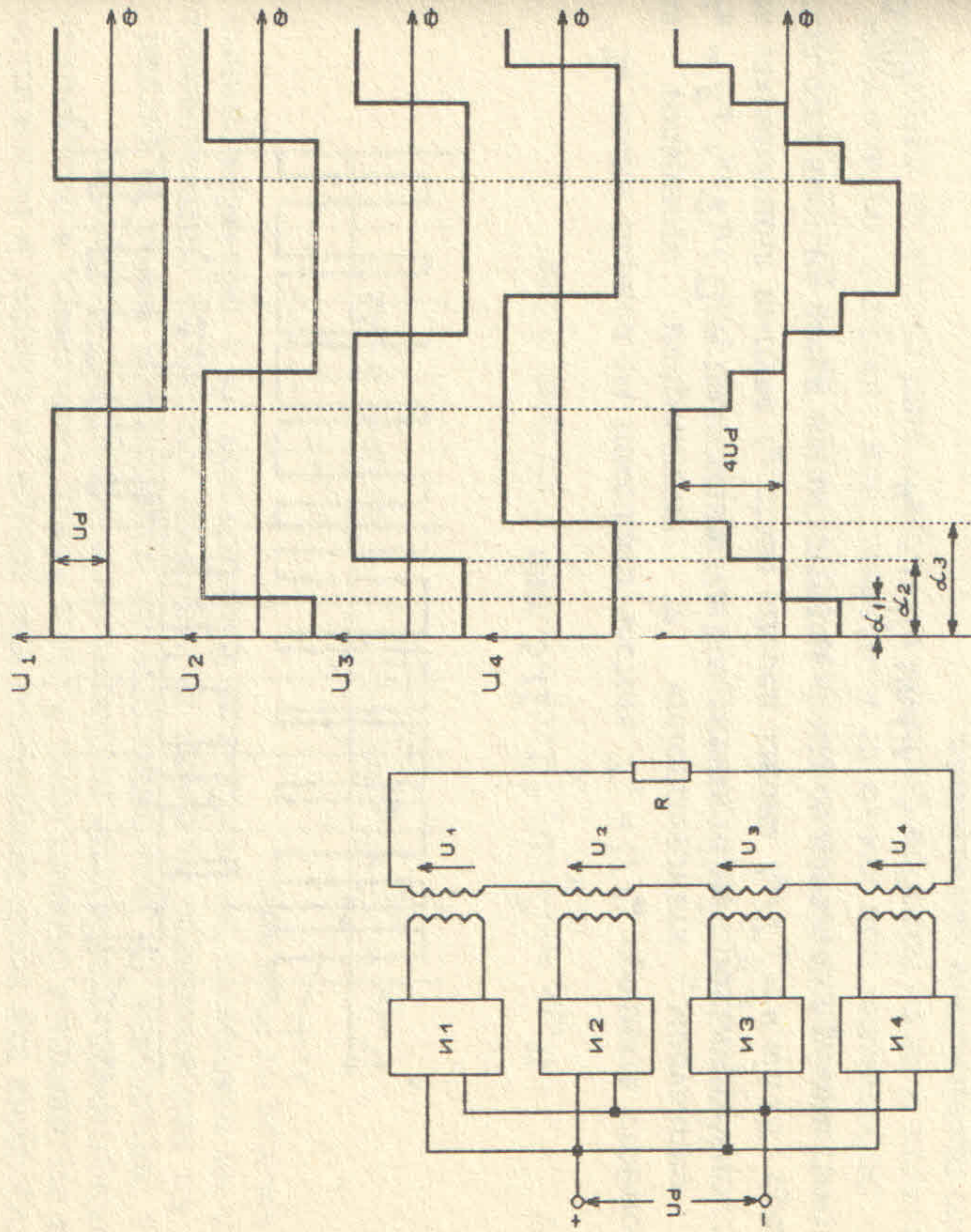
$$(5.40) \quad u_H = \mu \cdot U_d \sin \Omega t,$$

където  $\Omega = 2\pi F$  — ъглова честота на напрежението върху товара, а  $\mu = 0 \div 1$  е дълбочина на модулацията.

Вижда се, че изходното напрежение може плавно да се регулира посредством промяна на коефициента  $\mu$  при задволителен хармоничен състав. И при двата вида модулации амплитудата на първата хармонична е  $U_{m(1)} = \mu \cdot E_d$ . В спектъра на синусоидалната ШИМ освен основната хармонична се появяват високочестотни съставки около честотите  $f_H, 2 \cdot f_H$  и т.н., което облекчава филтрирането им и получаването на синусоидално напрежение с малък коефициент на нелинейни изкривявания. При двуполярната ШИМ носещата честота  $f_H$  трябва да е нечетно кратна на основната  $F$ , особено при отношения  $f_H / F \leq 21$ . При-



емлив хармоничен състав се получава при отношение на носещата честота към основната  $f_n/F \geq 15$ . Обикновено се избира  $f_n$  според честотните възможности на електронните елементи, изпълняващи ролята на ключовете в схемата, и особеностите в действието на конкретната силова схема. За тиристорни схеми  $f_n \leq 1 \text{ kHz}$ , а за транзисторни — над  $16 \text{ kHz}$ .



фиг. 5.16

фиг. 5.17

Друг широко разпространен начин за получаване на синусоидални напрежения с добър хармоничен състав е методът на геометричното сумиране. При него няколко инвертора на напрежение — в случая  $I_1, I_2, I_3, I_4$ , свързани последователно, работят с общ товар (фиг. 5.16). Напрежението, формирано от всеки от инверторите (фиг. 5.17), е дуплярно и дефазирано спрямо това на първия инвертор на ъгъл  $\alpha_1, \alpha_2$  или  $\alpha_3$ . Най-често всяко напрежение е дефазирано спрямо предишното на един и същи ъгъл  $\alpha$ . Изходното напрежение  $u$  е векторна сума

на изходните напрежения на четирите инвертора (фиг. 5.18)  
(5.41)

$$u = u_1 + u_2 + u_3 + u_4$$

и има стъпалообразна форма, както това е показано на фиг. 5.17.

Въз основа на уравнение 5.39 за хармоничните съставлящи на всяко от напреженията на инверторите са валидни равенствата:

$$(5.42) \quad U_{1m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot \sin n\omega t,$$

$$(5.43) \quad U_{2m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot \sin n(\omega t - \alpha_1),$$

$$(5.44) \quad U_{3m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot \sin n(\omega t - \alpha_2),$$

$$(5.45) \quad U_{4m(n)} = \frac{4}{\pi \cdot n} \cdot U_d \cdot \sin n(\omega t - \alpha_3).$$

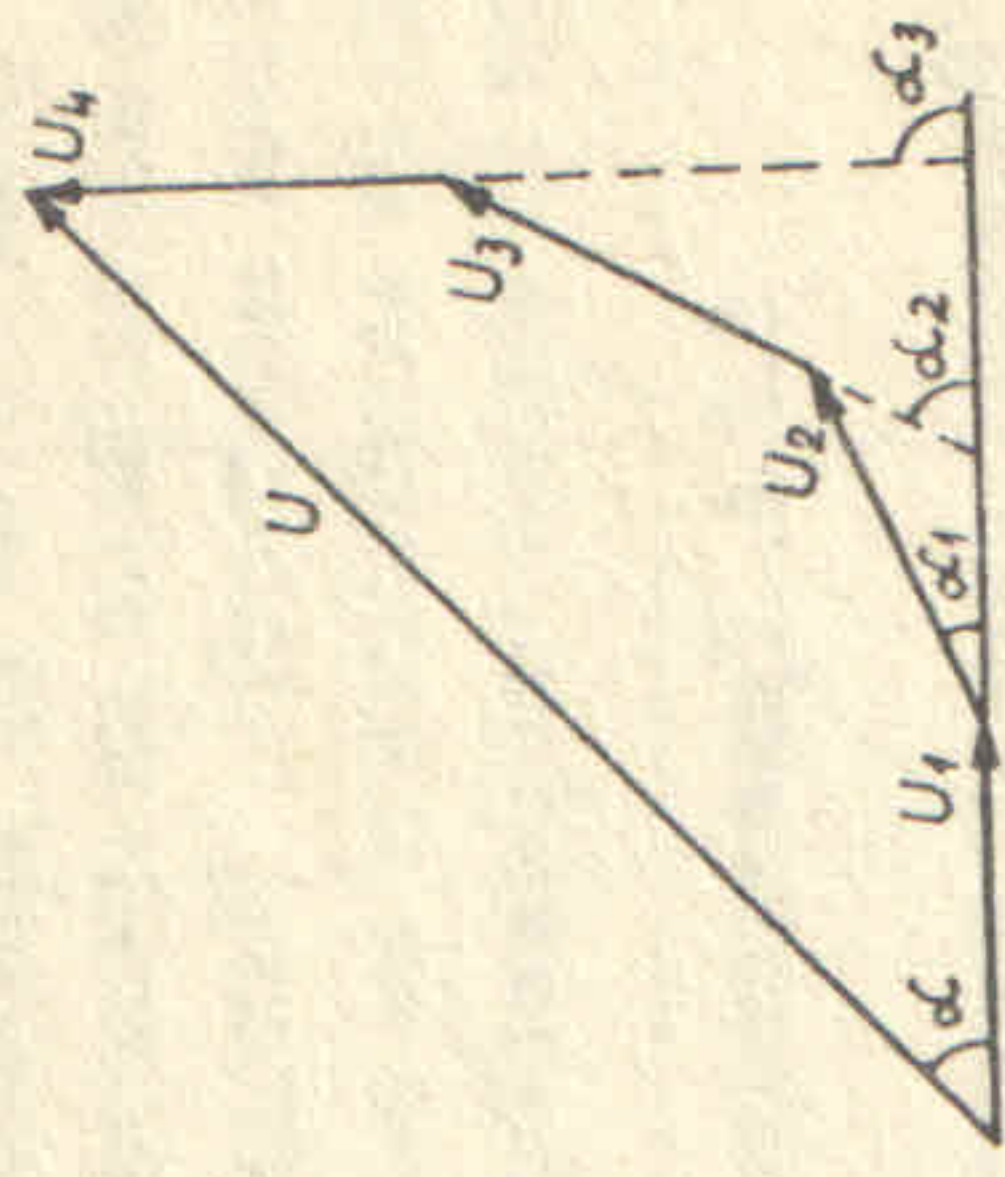
При използването на тези изрази и допускането, че  $\alpha_1 = \alpha, \alpha_2 = 2\alpha, \alpha_3 = 3\alpha$ , за хармоничните, съдържащи се в кривата на изходното напрежение, се получава:

$$(5.46) \quad U_{m(1)} = \frac{4}{\pi} \cdot U_d \cdot [\sin \omega t - \sin(\omega t - \alpha) - \sin(\omega t - 2\alpha) - \sin(\omega t - 3\alpha)],$$

$$(5.47) \quad U_{m(3)} = \frac{4}{3\pi} \cdot U_d \cdot [\sin 3\omega t - \sin 3(\omega t - \alpha) - \sin 3(\omega t - 2\alpha) - \sin 3(\omega t - 3\alpha)],$$

$$(5.48) \quad U_{m(5)} = \frac{4}{5\pi} \cdot U_d \cdot [\sin 5\omega t - \sin 5(\omega t - \alpha) - \sin 5(\omega t - 2\alpha) - \sin 5(\omega t - 3\alpha)]$$

и т.н.



фиг. 5.18

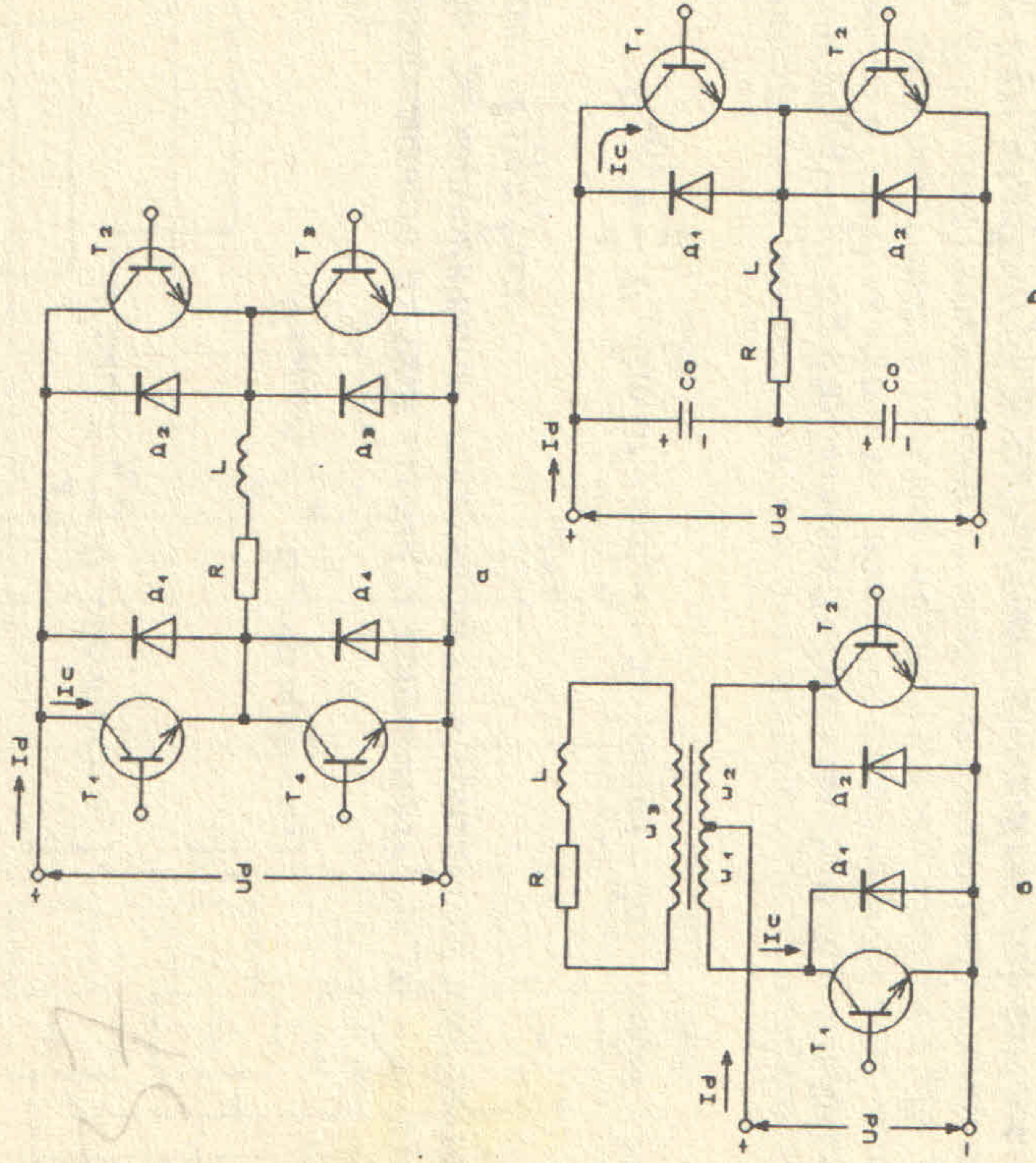


Чрез подходящ подбор на ъгъла на дефазиране  $\alpha$  може да се елиминира произволна или произволни хармонични в кривата на товарното напрежение. Например при  $\alpha = \pi/6$  се елиминира третата хармонична, при  $\alpha = \pi/10$  — петата и т.н.

Този метод на синтезиране на синусоидално напрежение е удобен при използване на нисковолтови захранващи източници и сравнително големи мощности. Изходната мощност е приблизително равна на сумата от мощностите на всички звена и се получава с помощта на прибори за ниско напрежение.

### 5.3.4. Транзисторни схеми на инвертори на напрежение

Транзисторните инвертори най-точно реализират идеализираното действие на описаните до момента схеми и принципи на действие и регулиране на товарното им напрежение.



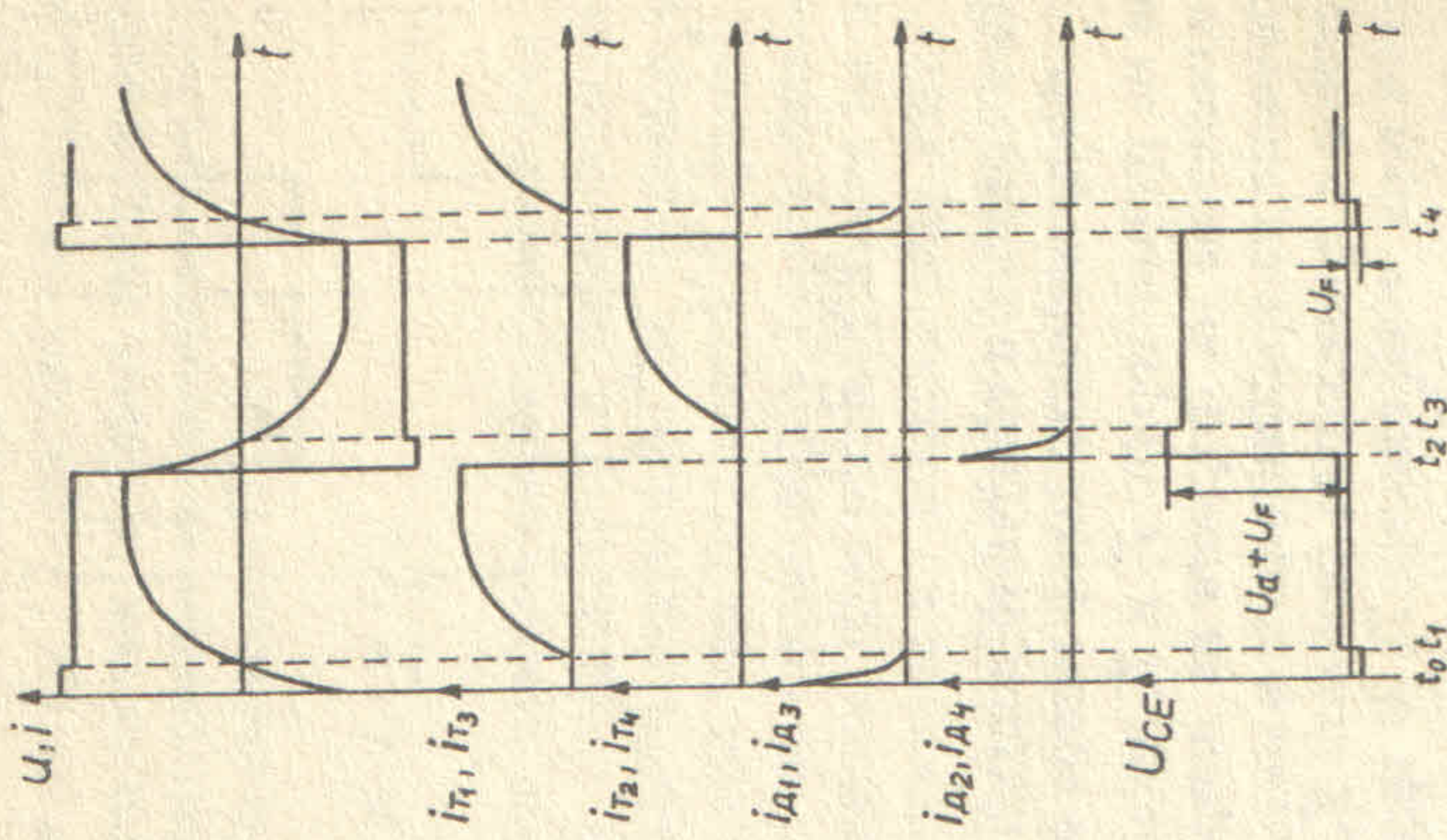
фиг. 5.19

Трите основни схеми на инвертори на напрежение с транзистори са показани на фиг. 5.19. Най-приспособима към различни алгоритми на управление и форми на изходното напрежение е мостовата схема (фиг. 5.19а). При отпушване на транзисторите  $T_1$  и  $T_3$  (интервала  $t_1 - t_2$  на фиг. 5.20) продължава формирането на положителния полупериод на товарното напрежение. Ако товарът има активно-индуктивен характер, след запушването на тази двойка транзистори в момента  $t_2$ , започват да провеждат диодите  $D_2$  и  $D_4$ . Товарното напрежение сменя полярността си, като амплитудата му превишава захранващото напрежение  $U_d$  с падовите върху двата диода. Натрупаната в товарната индуктивност енергия се връща в захранващия източник. Токът през товара започва да спада и се нулира в момента  $t_3$ . Ако тогава се отпушат транзисторите  $T_2$  и  $T_4$ , тогава, но в обратно посока, и ще продължи формирането на отрицателния полупериод на изходното напрежение. Амплитудата на товарното напрежение е по-малка от постоянното захранващо напрежение  $U_d$  с напрежението на насищане на двата транзистора. На фиг. 5.20 са показани и формите на напрежението  $U_{CE}$  върху транзистора  $T_1$  и токовете през транзисторите и диодите. Напрежението върху транзисторите се определя от захранващото напрежение

$$(5.49) \quad U_{CE} = U_d + U_F,$$

където  $U_F$  е падът в права посока на обратните диоди, а амплитудната и средната стойност на тока през тях са съответно

$$(5.50) \quad I_{C_{MAX}} = I_d \quad \text{и} \quad I_C = I_d / 2.$$



фиг. 5.20



Когато е необходимо да се получи по-малка ефективна стойност на изходното напрежение, се скъсява интервалът, по време на който се подава напрежение към товара, т.е. транзисторите се запушват преди края на съответния полупериод. Ако трябва да се реализира еднополярна модулация и товарът е с индуктивен характер, формата на товарното напрежение (фиг. 5.21а) ще се различава от идеалната. След запушване на транзисторите  $T_1$  и  $T_3$  – в момента  $t_1$ , се отпушват диодите  $D_2$  и  $D_4$ . Формира се отрицателна полярност на напрежението. Когато се изчерпи натрупаната енергия в товарната индуктивност, диодите се запушват – моментът  $t_2$ . Напрежението върху товара в интервала  $t_2 - t_3$  е нула. При отпушване на транзисторите  $T_2$  и  $T_4$  процесите се повтарят. За избягване на това изменение на формата на напрежението се променя алгоритъмът на включване на транзисторите в инвертора. След като в положителния полупериод е провеждала двойката  $T_1/T_3$ , се запушва само единият от двата транзистора – например  $T_3$ . В интервала  $t_1 - t_2$  енергията на товарната индуктивност се разсейва по веригата  $T_1, Z(L_T, R_T), D_2$ , без да се връща в хранящия източник. Напрежението върху товара остава приблизително нула до отпушване на следващата двойка транзистори (фиг. 5.21б).

Такъв режим на работа може да се получи само при мостовата схема, което определя нейното по-често приложение. Трансформаторната схема от фиг. 5.19б има подобен принцип на действие. При отпушване на транзистора  $T_1$  се създава положителният полупериод на напрежението върху товара чрез трансформаторната връзка между  $w_1$  и  $w_3$ , а при отпушване на  $T_2$  – отрицателният. Изходното напрежение се определя от хранящото и от коефициента на трансформация, което позволява получаването на произволни стойности на това напрежение. Основен недостатък на схемата е, че напрежението върху транзисторите е два пъти по-голямо от хранящото поради трансформаторната връзка:

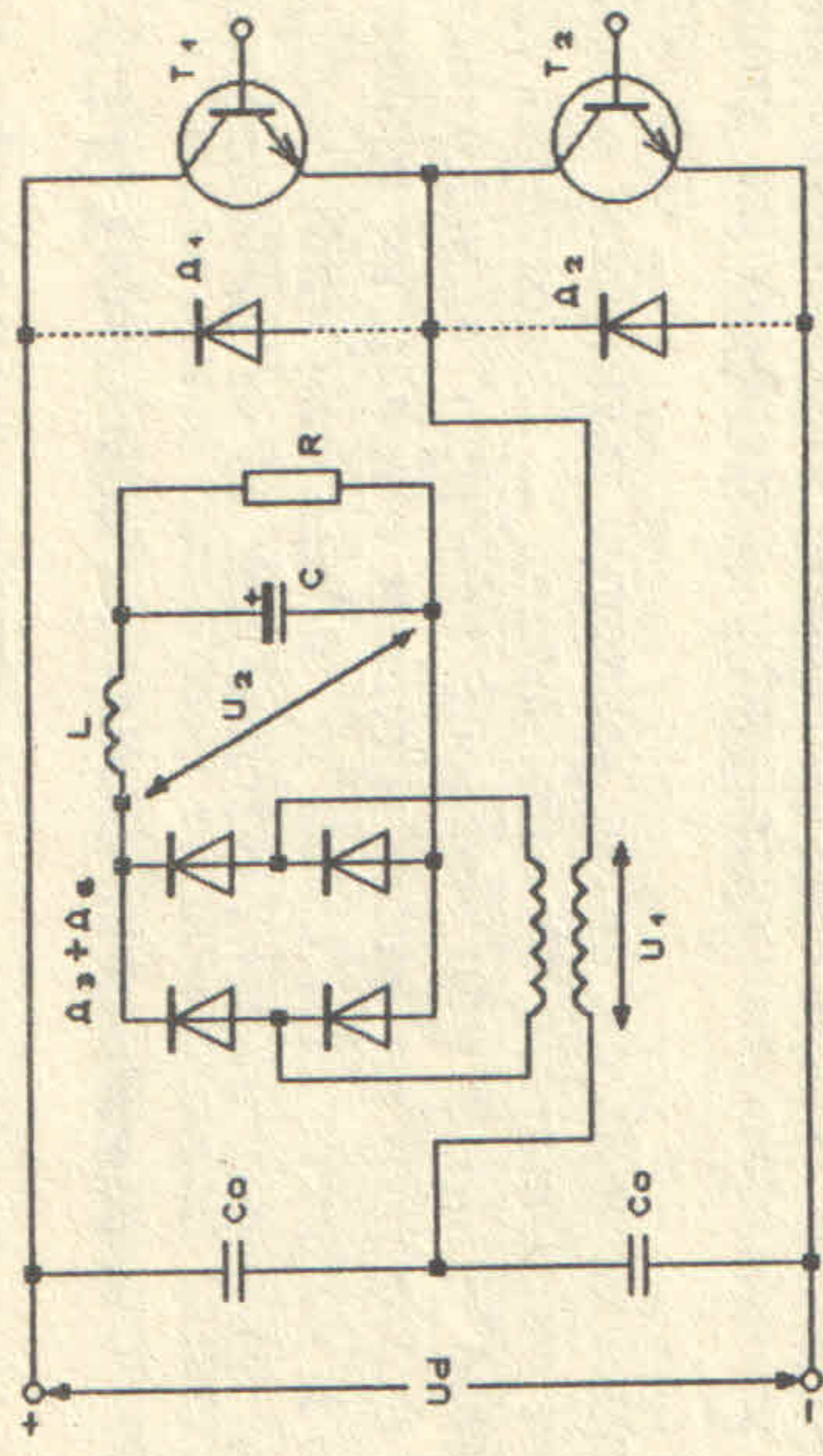
$$U_{CE} = 2 \cdot (U_d + U_F), \quad (5.51)$$

където  $U_F$  е падът в права посока на обратните диоди. Максималната и средната стойност на тока през транзисторите се определя по (5.50).

И схемата от фиг. 5.19а има аналогично действие, но амплитудата на товарното напрежение се определя от  $U_d / 2$ , поради което е удобна за използване при получаване на по-малки изходни напрежения и мощности. Напрежението върху транзисторите се определя по (5.49), а оразмеряването им по ток се извършва съгласно (5.52)

$$I_{C_{MAX}} = 2 \cdot I_d \quad \text{и} \quad I_C = I_d. \quad (5.52)$$

Важна особеност на транзисторните схеми е необходимостта от наличието на определена пауза между запушването и отпушването на приборите, която да гарантира сигурното запушване на провеждащите транзистори. Това е най-силно изразено при биполярните транзистори, при които времето за разсейване на неосновните токоносители и времето за запушването им са най-големи. При пренебрегване на това условие може да се получи късо съединение на хранящия източник през транзисторите, което е свързано и с големи комутационни загуби в структурите им с непредвидими последици за тяхната работоспособност.



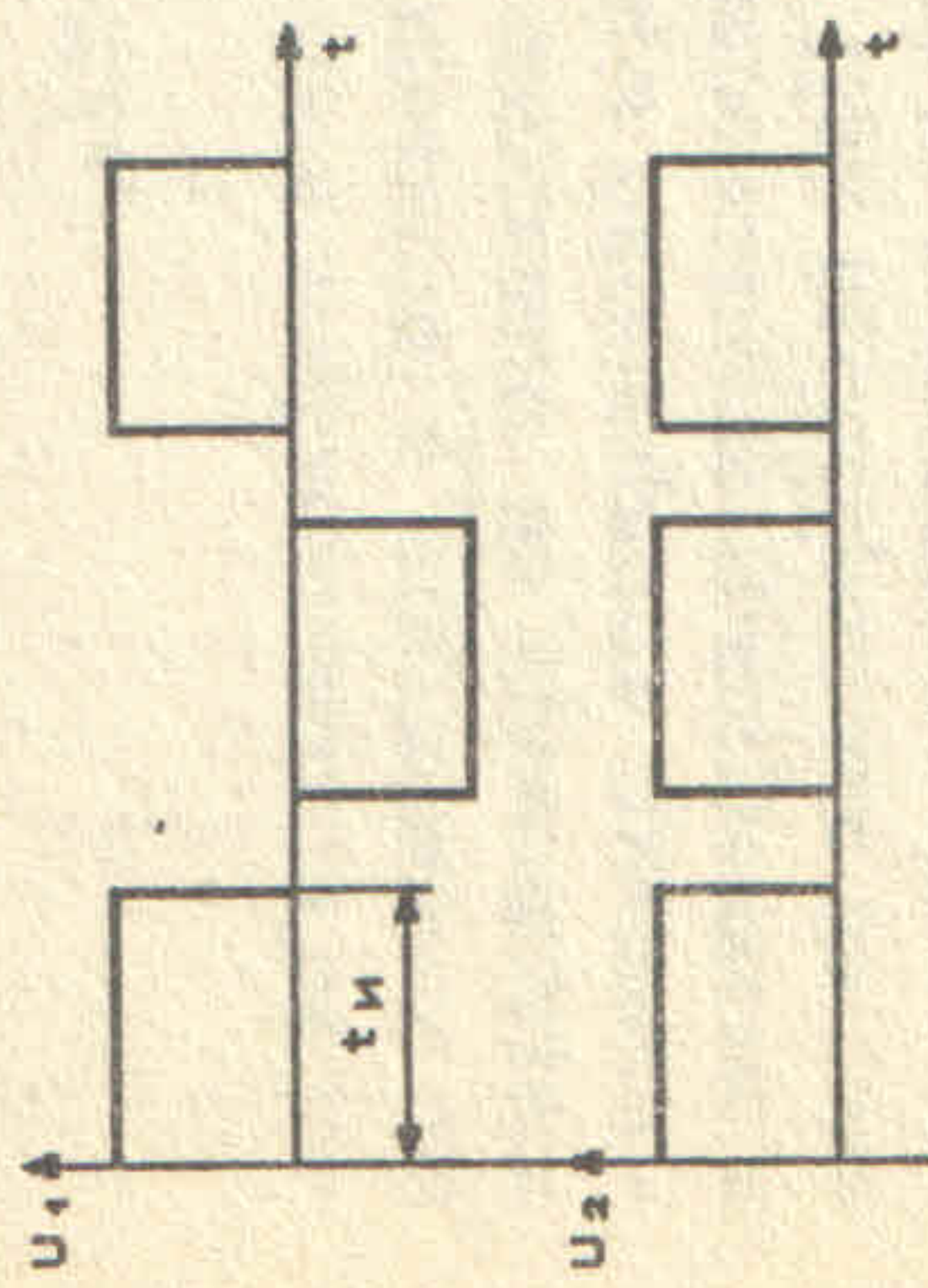
фиг. 5.22

Много често транзисторните инвертори на напрежение се използват за междинно звено в преобразувателите от постоянно в постоянно напрежение. Това са т.нар. DC/DC преобразуватели (фиг. 5.22). Най-вече се използва някоя от полумостовите инверторни схеми ( $T_1, T_2, D_1, D_2$ ), комплектована с полумостов или мостов токоизправител ( $D_3 + D_4$ ). Постоянното хранящо напрежение  $U_d$  се преобразува в променливо ( $U_1$  на фиг. 5.23) с помощта на инвертора, което се изпра-



ва ( $U_2$ ) и филтрира, за да се получи новото постоянно напрежение. Неговата стойност зависи от коефициента на трансформация и продължителността на импулсите  $t_n$ . Обикновено честотата на преобразуване е относително висока, което намалява обема и теглото на трансформатора  $T_r$  и филтриращите елементи  $L$  и  $C$ .

Особено в случая е, че енергията на товарната и филтровата индуктивност се разсейва в товара с помощта на изправителните диоди  $D_3 + D_6$ . Диодите  $D_1$  и  $D_2$  служат за разсейване само на енергията на намагнитващата индуктивност на първичната намотка и могат да са съвсем маломощни. Естествено, всички диоди трябва да са съобразени с честотата на работа на преобразувателя — ако тя е сравнително висока, диодите трябва да са бързодействащи, с малко време за обратно възстановяване.



Фиг. 5.23

### 5.3.5. Тиристорни инвертори на напрежение

Когато е необходимо да се получат по-големи товарни мощности, се използват тиристорни инвертори. Те не са така гъвкави и с възможност за синтезиране на точни и идеални криви на изходното напрежение като транзисторните. Основен проблем при тяхната реализация е комутацията на тиристорите — създаването на отрицателно запущащо напрежение, което усложнява силовите схеми на тиристорните инвертори на напрежение.

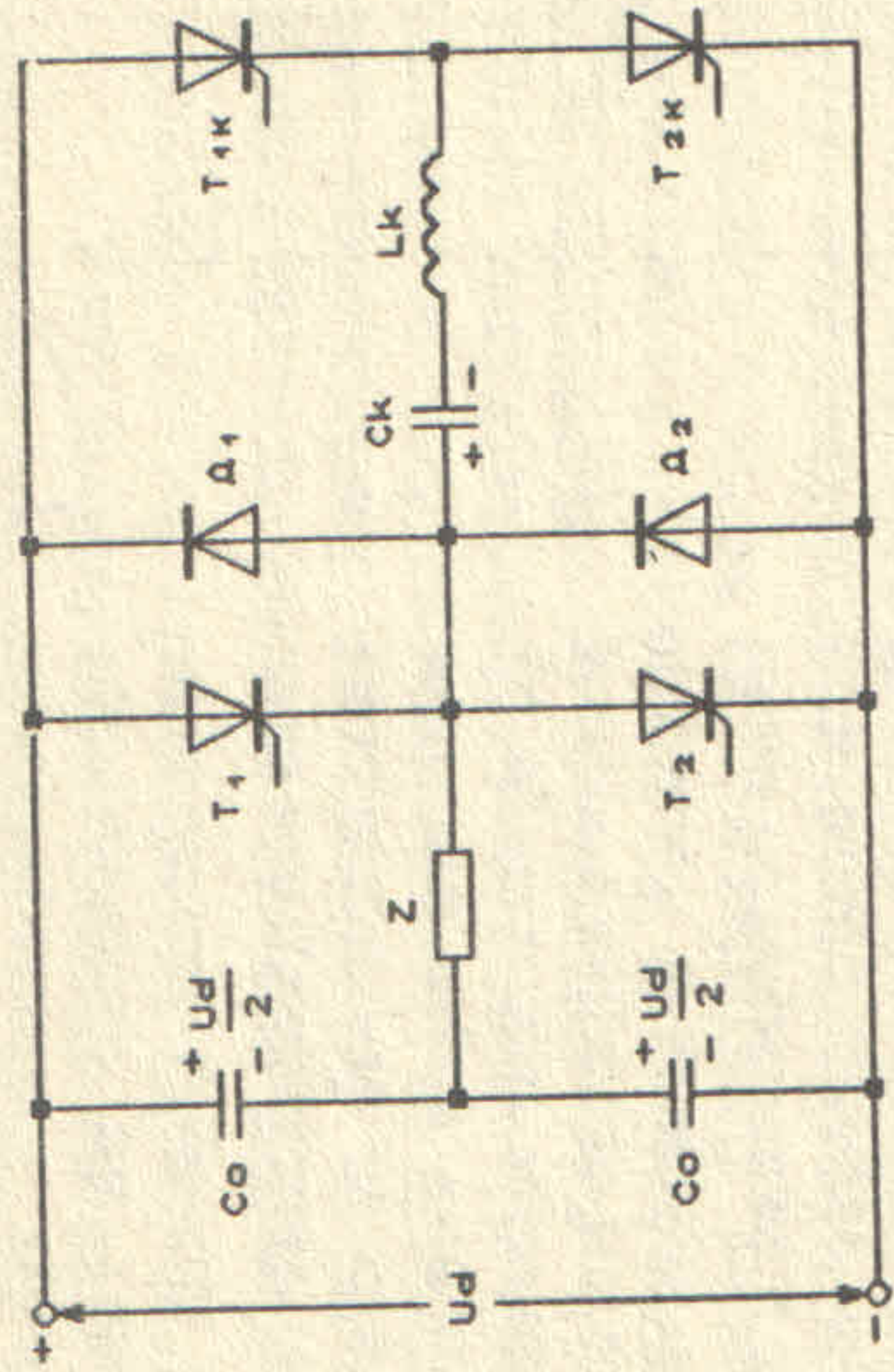
Според метода на комутация тиристорните инвертори се делят на две групи: със спомогателно-импулсна (двустепенна) и с взаимно-импулсна комутация.

#### Инвертори на напрежение със спомогателно-импулсна комутация

1. Принцип на действие.

За опростяване на разглеждането на принципа на действие на инверторите на напрежение от този вид и начина на комутация на тиристорите се използва полумостовата схема (Фиг. 5.24). Схемата се състои от два основни полупроводникови ключа с двустранна проводимост —  $T_1, D_1$  и  $T_2, D_2$ , филтровите кондензатори  $C_0$  създават изкуствена средна точка, а групата за принудителна комутация е съставена от  $T_{1k}, T_{2k}, L_k$  и  $C_k$ .

Важно изискване за тиристорните инвертори на напрежение е осъществяване на кратка относителна продължителност на комутацията инвертал. Тогава процесите на комутация не се отразяват съществено върху протичането на електромагнитните процеси в схемата. Това позволява да се счита за неизменен токът през товара по време на комутацията.



Фиг. 5.24

Предполага се, че е отпушен основният тиристор  $T_1$  и се създава положителният полупериод на изходното напрежение, в края на който токът през товара достига максималната си стойност  $I_{max}$ . Формирането на отрицателния полупериод става чрез отпушване на тиристора  $T_2$ , но преди това трябва да се запущи  $T_{1k}$ . За целта в края на положителния полупериод се отпушва комутацият тиристор  $T_{1k}$  — момента  $t_0$  (Фиг. 5.25). Тогава комутацият кондензатор, чието начално напрежение  $u_C(t_0) = -U_H$  е с означената поляриност, се разрежда в резонансния кръг  $C_k, L_k, T_{1k}, T_{2k}$ . Генерира се комутиращ ток импулс  $i_k$  с почти синусоидална форма, който определя тока през комутацият тиристор. За нормална работа на инвертора амплитудата на комутацият импулс  $I_{kmax}$  трябва да превишава стойността  $I_{max}$  на товарния ток в момента на комутацията.

На пръв поглед през тиристора  $T_1$  протича ток от катода към анода му, но комутацият ток само се противопоставя на протичащия от анода към катода товарен ток. Анодният ток  $i_{T1}$  на тиристора  $T_1$ , определящ се от равенството

$$i_{T1} = I_{max} - i_k,$$