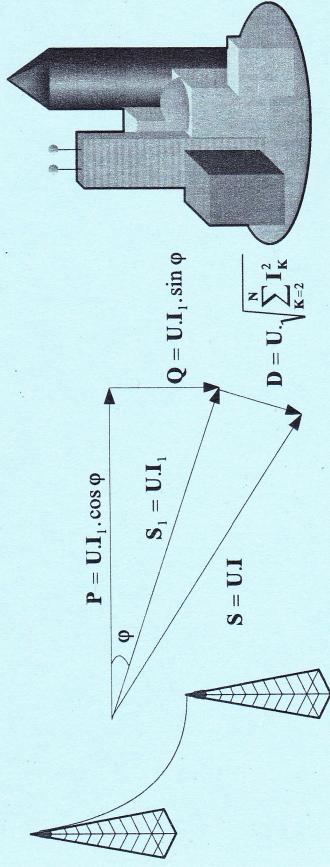


Михаил Анчев

---

## ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА



София, 2010

**Михаил Христов Анчев**

**ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА СИЛОВИ  
ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА**

**София**

**2010**

Ефективното и екологично използване на енергийните източници е обект на особено внимание в началото на новия век. Причини за това са ограничните ресурси и възникващите промени в климата на Земята. Важно място в системата на опазване на електрическата енергия заемат силовите електронни устройства, които са свързани с процесите на нейното производство, разпространение, преобразуване и регулиране. Широкото приложение на тези устройства в промишлеността и бита поставя с особена важност въпросите, свързани с тяхната енергийна ефективност. Те не могат да бъдат решени успешно без повишаване на фактора им на мощност и коефициента на полезно действие, както и с подобряване хармоничната състав на консумираната от захранващата мрежа ток. Тези въпроси са пряко свързани с електромагнитната съвместимост на силовите електронни устройства по отношение на захранващата мрежа, както и с рационалното използване на електрическата енергия.

През 1998 г. в страните от Европейския съюз бе извършило уеднакяване с въвеждането на нови норми и стандарти, регламентиращи показателите на силови електронни устройства спрямо мрежата, в зависимост от тяхната мощност и област на приложение. Водещи европейски и световни фирми в областта на електрониката и електротехниката прилагат все по-нови схеми и технологии в стремежка си да отговорят максимално на повишенияте изисквания. В резултат на това се забелязва засиленна активност на научните изследвания, свързани с енергийната ефективност на силовите електронни устройства.

За пръв път книгата е издадена през 2000 год. Предназначена е за специалисти по силова електротехника, електроенергетика, електроснабдяване и електрообзавеждане и електроника и докторанти по посочените специалности в техническите университети. Въпросът от такъв характер. Тя може да бъде полезна също при обучението на студенти, специализанти и докторанти по посочените специалности в техническите университети. В отговор на повишения интерес към разглежданите въпроси е подгответо настоящото второ, преработено и допълнено издание. Базирайки се на основни понятия и зависимости, в него са представени новите постижения на работещите в тази област специалисти от различни страни, както и резултати от научни изследвания и практически разработки на автора. Той с удоволствие би приел всячки забележки и препоръки, както и би оказал съдействие при решаването на практически проблеми на адрес:

Технически Университет – София  
Факултет по електронна техника и технология  
Катедра „Силова електроника“,  
Тел: 02 965 24 48  
E-mail: antchev@tu-sofia.bg

## СЪДЪРЖАНИЕ

Стр.	
5	1. Основни показатели на силовите електронни устройства по отношение на захранващата мрежа
12	2. Изменение на фактора на мощност при регулиране на еднофазни управляеми токоизправители
21	3. Изменение на фактора на мощност при регулиране на трифазни управляеми токоизправители
26	4. Управляемият токоизправител като източник на висши хармонични по отношение на захранващата мрежа
37	5. Връзка между хармоничния състав на изходното напрежение и този на тока от захранващата мрежа при управляемите токоизправители
43	6. Кофициент на полезно действие на управляемите токоизправители
46	7. Методи за подобряване фактора на мощност на управляемите токоизправители
80	8. Изменение на основните показатели при регулиране на еднофазни променливотокови регулатори
91	9. Изменение на основните показатели при регулиране на трифазни променливотокови регулатори
103	10. Методи за подобряване фактора на мощност при променливотоковите регулатори
111	11. Токоизправители с хистерезисно-токово следение
124	12. Активна корекция на фактора на мощност при неуправляеми токоизправители
143	13. Силови електронни устройства за подобряване качеството на електрическата енергия
180	14. Литература

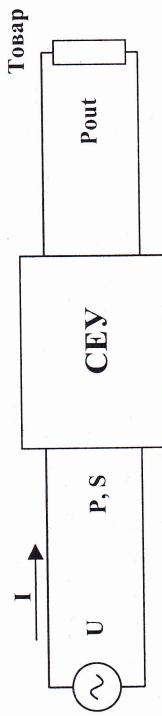
## ЕНЕРГИЙНА ЕФЕКТИВНОСТ НА СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА

Михаил Христов Анчев, автор

Издаватство „Атанас Григоров“,  
ISBN: 978-954-323-731-9  
София, 2010

## 1. ОСНОВНИ ПОКАЗАТЕЛИ НА СИЛОВИТЕ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА ПО ОТНОШЕНИЕ НА ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА

На фиг.1.1 е показано съврзано към захранващата мрежа силово електронно устройство (СЕУ), представящо в общия случай преобразувател на електрическа енергия (управляем или неуправляем токонизправител, променливотоков регулатор, компенсатор на реактивна мощност, преобразувател на броя на фазите, активен силов филтър). Това устройство осигурява за товара мощност  $P_{out}$ , натоварвайки захранващата мрежа с активна мощност  $P$  и пълна мощност  $S$ .



Тази книга посвещавам на моето семейство- съпругата  
ми Пети и дщерата ми Христо, Славка и Стефка.

Фиг.1.1

Факторът на мощност (power factor) Кр се дефинира като отношение на активната мощност (active power)  $P$  и пълната мощност (total apparent power)  $S$ .

$$K_p = \frac{P}{S} \quad (1.1)$$

Ако напрежението и токът от захранващата мрежа са несинусоидални, съдържат и постоянни съставни и са представени с развитието си в ред на Фурие, то активната мощност се дава с израза:

$$P = U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k \quad (1.2)$$

$U_k$  и  $I_k$  са ефективните стойности на  $k$ -тия хармоник на напрежението и тока, а  $\varphi_k$  - ъгълът на дефазиране между тях.

Пълната мощност е произведение на ефективните стойности на напрежението на захранващата мрежа  $U$  и тока от нея  $I$ :

$$S = UI \quad , \quad (1.3)$$

където

От (1.6) и (1.9) следва представянето на фактора на мощност по два начина:

$$U = \sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2} \quad \text{и} \quad I = \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2} \quad (1.4)$$

При заместване в (1.1) се получава:

$$K_P = \frac{U_0 I_0 + \sum_{k=1}^n U_k I_k \cos \varphi_k}{\sqrt{\sum_{k=0}^n U_k^2} \cdot \sqrt{\sum_{k=0}^n I_k^2}} \quad (1.5)$$

Обикновено се предполага, че напрежението на захранващата мрежа е синусоидално и не съдържа постоянна съставна, а токът от нея е несинусоидален. При това предположение от (1.5) се получава:

$$K_P = \frac{U_0 I_0 \cos \varphi_1}{U_1 \sqrt{\sum_{k=1}^n I_k^2}} = \frac{I_0 \cos \varphi_1}{\sqrt{\sum_{k=1}^n I_k^2}} = \frac{I_0 \cos \varphi_1}{I} = v \cos \varphi_1 \quad (1.6)$$

Както се вижда, факторът на мощност представлява произведение от две величини, стойността на всяка от които може да бъде равна най-много на 1:

- $v$  - коффициент на изкривяване формата на тока (distortion factor)
- $\cos \varphi_1$  - коффициент на дефазиране (displacement factor), при което  $\varphi_1$  е ъгълът на дефазиране между синусоидалното мрежово напрежение и първата хармонична на тока от мрежата.

Освен с коффициента на изкривяване формата на тока, несинусоидалността му се характеризира и с коффициента на хармонични (harmonic distortion factor or total harmonic distortion - THD):

$$K_H = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n I_k^2}}{I_1} \quad (1.7)$$

Лесно може да се намери връзката между двета коффициента

$$K_H = \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = \frac{1}{v} \sqrt{1 - v^2} \quad (1.8)$$

или

$$v = \frac{1}{\sqrt{1 + K_H^2}} \quad (1.9)$$

$$K_P = v \cos \varphi_1 = \frac{1}{\sqrt{1 + K_H^2}} \cos \varphi_1 \quad (1.10)$$

Коффициентът на полезно действие представлява отношение на изходната мощност  $P_{out}$  и активната мощност  $P$ :

$$\eta = \frac{P_{out}}{P} \quad (1.11)$$

Пълна представа за ефективноста на устройството дава коффициентът на ефективност (efficiency factor):

$$K_E = \frac{P_{out}}{S} = \eta K_P = \eta v \cos \varphi_1 = \eta \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + K_H^2}} \cdot \cos \varphi_1 \quad (1.12)$$

От тук се виждат и начините този коффициент да се приближи до 1, с които са свързани усилията на работещите в тази област специалисти:

- повишаване коффициента на полезно действие на силовите електронни устройства  $\eta = 1$ .

- консумираният от мрежата ток да бъде по възможност с ниско съдържание на хармонични –  $K_H=0$  или  $v=1$ .
  - първата хармонична на тока от мрежата да бъде във фаза с мрежовото напрежение –  $\varphi_1=0$ .
- При измерване и оценка на общото влияние на хармоничните понятия се използват и т.н.  $K$  – factor, както и фактор на загуби от хармонични (harmonic loss factor), дефинирани както следва [38]:

$$K - factor = \sum_{k=1}^{\infty} \left( \frac{I_k}{I_1} \right)^2 k^2 \quad (1.13)$$

$$F_H = \frac{\sum_{k=1}^{k_{max}} \left( \frac{I_k}{I_1} \right)^2 k^2}{\sum_{k=1}^{k_{max}} \left( \frac{I_k}{I_1} \right)^2} \quad (1.14)$$

По аналогичен на тока начин, се въвежда и използва и коффициентът на хармонични за променливото напрежение на даден източник, използвайки ефективните стойности на хармоничните на напрежението  $U_K$ .

$$K_H = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}}{U_1} \quad (1.15)$$

Трябва да се отбележи, че в различни източници и в различни области за кофициента на хармонични се срещат още наименованията "коefficient на несинусоидалност" и "клипфактор". Значително по-рядко, но съществува и използване на коефициента на хармонични (total harmonic distortion factor) във формата:

$$K_H = \sqrt{\frac{\sum_{k=2}^{\infty} U_k^2}{\sum_{k=1}^{\infty} U_k^2}}, \quad (1.16)$$

В определени случаи и наличие на интерхармонични се използва и коефициент на интерхармонични (total interharmonic distortion - TIHD):

$$K_{II} = \sqrt{\frac{\sum_{i \in \Delta} U_i^2}{U_1}}, \quad (1.17)$$

където  $\Delta$  е съвкупност от всички интерхармонични компоненти.

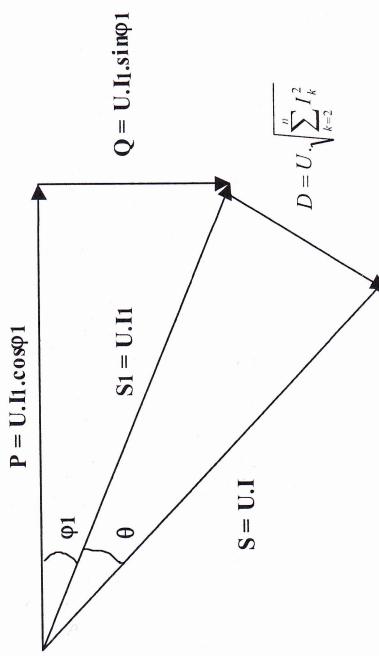
Нека предположим, че токът от захранващата мрежа има идеална синусоидална форма, но е дефазиран спрямо мрежовото напрежение на ъгъл  $\varphi$ . Векторната диаграма на мощностите за този случай е представена на фиг. 1.2. Освен пълната  $S$  и активната  $P$  мощности на нея е представена и реактивната мощност (reactive or quadrature power)  $Q$ .

За този случай  $v = \cos\theta$  и са в сила зависимостите:

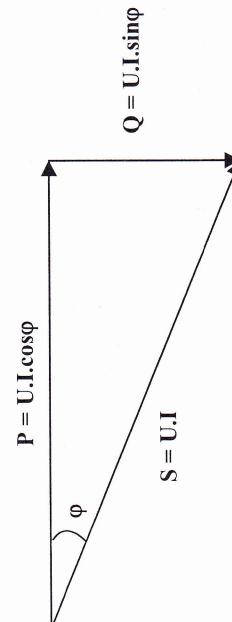
$$S^2 = P^2 + Q^2 + D^2 \quad K_p = v \cdot \cos\varphi_1 = \cos\theta \cdot \cos\varphi_1 \quad (1.19)$$

Трябва да се отбележи, че както потребителят, така и компанията, разпространяваща електрическата енергия, имат полза от използването на устройства, чито фактор на мощност е близък до 1. На фиг. 1.4 е разгледан Пример 1.1, илюстриращ ползата за потребителя. Разполага се с еднофазна мрежа  $230V \pm 10\%$ , с възможност за ток на консуматорите 15 A. Предполага се, че мрежовият предпазител е за ефективна стойност на тока 16 A. При минимално захранващо напрежение 207 V това означава 3105 VA пълна мощност. Ако захранващият блок на един компютър консумира активна мощност 280 W, но работи с фактор на мощност 0.6 (типична стойност без корекция), той би натоварил мрежата с 470 VA. Следователно към тази мрежа могат да бъдат включени с известен резерв б компютъра.

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad K_p = \cos\varphi \quad (1.18)$$



Фиг. 1.3

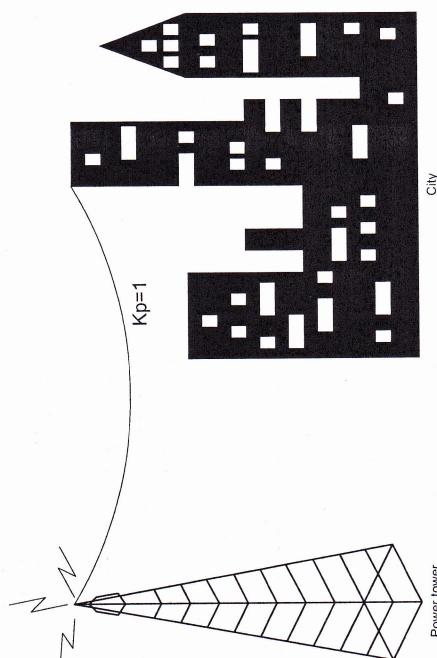
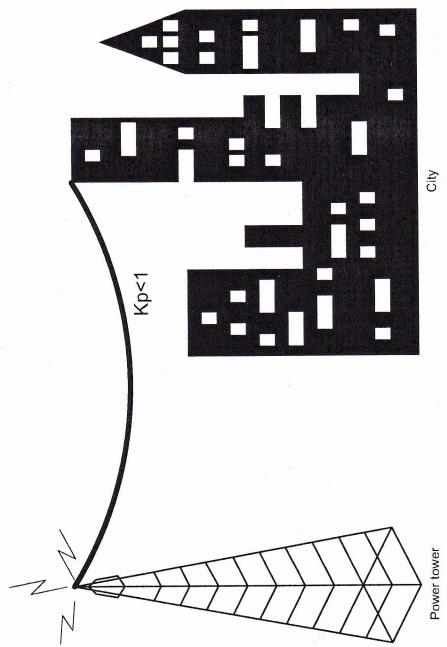


Фиг. 1.2

За този случай  $v = 1$  и са в сила зависимости:

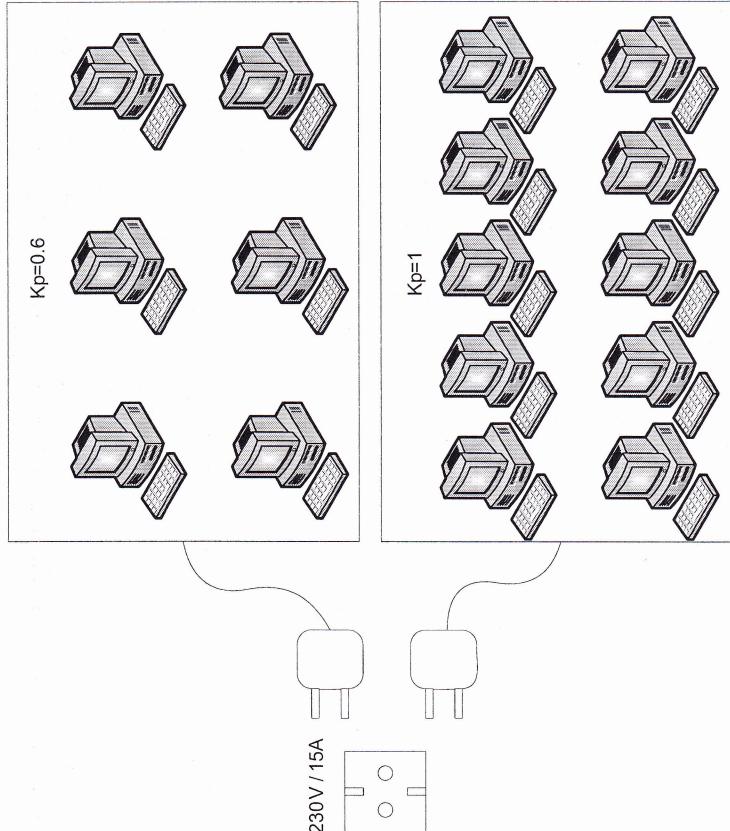
$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad K_p = \cos\varphi \quad (1.18)$$

Векторната диаграма на мощностите за случая, когато токът от захранващата мрежа има различна от идеалната синусоидална форма, е представена на фиг. 1.3. При това първата хармонична на тока е дефазирана спрямо напрежението на ъгъл  $\varphi_1$ . На нея са представени и основната пътна мощност за първата хармонична на тока (apparent fundamental power)  $S_1$ , както и мощността на изкривяване (distortion power)  $D$ .



Фиг. 1.5

Както беше показано, мощността на изхривяне се свързва с наличието на висши хармонични на тока от захранващата мрежа. Разпространяването на токове с честоти, различни от тези на захранващата мрежа, води до допълнителни проблеми [15,16,31]. Съществува опасност от наличие на свръхтокове в неутралния проводник, както и от възникване на резонанси пренапрежения [17].  
Съдържанието на висши хармонични на тока от мрежата се регламентира в страните от Европейския съюз от стандартите EN 61000-3-02 (за ток до 16A) и EN 61000-3-4 (за ток над 16A). Съществува и стандарт на Международната електротехническа комисия (International Electrotechnical Commission) IEC 555-2, както и национални стандарти.



Фиг. 1.4

Ако обаче потребителят разполага с компютри, чито захранващи блокове са с корекция на фактора на мощност и стойността му е близка до 1 (типична стойност над 0.96), то всеки от тях би товарил мрежата с 295 VA. Тогава към същата мрежа потребителят би могъл да включи с известен резерв вече 10 компютъра.

*Пример 1.2* от фиг. 1.5 илюстрира ползата за електрическата компания. В двата случая напрежението на мрежата е едно и също. В първия случай работещите в захранвания обект устройства са с нисък фактор на мощност, която означава, че изискват по-голяма пълна мощност  $S$ , т.е. по-голяма ефективна стойност на тока. Следователно електроснабдителните проводници трябва да са с по-голямо сечение.

Ако включчените в захранвания обект устройства са с фактор на мощност близък до 1, то те биха изисквали по-малка пълна мощност  $S$ , по-малка ефективна стойност на тока. Следователно сечението на проводниците в този случай може да бъде намалено.

## 2. ИЗМЕНЕНИЕ НА ФАКТОРА НА МОЩНОСТ ПРИ РЕГУЛИРАНЕ НА ЕДНОФАЗНИ УПРАВЛЕНИЯ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Използването на формулите (1.10) за аналитично определяне на фактора на мощност е по-труден процес, свързан с изразяването на влизашите в тях кофициенти  $V$ ,  $K_H$  и  $\cos\phi$ . Съществува възможност за бързо и лесно получаване на изрази, представлящи изменението на фактора на мощност при регулиране на токоизправители [6]. При предположение, че токоизправителят работи с коффициент на полезно действие  $\eta$ , равен на единица, то активната мощност, консумирана от захранващата мрежа, ще бъде равна на постояннотоковата изходна мощност  $P = P_d$ .

При това предположение, първоначално изходната мощност се представя във вида

$$P_d = U_d I_d = A U I_d \quad (2.1)$$

където  $A$  е произволен математически израз,  $U$  – ефективната стойност на захранващото мрежово напрежение, а  $U_d$  и  $I_d$  – стойността на изходното напрежение и изходния ток на токоизправителя.

Ако ефективната стойност на тока от захранващата мрежа 1 се представи във вида

$$I = B I_d \quad (2.2)$$

където  $B$  е също произволен математически израз, то от (1.1) и (1.3) следва, че

$$K_p = \frac{A}{B} \quad (2.3)$$

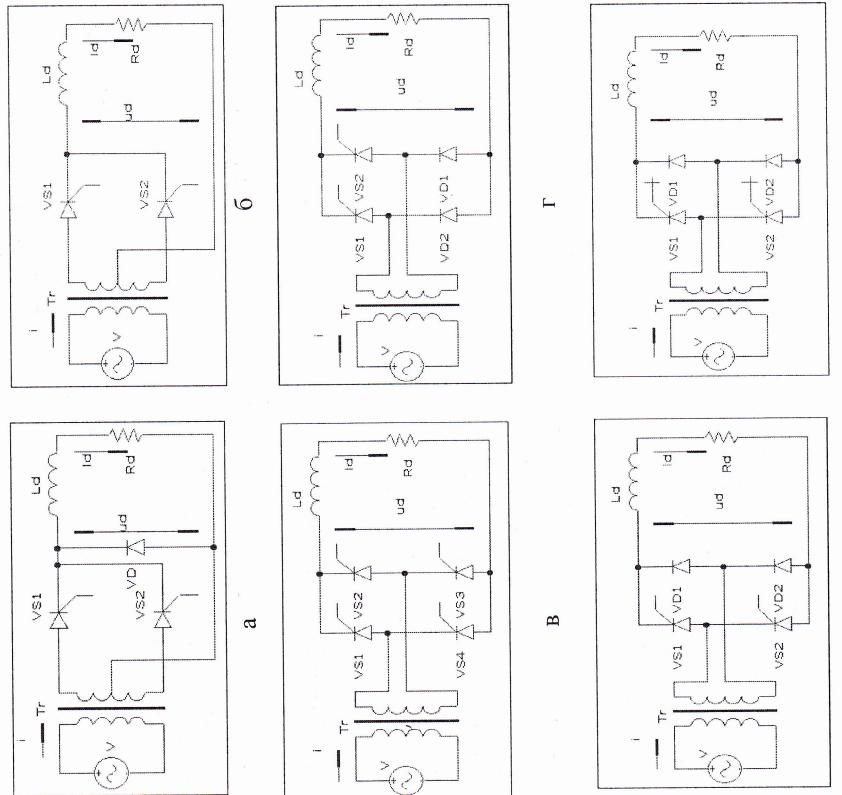
На фиг. 2.1 са показани принципните схеми на няколко вида еднофазни управляеми токоизправители:

- фиг. 2.1а – еднофазен двуполупериоден токоизправител със средна точка на трансформатора (двуфазен еднополупериоден токоизправител) и обратен диод;
- фиг. 2.1б – същият токоизправител, както на фиг. 2.1а, но без обратен диод;
- фиг. 2.1в – еднофазен мостов симетричен токоизправител;
- фиг. 2.1г – еднофазен мостов несиметричен токоизправител,

при който в едната група (в случаи анодната) са включени диоди вместо тиристори;

- фиг. 2.1д – еднофазен мостов несиметричен токоизправител, при който в едното рамо са включени диоди вместо тиристори;
- фиг. 2.1е – еднофазен мостов токоизправител с напълно

управлявани силови прибори (които могат да бъдат вклучени и изключени от управляващ електрод). Трябва да се отбележи, че такива прибори могат да се включват и в някоя от разгледаните по-горе схеми и освен тиристори, изключвани по управляем електрод (gate turn-off thyristors) те могат да бъдат и мощнни биполярни транзистори (power bipolar transistors), мощнни MOSFET (power metal-oxide-semiconductor field effect transistors) или IGBT (insulated gate bipolar transistors).



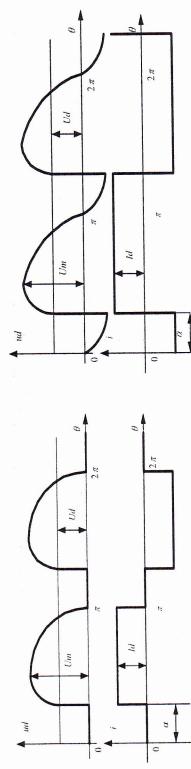
Фиг. 2.1

Разглеждането по-нататък е направено при следните допусканятия:

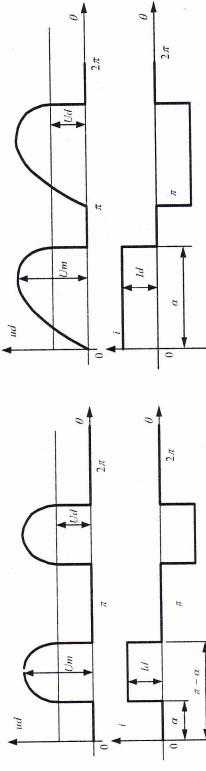
- индуктивността в товарната верига е безкрайно голема, т.е.
- изходният ток е идеално изгладен -  $L_d = \infty$ ;
- времето на комутация е безкрайно малко;

- коефициентът на трансформация на мрежовия трансформатор е равен на единица.

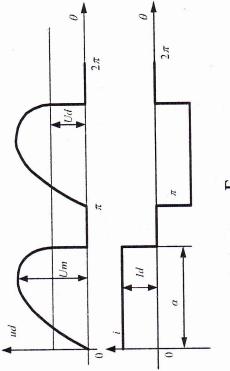
При тези допускания на фиг.2.2 са показани времедиаграмите на изходното напрежение  $u_d$  и на консумирания от захранвашата мрежа ток  $i$  при няколко метода на регулиране в разглежданите токоизправители.



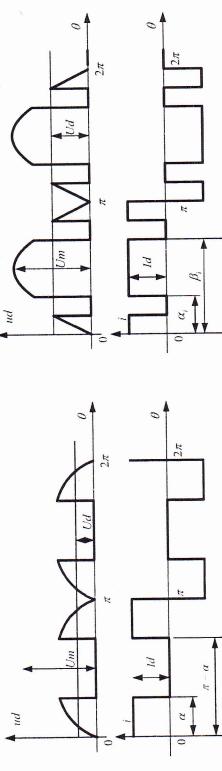
а



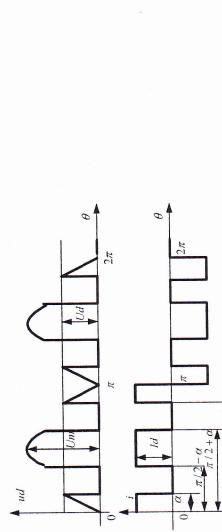
Б



Г



Д



Ж

Фиг.2.2

Фиг.2.2а представлява фазово регулиране в токоизправителите от фиг.2.1а, фиг.2.1в с обратен диод, фиг.2.1г и фиг.2.1д;

Фиг.2.2б съответства на фазово регулиране в токоизправителите от фиг.2.1б и фиг.2.1в;

Фиг.2.2г показва обратно фазово регулиране и изключване на прибора преди момента на естествена комутация, например в токоизправителя от фиг.2.1е;

Фиг.2.2в, фиг.2.2д и фиг.2.2ж са съответно с единократно, двукратно и трикратно включване и изключване на приборите в един полупериод за токоизправителя от фиг.2.1е;

Фиг.2.2е представлява най-общ случай на многократно включване и изключване на приборите. От нея могат да се изведат някои обобщени зависимости с цел да се определи изменението на фактора на мощност по представления в началото метод. Първоначално може да се определи средната стойност на изходното напрежение:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{\alpha_i}^{\beta_i} U_m \sin \theta \cdot d\theta = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U \sum_{i=1}^N (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) \quad (2.4)$$

където  $N$  е броят на интервалите на проводимост в полупериод на захранващото напрежение. Ако с  $U_d$  се означи средната стойност на изходното напрежение при еднофазния двуполупериоден неуправляем токоизправител, а отношението на  $U_d$  и  $U_d$  се нарече степен на регулиране  $C_p$ , то

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) U_d \quad (2.5)$$

Следователно

$$P_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_{i=1}^N (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) U_d I_d \quad (2.6)$$

От фиг.2.2е се определя ефективната стойност на тока от мрежата

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N (\beta_i - \alpha_i) I_d^2} \quad (2.7)$$

При заместване от (2.6) и (2.7) в (2.3) се получава

$$K_p = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \sum_{i=1}^N (\cos \alpha_i - \cos \beta_i) \sqrt{\frac{\pi}{\sum_{i=1}^N (\beta_i - \alpha_i)}} \quad (2.8)$$

или

$$K_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \sqrt{\frac{\pi}{\sum_{i=1}^N (\beta_i - \alpha_i)}} \cdot \frac{U_d}{U_{ab}} \quad (2.9)$$

Трябва да се отбележи, че израз (2.5) представлява обобщен израз за регулировъчните характеристики на еднофазни токозправители със симетрично регулиране (по еднакъв начин в двата полу периода на захранващото напрежение). Аналогично изрази (2.8) и (2.9) са обобщени изрази за определяне изменението на фактора на мощност. Резултатите за разгледаните на фиг. 2.2 методи могат да бъдат получени от тях при следните замествания:

N=1

За фиг. 2.2а	-	$\alpha_1 = \alpha; \beta_1 = \pi$
За фиг. 2.2б	-	$\alpha_1 = \alpha; \beta_1 = \pi + \alpha$
За фиг. 2.2в	-	$\alpha_1 = \alpha; \beta_1 = \pi - \alpha$
За фиг. 2.2г	-	$\alpha_1 = 0; \beta_1 = \pi - \alpha$

N=2

За фиг. 2.2д	-	$\alpha_1 = 0; \beta_1 = \alpha;$ $\alpha_2 = \pi - \alpha; \beta_2 = \pi$
--------------	---	---

N=3

За фиг. 2.2ж	-	$\alpha_1 = 0; \beta_1 = \alpha;$ $\alpha_2 = \pi/2 - \alpha; \beta_2 = \pi/2 + \alpha$ $\alpha_3 = \pi - \alpha; \beta_3 = \pi$
--------------	---	--

Получените изрази за регулировъчните характеристики и за изменението на фактора на мощност при регулиране са показани в Таблица 2.1 [6]. На фиг. 2.3 са представени графиките на регулировъчните характеристики, а на фиг. 2.4 – изменението на фактора на мощност във функция на степента на регулиране Ср. Вижда се, че с най-висок фактор на мощност в целия диапазон на регулиране се характеризира методът от фиг. 2.2в. Посочените зависимости могат да бъдат използвани при избор на токозправител и метод на регулиране при определен диапазон на изменение на степента на регулиране Ср.

Фиг. 2.2	Mетод	Cp = Ud / Ua	I + sin α - cos α	1 - cos α	cos α	2.√2 / (1 - α) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp	2.√2 / (π - α) Cp	2.√2 / (π) Cp
М																				
А																				
Б																				
В																				
Г																				
Д																				
Е																				
Ж																				
И																				
Л																				
О																				
Р																				
С																				
Т																				
М																				
К																				
М																				
К																				
М																				

Таблица 2.1

- Определя се ефективната стойност на тока от мрежата

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\alpha} I_d^2 d\theta} = I_d \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}}$$

- Определя се пълната мощност

$$S = U \cdot I = U_m I_d \sqrt{\frac{1 - \alpha}{2}} = \frac{U_m}{\pi} I_d \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

- Определя се максималната стойност на първата хармонична на тока от мрежата

$$I_{im} = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi}^{\alpha} I_d \sin \theta d\theta = \frac{4I_d}{\pi} \cos \alpha$$

- Определя се ефективната стойност на първата хармонична

$$I_1 = \frac{I_{im}}{\sqrt{2}} = \frac{4I_d}{\pi \sqrt{2}} \cos \alpha$$

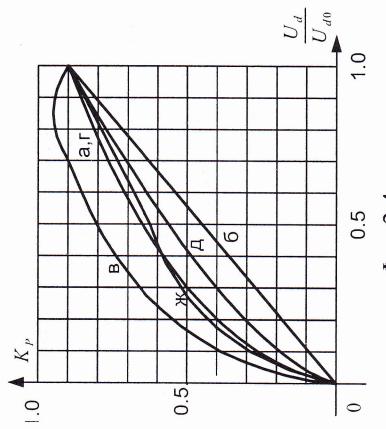
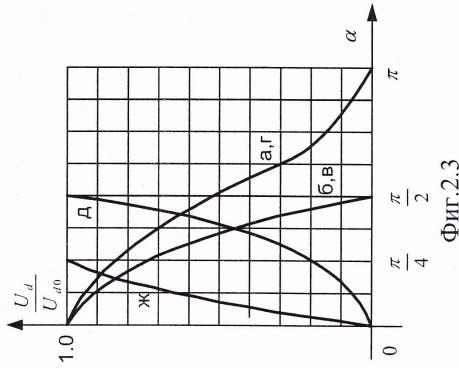
- Определя се кофициентът на дефазиране. Това може да стане чрез кофициентите  $a_1$  и  $b_1$  от развитието на функцията на тока от мрежата в ред на Фурье, или за някои случаи може да се види графично, като се построи кривата на първата хармонична на тока. За разглеждания случай лесно се вижда, че  $\phi_1 = 0$  и следователно

$$\cos \phi_1 = 1$$

- Определя се активната мощност
- Определя се факторът на мощност чрез отношението на  $P$  и  $S$

$$P = U \cdot I_1 \cos \phi_1 = \frac{2U_m I_d}{\pi} \cos \alpha$$

$$K_p = \frac{P}{S} = \frac{2}{\pi} \cos \alpha \sqrt{\frac{1 - \alpha}{2 - \alpha}}$$



Както вече бе отбелзано, освен по разгледания опростен метод, зависимостите за фактора на мощност могат да се получат и по основните дефиниционни формули, но в този случай се подхожда конкретно. Това ще бъде показано с

*Пример 2.1.* Разглеждат се показаните на фиг. 2.2 в графики, като задачата е да се получат зависимости за изменението на фактора на мощност  $K_p$ , кофициента на дефазиране  $\cos \phi_1$  и кофициента на изкривяване формата на тока  $v$ . Освен това да се направи баланс на мощностите. Известни са  $U_m$ ,  $I_d$  и  $\alpha$ .

-Определя се ефективната стойност на мрежовото напрежение

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}}$$

- Определя се коефициентът на изкривяване формата на тока.  
Поради  $\cos \phi_1 = 1$

$$v = K_p = \frac{2}{\pi} \cos \alpha \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}}$$

- Може да се определи и като отношение на  $I_1$  и  $I$ .
- Определя се реактивната мощност. Поради  $\phi_1 = 0$  и тя е 0.

$$Q = U I_1 \sin \varphi_1 = 0$$

- Определя се сумата от квадратите на ефективните стойности на всички висши хармонични

$$\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2 = I^2 - I_1^2 = I_d^2 \left(1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \alpha\right)$$

- Определя се мощността на изкривяване

$$D = U \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_k^2} = \frac{U_m I_d}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi} - \frac{8}{\pi^2} \cos^2 \alpha}$$

- Извършва се проверка дали е спазена зависимостта (1.14) за мощностите. В случая това е така.

Трябва да се отбележи, че показаните в тази част обобщени зависимости за регулировъчните характеристики и за изменението на фактора на мощност успешно могат да се приложат във въдео и при нови методи на регулиране в схеми на еднофазни токонизправители.

### 3. ИЗМЕНЕНИЕ НА ФАКТОРА НА МОЩНОСТ ПРИ РЕГУЛИРАНЕ НА ТРИФАЗНИ УПРАВЛЕНИЯ МОСТОВИ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Аналитичните изрази за изменението на фактора на мощност могат да бъдат получени с прилагане на разгледания в предната част метод [7], по като се има предвид, че поради броя на фазите в този случай

$$K_p = \frac{A}{3B} \quad (3.1)$$

- На фиг.3.1 са показани принципните схеми на най-разпространените трифазни управляеми токонизправители:
  - фиг.3.1a – трифазен еднополупериоден токонизправител;
  - фиг.3.1b – трифазен мостов симетричен токонизправител;
  - фиг.3.1c – трифазен мостов несиметричен токонизправител;
  - фиг.3.1d – трифазен токонизправител с обратен цикъл;
  - фиг.3.1e – трифазен токонизправител с тиристори в първичната страна на захранвания трансформатор.

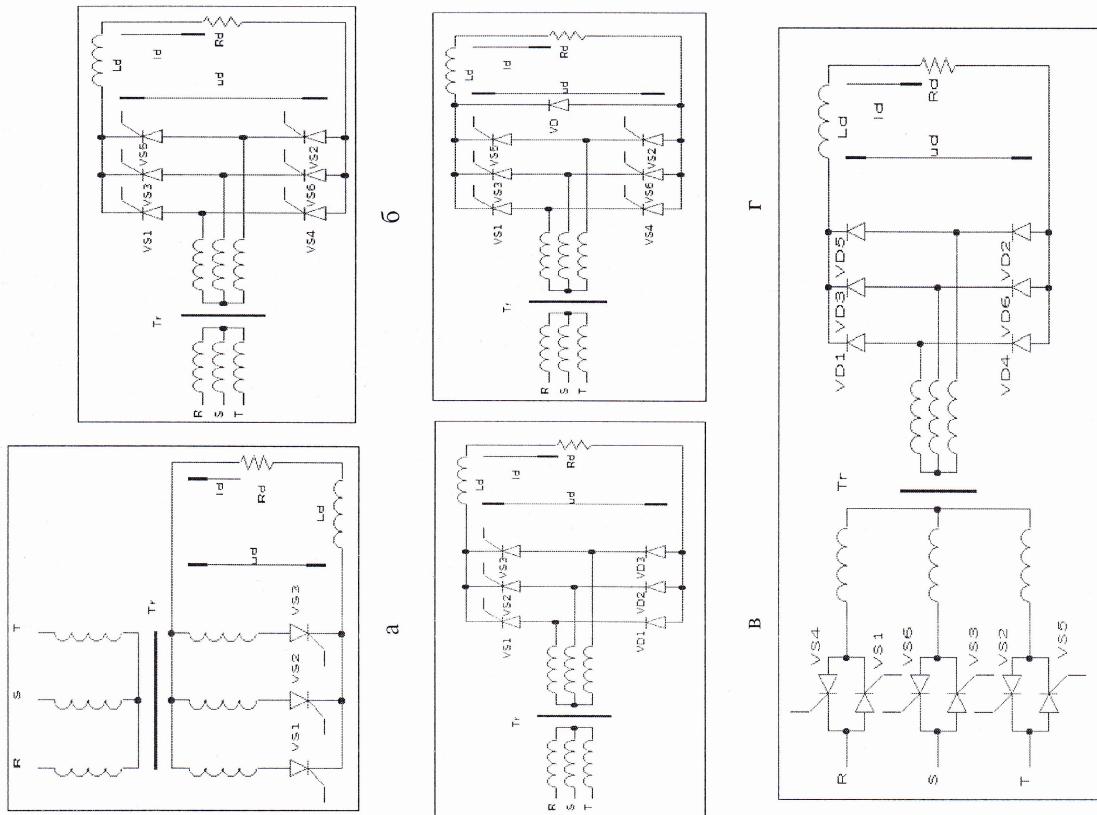
- Разглеждането по-нататък е направено при следните допускания:
  - индуктивността в товарната верига е безкрайно голяма, т.е. изходният ток е идеално изгладен  $L_d = \infty$ ;
  - времето на комутация е безкрайно малко;
  - кофициентът на трансформация на мрежовия трансформатор е равен на единица.

При тези предположения в таблица 3.1 са представени получените резултати [7]. За улеснение са показани и зависимостите за средната стойност на изходното напрежение  $U_d$  и за ефективната стойност на тока от мрежата за една фаза, които са известни от специализираната литература [13,18,20].

На фиг.3.2 са представени регулировъчните характеристики на токонизправителите, а на фиг.3.3 – зависимостта на фактора на мощност  $K_p$  от степента на регулиране  $C_p$ . Вижда се, че най-висок фактор на мощност в целия диапазон на регулиране притежава трифазният мостов несиметричен токонизправител. Още тук трябва да кажем, че той притежава и един съществен недостатък, който ще бъде показан по-късно – в определен диапазон на регулиране консумираният от захранващата мрежа ток същържа четни висши хармонични [12]. Това е причина за по-ограниченото му приложение.

Таблица 3.1

$\Phi_{HFT,3.1}$	a	6	b	6	$I_{\text{д}}$	$U_d$	I	$\cos \alpha$	$\cos \alpha$	$C_p = \frac{U_d}{I_d}$	$K_p$
					$\frac{\sqrt{3}}{2} I_d$	$\frac{3\sqrt{6}}{4} \cos \alpha U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1+\cos \alpha}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{3a}{\pi} \cos \alpha$
					$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{3\sqrt{6}}{4} \cos \alpha U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1+\cos \alpha}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{3a}{\pi} \cos \alpha$
					$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{3\sqrt{6}}{4} \cos \alpha U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1+\cos \alpha}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{3a}{\pi} \cos \alpha$
					$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{3\sqrt{6}}{4} \cos \alpha U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1+\cos \alpha}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{3a}{\pi} \cos \alpha$
					$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{3\sqrt{6}}{4} \cos \alpha U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} I_d$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1+\cos \alpha}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{1-\sin(\alpha - \frac{\pi}{6})}{2} U$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \frac{3a}{\pi} \cos \alpha$



Фиг.3.1

регулиране, която поддържа неизменна стойността на изходния ток. Средната стойност на изходното напрежение при  $\alpha=0$  е  $U_{d0} = 200$  V, а стойността на изходния ток е  $I_d=250$ A. Товарът се е променил по такъв начин, че системата за автоматично регулиране е намалила стойността на изходното напрежение наполовина. Задачата е да се определя  $K_p$ ,  $V$ ,  $K_H$  и изходната мощност  $S$ .

- Определя се  $\cos \alpha$  от степента на регулиране  $C_p$

$$\cos \alpha = \frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{100}{200} = 0.5$$

- Определя се факторът на мощност от степента на регулиране  $C_p$

$$K_p = \frac{3}{\pi} \cdot C_p = \frac{3}{\pi} \cdot 0.5 = 0.477$$

- Определя се изходната мощност  $P_d$

$$P_d = U_d \cdot I_d = 100 \cdot 250 = 25000W$$

- Определя се пълната мощност  $S$ , като се предполага, че  $\eta = 1$

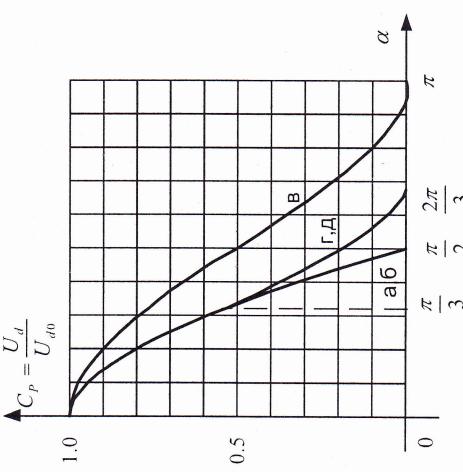
$$S = \frac{P}{K_p} = \frac{25000}{0.477} = 52411VA$$

- Определя се кофициентът на изкривяване формата на тока, като се знае, че при този токонизправител  $\cos \varphi_l = \cos \alpha$

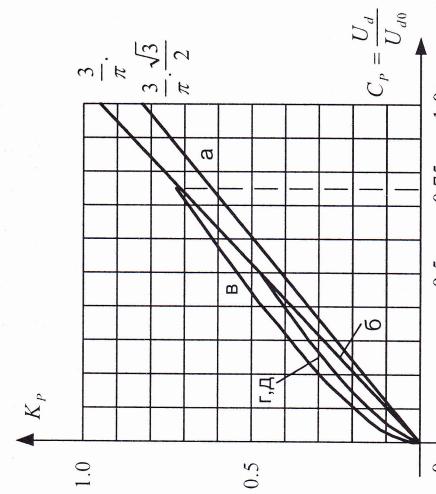
$$V = \frac{K_p}{\cos \varphi_l} = \frac{0.477}{0.5} = 0.955$$

- Определя се кофициентът на хармонични  $K_H$

$$K_H = \frac{1}{V} \sqrt{1 - V^2} = \frac{1}{0.955} \sqrt{1 - 0.955^2} = 0.31$$



Фиг.3.2



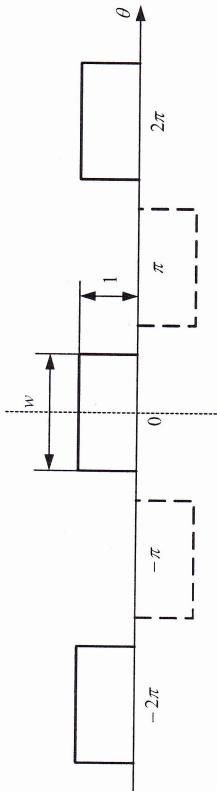
Фиг.3.3

Както се вижда, използванияят метод е много удобен за получаване на изрази за фактора на мощност и при трифазни управляеми токонизправители. Те могат да бъдат полезни в редица случаи, като този от следващия

*Пример 3.1.* Разглежда се трифазен мостов симетричен управляем токонизправител. Той работи със система за автоматично

## 4. УПРАВЛЕНИЯТ ТОКОИЗПРАВИТЕЛ КАТО ИЗТОЧНИК НА ВИСШИ ХАРМОНИЧНИ ПО ОТНОШЕНИЕ НА ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА

Формата на тока, който управляемите токоизправители консумират от захранващата мрежа, е различна от синусоидалната. Често за повишаване на фактора на мощност към захранващата мрежа се свързват филтри, които да намалят висшите хармонични състав на тока основен интерес представлява определящото на хармоничния състав на мрежовия ток при различните токоизправители и методи на регулиране. За тази цел първоначално нека разгледаме развитието в ред на Фурье на функцията, чиято графика е показана на фиг.4.1 [12,31].



Фиг.4.1

Тя се състои от положителни и отрицателни импулси с амплитуда единица и продължителност  $w$ . При начало на координатната система в средата на положителен импулс, кофициентите от реда на Фурье за положителните импулси ще бъдат равни на:

$$A_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} 1 \cdot d\theta = \frac{w}{2\pi} \quad (4.1)$$

$$A_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{w}{2}}^{\frac{w}{2}} 1 \cdot \cos(k\theta) \cdot d\theta = \frac{2}{k\pi} \sin \frac{k \cdot w}{2} \quad (4.2)$$

При това редът на Фурье за положителните импулси ще има вида:

$$F_p = \frac{2}{\pi} \left( \frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \right. \\ \left. + \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5w}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (4.3)$$

По подобен начин са получава и редът на Фурье само за отрицателните импулси:

$$F_N = \frac{2}{\pi} \left( -\frac{w}{4} + \sin \frac{w}{2} \cos \theta - \frac{1}{2} \sin \frac{2w}{2} \cos 2\theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta - \right. \\ \left. - \frac{1}{4} \sin \frac{4w}{2} \cos 4\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5w}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (4.4)$$

Чрез сумиране на (4.3) и (4.4) се получава развитието на цялата функция в ред на Фурье:

$$F = \frac{4}{\pi} \left( \sin \frac{w}{2} \cos \theta + \frac{1}{3} \sin \frac{3w}{2} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \sin \frac{5w}{2} \cos 5\theta + \dots \right) \quad (4.5)$$

На фиг.4.2 са показани графиките на тока от захранващата мрежа за еднофазни и трифазни управляеми токоизправители:

- фиг.4.2a – за токоизправителите от фиг.2.1б и фиг.2.1в;
- фиг.4.2б – за токоизправителите от фиг.2.1а, фиг.2.1в с обратен ъгъл, фиг.2.1г и фиг.2.1д;
- фиг.4.2в – за токоизправителя от фиг.3.1б, но при свързване на пръвичните намотки на захранвания трансформатор в “трийълник”;
- фиг.4.2г – за два токоизправителя от фиг.3.1б, които работят при същински бълт а и с една и съща стойност на изходния ток. Първичните намотки на захранвания трансформатор на единния са свързани в “звезда”, а на другия в “трийълник”. Най-често токоизправителите са свързани последователно или паралелно по отношение на изходите си към общ товар.

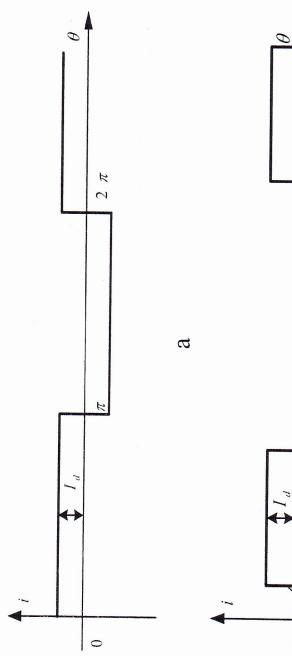
Трябва да се отбележи, че се предполага наличност на безкрайно голема индуктивност в изходната верига  $L_d=\infty$ , времето на комутация е безкрайно малко и кофициентът на трансформация на мрежовия трансформатор е равен на 1. Стойността на изходния ток е  $I_d$  и ако се отчете кофициентът на трансформация, на графиките за тока от мрежата ще трябвало да се нанесе  $I_d/K_t$ , където  $K_t$  е отношение на броя на плавивките на първичната и вторична намотки на трансформатора –  $K_t=w_1/w_2$ . Освен това трябва да се има предвид, че при свързване на първичните намотки на трансформатора в “трийълник” кофициентът на

Трансформация се умножава с  $\sqrt{3}$ , за да се запазят същите стойности на изходното напрежение и изходния ток, както при свързване в "звезда".

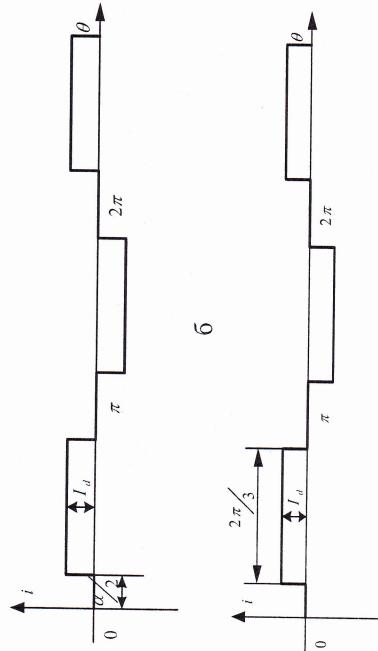
Последователно може да бъде определен гармоничният състав на тока.

за фиг.4.2a – Като се има предвид, че амплитудата на импулсите е  $|I_d|$  и продължителността им  $W = \pi$ , то от (4.5) се получава

$$i = \frac{4}{\pi} J_d (\cos \theta - \frac{1}{3} \cos 3\theta + \frac{1}{5} \cos 5\theta - \frac{1}{7} \cos 7\theta + \dots) \quad (4.6)$$

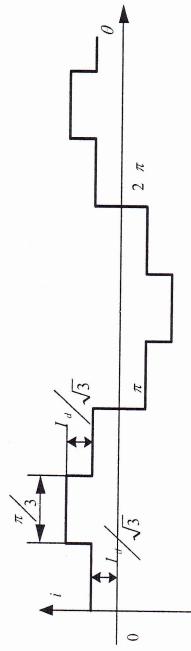


a

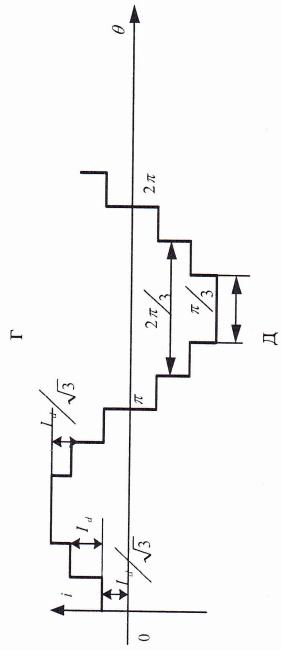


b

B

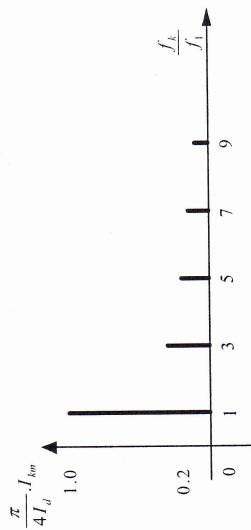


C



Фиг.4.2

На фиг.4.3 е показвано разпределението на най-влиятелните гармонични.



Фиг.4.3

От (4.6) се вижда връзката между стойността на висшите гармонични и гази на първата гармонична на тока от захранващата мрежа:

$$\frac{I_k}{I_1} = \frac{1}{k} \quad (4.7)$$

за фиг.4.2б – Амплитудата на импулсите е  $|I_d|$ , а продължителността им  $- W = \pi - \alpha$ . От (4.5) се получава:

$$i = \frac{4}{\pi} J_d [\sin(\frac{\pi - \alpha}{2}) \cos \theta + \frac{1}{3} \sin 3(\frac{\pi - \alpha}{2}) \cos 3\theta + \frac{1}{5} \sin 5(\frac{\pi - \alpha}{2}) \cos 5\theta + \dots] \quad (4.8)$$

Вижда се, че номерата на гармоничните остават същите, както в предния случай, но процентното им съдържание зависи от тъгла на регулиране  $\alpha$ . Връзката между стойността на к-тата висша гармонична и гази на първата е следната:

$$\frac{I_k}{I_1} = \frac{1}{k} \cdot \frac{\sin k(\frac{\pi - \alpha}{2})}{\sin(\frac{\pi - \alpha}{2})} \quad (4.9)$$

- за фиг.4.2g- Амплитудата на токовите импулси отново е равна на  $I_d$ , но продължителността им е  $w = (2\pi/3)$ . След заместване в основната зависимост (4.5) се получава развитието в ред на Фурис на тока от прежата:

$$i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d (\cos \theta - \frac{1}{5} \cos 5\theta + \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta + \dots) \quad (4.10)$$

На фиг.4.4 е показано разпределението на най-влиятелните хармонични.



Фиг.4.4

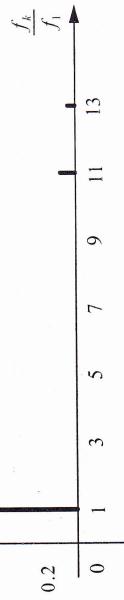
Разпределението на най-влиятелните хармонични е показвано на

фиг.4.5.

$$I_1 = \frac{2\sqrt{3}}{\pi\sqrt{2}} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \quad (4.11)$$

Интерес представлява връзката между ефективната стойност на първата хармонична на тока от захранващата мрежа и стойността на изходния ток на токоизправителя:

$$i = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d (\cos \theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta - \frac{1}{23} \cos 23\theta + \dots) \quad (4.13)$$



(4.7).

От реда (4.10) се вижда, че и в този случай е в сила зависимостта

фиг.4.5

- за фиг.4.2e- Редът на Фурис за този случай може да се получи чрез основната формула (4.5) като сума на два реда – първият за импулсната амплитуда на импулсите  $I_d/\sqrt{3}$  и продължителност  $w=\pi$ , а вторият със същата амплитуда, но с продължителност  $w=\pi/3$ . При това се получава следният резултат:

$$i = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d (\cos \theta + \frac{1}{5} \cos 5\theta - \frac{1}{7} \cos 7\theta - \frac{1}{11} \cos 11\theta + \frac{1}{13} \cos 13\theta + \frac{1}{17} \cos 17\theta + \dots) \quad (4.12)$$

От сравнението на (4.10) и (4.12) може да се направи изводът, че съпътстването на първичната намотка на захранващия трансформатор в "триъгълник" не променя количествените съотношения между хармоничните в сравнение със свързването в "звезда". При равенство на изходните токове на токоизправителите за двата случая, стойностите на хармоничните съвпада с единакви номера са равни. Поради това разпределението на хармоничните съвпада с това от фиг.4.4. Разликата се явява единствено в члените пред някои от тях – 5; 17, 19 ...

- за фиг.4.2d- От сравнението на графиките на токовете от фиг.4.2d, фиг.4.2g и фиг.4.2b може да се види, че редът на Фурис за този случай може да се получи като сума на редовете (4.10) и (4.12), т.к. и първичните намотки на двата трансформатора са свързани паралелно помежду си по отношение на захранващата мрежа.

От (4.13) се вижда, че и в този случай зависимостта (4.7) остава в сила.

При внимателния анализ на формули (4.6), (4.8), (4.10), (4.12) и (4.13) може да се види, че номерата на висшите хармонични за всеки токонизправител се получават от зависимостта:

$$k = N \cdot m \pm 1 \quad (4.14)$$

За  $N = 1, 2, 3, \dots$ , където  $m$  е равно на отношението на честотата на пулсации на първата хармонична на изходното напрежение на токонизправителя и мрежовата честота. Често това отношение се нарича кратност на пулсации и се определя по формулата:

$$m = p/J \quad (4.15)$$

Къдигто  $p$  е броят на фазите на системата захранващи напрежения,  $J=1$  за еднополупериодни токонизправители и  $J=2$  за двуполупериодни токонизправители. От (4.15) се получават следните стойности:

- $m = 2$  – за еднофазни двуполупериодни токонизправители или двуфазни еднополупериодни токонизправители;

- $m = 3$  – за трифазен еднополупериоден токонизправител;

- $m = 6$  – за трифазен мостов симетричен токонизправител;

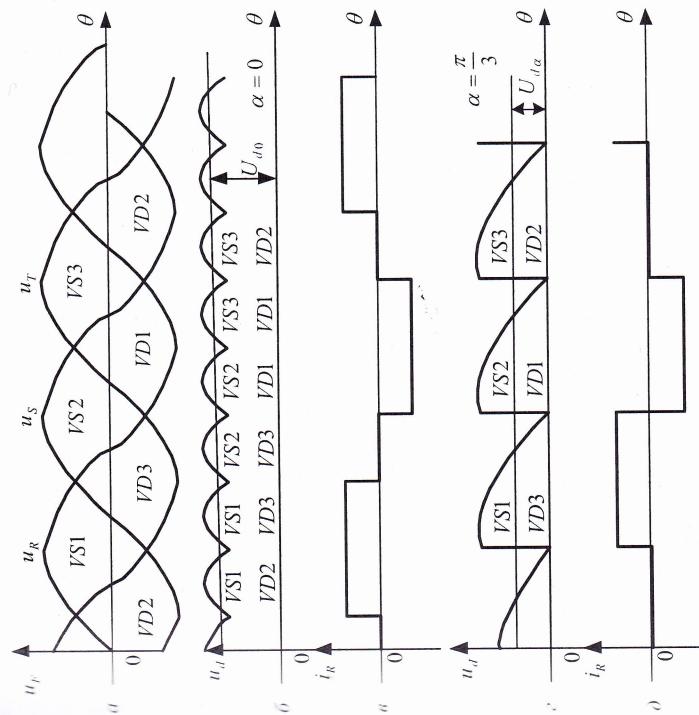
- $m = 12$  – за комбинацията от два трифазни мостови симетрични токонизправители, чито ток от захранващата мрежа е показан на фиг. 4.2 д.

В Таблица 4.1 са показани номерата на най-влиятелните хармонични за пай-разпространените управляеми токонизправители. Те се виждат както от развитието на съответните функции в ред на Фурье – формули (4.6), (4.8), (4.10), (4.12) и (4.13), така и по-лесно могат да се получат от зависимостта (4.14).

$N$	2	6	12	...
1	1,3	5,7	11,13	
2	3,5	11,13	23,25	
3	5,7	17,19	35,37	
				...

Таблица 4.1

Трифазният мостов несиметричен управляем токонизправител от фиг. 3. В присъжава наякои особености по отношение хармоничния състав на консумирания от мрежата ток. На фиг. 4.6 са представени времедиаграми, показващи неговото действие при два случая –  $\alpha=0$  и  $\alpha=\pi/3$ .



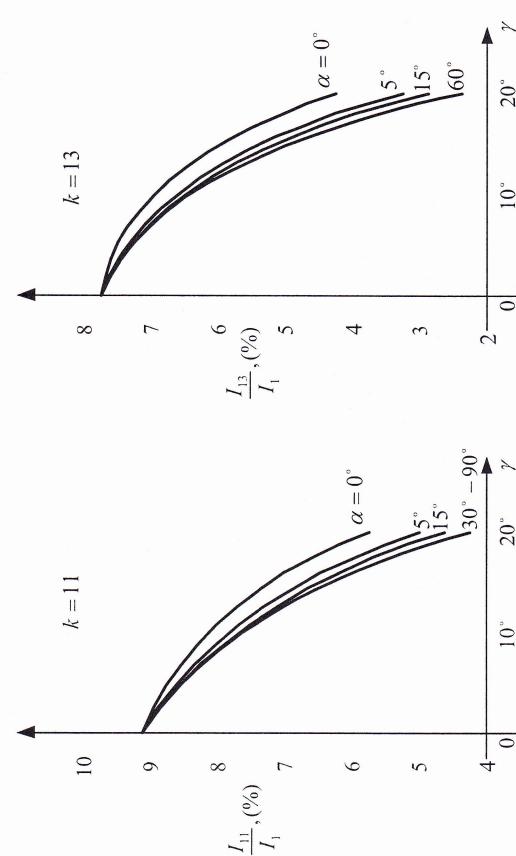
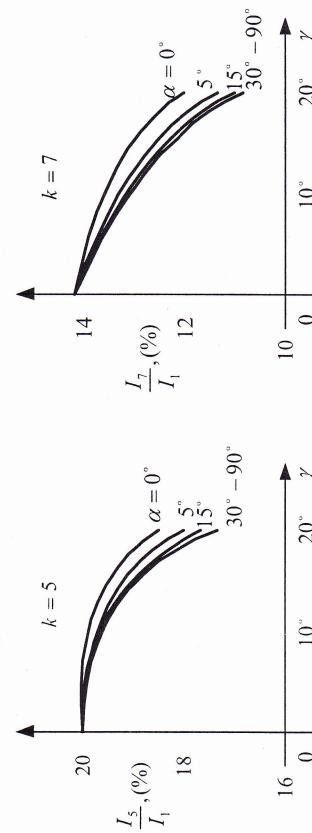
Фиг.4.6

Както се вижда, при  $\alpha=0$  – фиг. 4.6б, формата на тока през фаза R не се различава от вече анализираната при трифазния мостов симетричен токонизправител – фиг. 4.2в и хармоничният състав е същият. При увеличаване на ъгъла на регулиране симетрията се появява и за тъгъл на регулиране  $\alpha=\pi/3$ . В мрежовия ток се появват и четни хармонични, което е основан недостатък на този токонизправител, въпреки повишения фактор на мощност-фиг. 3.3, опростената конструкция и по-ниска цена поради използването на диоди вместо тиристори. Разглежданият токонизправител обикновено се използва за управление на постояннотокови електродвигатели, които се проектират с известен резерв за нарастване на товара в бъдеще. Поради това те нормално работят при неизпълен товар и токонизправителят е зарегулиран, при което токът от захранващата мрежа съдържа и четни хармонични. В

определени случаи стойността на втората хармонична може да стане близка до тази на основната първа хармонична.

Трябва да се отбележи, че при отчитане явленията на комутация при управляемите токонизправители стойностите на висшите хармонични намаляват в сравнение с тези, получени при пренебрежването на тези явления. Причина за това е наличието на индуктивност  $L_s$  от променливотоковата страна (най-често индуктивност на разсейване на захранващия трансформатор), вследствие на която токът от захранващата мрежа не нараства и не намалява скокообразно. Влиянието на  $L_s$  се отчита съвместно със  $\gamma$ , стойността на която се определя от зависимостта:

$$\cos(\alpha + \gamma) = \cos\alpha - \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2} U \sin(\pi/m)} \quad (4.16)$$



Фиг.4.7

На фиг.4.7 е показано изменението на първите четири от висшите хармонични за трифазен мостов симетричен токонизправител с  $m=6$  в зависимост от  $\gamma$  при комутация  $\gamma$  при различни стойности на  $\gamma$  гази регулиране о [22,24]. Стойностите са в относителни единици спрямо гази на основната хармонична, като се предполага, че изходният ток  $I_d$  не променя стойността си.

Приложението на някои от изведените зависимости може да бъде показвано с

**Пример 4.1.** Управляем трифазен мостов симетричен токонизправител с безкрайно голяма товарна индуктивност  $L_d=\infty$  работи с  $\gamma=15^\circ$  на регулиране при  $\alpha = 30^\circ$  и изходна мощност 500 kW. Изходното напрежение при незарегулиран токонизправител е 500 V. Да се определят стойностите на първите четири от висшите хармонични на тока от захранващата мрежа. Да се определи каква част от общия кофициент на хармонични съставляват те.

- Определя се стойността на изходното напрежение  $U_d$

$$U_d = U_{d0} \cos\alpha = 500 \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 433V$$

- Определя се стойността на изходния ток  $I_d$

$$I_d = \frac{P_d}{U_d} = \frac{500 \cdot 10^3}{433} = 1155A$$

- Определя се стойността на изходния ток  $I_d$  мрежата II

$$I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot 1155 = 900A$$

- Определят се стойностите на първата хармонична на тока на хармонични, като се знае че за този токонизправител  $m=6$ , а номерата на хармоничните са 5,7 и 11,13.

$$I_5 = \frac{I_1}{5} = \frac{900}{5} = 180A$$

$$I_7 = \frac{I_1}{7} = \frac{900}{7} = 129A$$

$$I_{11} = \frac{I_1}{11} = \frac{900}{11} = 82A$$

## §. ВРЪЗКА МЕЖДУ ХАРМОНИЧНИЯ СЪСТАВ НА ИЗХОДНОТО ПРИРЕЖЕНИЕ И ТОЗИ НА ТОКА ОТ ЗАХРАНВАЩАТА МРЕЖА ПРИ УПРАВЛЕНИЕТО ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

- Определя се коефициентът на хармонични само чрез първите четири от тях

$$I_{13} = \frac{I_1}{13} = \frac{900}{13} = 69 A$$

$$K_H' = \sqrt{\sum_{k=2}^{13} I_k^2} = \sqrt{\frac{180^2 + 129^2 + 82^2 + 69^2}{900}} = 0.273$$

- Определя се факторът на мощност  $K_P$  от степента на регулиране  $C_P$

$$K_P = \frac{3}{\pi} \cdot C_P = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} = 0.827$$

- Определя се коефициентът на изкривяване формата на тока, като се знае, че за този токонизправител  $\cos \phi_1 = \cos \alpha$

$$\nu = \frac{K_P}{\cos \phi_1} = \frac{0.827}{\sqrt{3}/2} = 0.955$$

- Определя се коефициентът на хармонични чрез коефициента на изкривяване формата на тока

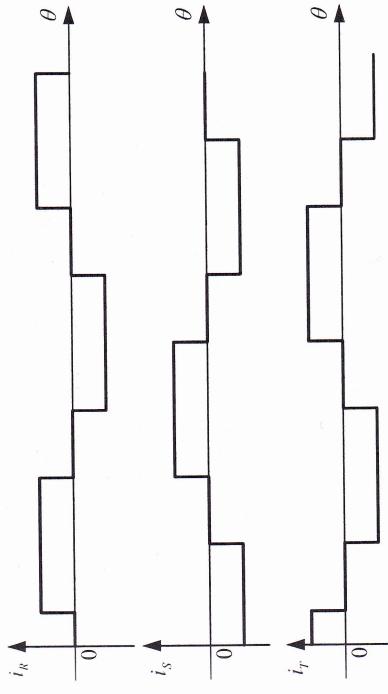
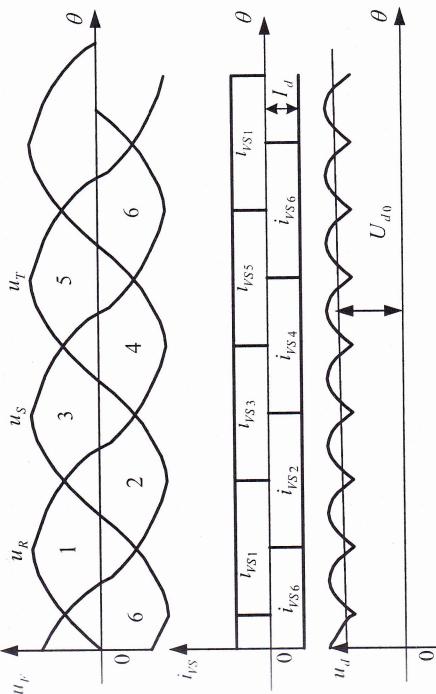
$$K_H = \frac{1}{\nu} \sqrt{1 - \nu^2} = \frac{1}{0.955} \sqrt{1 - 0.955^2} = 0.31$$

- Определя се отношението на двета коефициента на хармонични

$$\frac{K_H'}{K_H} = \frac{0.273}{0.31} = 0.88 = 88\%$$

Вижда се, че първите четири от висшите гармонични на тока от захранващата мрежа за този токонизправител определят в значителна степен коефициента на хармонични, resp. коефициента на изкривяване формата на мрежовия ток. Това е причина с цел повишаване на фактора на мощност да се инсталират филтри към захранващата мрежа именно за тези висши гармонични.

- Съществуват общи закономерности при образуването на висши гармонични в кривите на изходното напрежение и тока от захранващата мрежа при управляемите токонизправители [22]. Тези закономерности се намират от математическите зависимости, изведени в настоящата част. На фиг. 5.1 са показани най-характерните времедиаграми за трифазния мостов



Фиг.5.1

Симетричен токонизправител от фиг.3.1б при  $\alpha = 0$ .

При избраното начало на координатната система се вижда, че кривата на изправленото напрежение има ъгъл със същата фаза R – iR – само синусоидални хармонични, а кривата на тока през фаза R – iR – само синусоидални. Синусоидални хармонични ще съдържат и кривите на токовете през другите две фази, но като със отчете дефазирането, отговарящо на дефазирането на съответните им фазови напрежения. Освен това периодът на изменение на изправленото напрежение е  $2\pi/6$  или в общи случаи  $2\pi/n$ . Поради това, ако с к се означи число, което показва колко пъти честотата на дадена хармонична е по-висока от мрежовата честота, то стойностите на k за изходното напрежение се получават от зависимостта:

$$k = N \cdot m$$

където  $N=1,2,3,\dots$

Могат да бъдат записани следните изрази:

$$\begin{aligned} u_R &= \sqrt{2}U \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ u_S &= \sqrt{2}U \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ u_T &= \sqrt{2}U \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (5.2)$$

$$\begin{aligned} i_R &= \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin k\theta \\ i_S &= \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin k(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ i_T &= \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} I_k \sin k(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (5.3)$$

В разглежданния идеален случай без загуби, между моментните стойности на мощността на захранващата мрежа и мощността от постояннотоковата страна съществува зависимостта:

$$u_d i_d = u_R i_R + u_S i_S + u_T i_T \quad (5.4)$$

При заместване от (5.2) в (5.3) и преобразуване се получава:

$$U_d I_d - \sqrt{2} \sum_{k=1}^{\infty} U_{dk} \cos k\theta = 2U \sum_{k=1}^{\infty} I_k [1 - 0.5 \cos k \frac{2\pi}{3}] \quad (5.5)$$

Знакът е + за  $k=1,4,7,\dots$  и - за  $k=2,5,8,\dots$  като се има предвид (5.1)

се получава:

$$\begin{aligned} U_d I_d - \sqrt{2} U_{ds} I_d \cos 6\theta - \sqrt{2} U_{d12} I_d \cos 12\theta - \dots &= \\ = 3U(I_1 - I_2 \cos 2\theta + I_4 \cos 3\theta - I_5 \cos 6\theta + I_7 \cos 6\theta - & \\ - I_8 \cos 9\theta + I_{10} \cos 9\theta - I_{11} \cos 12\theta + I_{13} \cos 12\theta - \dots & \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3}) \cos k \theta \cos \theta + & \\ + \frac{\sqrt{3}}{2} (\sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3}) \cos k \theta \sin \theta + & \end{aligned} \quad (5.6)$$

За стойностите на k, които се разглеждат – положителни цели числа, трябва да се има предвид следното:

- за всяко k

$$\begin{aligned} \cos k \frac{2\pi}{3} - \cos k \frac{4\pi}{3} &= 0 \\ \sin k \frac{2\pi}{3} + \sin k \frac{4\pi}{3} &= 0 \end{aligned} \quad (5.7)$$

- за k кратно на 3

$$1 - 0.5 (\cos k \frac{2\pi}{3} + \cos k \frac{4\pi}{3}) = 0 \quad (5.8)$$

- за k не кратно на 3

$$1 - 0.5 (\cos k \frac{2\pi}{3} + \cos k \frac{4\pi}{3}) = \frac{3}{2} \quad (5.9)$$

- за k = 1,4,7,...

$$\sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3} = \sqrt{3} \quad (5.10)$$

- за k = 2,5,8,...

$$\sin k \frac{2\pi}{3} - \sin k \frac{4\pi}{3} = -\sqrt{3} \quad (5.11)$$

Въз основа на (5.5) до (5.9) зависимостта (5.4) приема вида:

$$\begin{aligned} U_d I_d - \sqrt{2} I_d \sum_{k=1}^{\infty} U_{dk} \cos k\theta &= 3U \sum_{k=1}^{\infty} I_k \frac{1}{2} [\cos(k-1)\theta - \cos(k+1)\theta] \pm \\ \pm \frac{1}{2} [\cos(k-1)\theta + \cos(k+1)\theta] \} \end{aligned} \quad (5.12)$$

От (5.11) се вижда, че за  $k$  – четно число,  $I_k=0$ . За останалите стойности на  $k$

$$\sqrt{2}U_{dk}I_d = 3U(I_{k-1} - I_{k+1}) \quad (5.12)$$

Освен това :

$$U_d I_d = 3U I_1 \quad (5.13)$$

От (5.12) и (5.13) се получава:

$$\frac{\sqrt{2}U_{dk}}{U_d} = \frac{I_{k-1}}{I_1} - \frac{I_{k+1}}{I_1} \quad (5.14)$$

Трябва да се отбележи, че лявата част в последния израз представлява кофициентът на пулсации по съответната хармонична на изходното напрежение.

Уравнения, подобни на (5.2) и (5.3) могат да бъдат записани и при друга стойност на броя на фазите  $p$ . Тъй като зависимостта (5.1) е валидна и при токоизправители с друга стойност на  $m$ , освен разгледаната 6, изразът (5.14) остава валиден и за тях. От него се вижда, че на всяка хармонична на изходното напрежение съответства две хармонични на тока от захранващата мрежа. Така например при  $k=6$  (хармонична на изходното напрежение с честота 6-пъти по-висока от мрежовата) отговарят хармонични на мрежовия ток, чито честоти са 5 и 7 пъти по-високи от честотата на захранващата мрежа. Това са петата и седмата хармонични на тока. По отношение на изправеното напрежение обаче хармоничната с честота 6-пъти по-висока от мрежовата е първата му хармонична.

Отношението на стойността на дадена хармонична и стойността на първата хармонична на тока се определя от формула (4.7).

Резултатите за няколко вида токоизправители при различни стойности на  $m$  са показвани в таблица 5.1. Тя може да бъде продлъжена и за следващите номера на хармоничните.

Трябва да се отбележат и следните важни изводи:

- дясната част на (5.13) представлява активната мощност  $P$  от захранващата мрежа, т.к.  $\cos\varphi_1 = 1$  поради  $a = 0$ . Тя е равна на произведението от стойността на изходния ток  $I_d$  и средната стойност на изходното напрежение  $U_d$ . Реактивната мощност  $Q$  от мрежата е равна на нула.

- взаимодействието на синусоидалното захранващо напрежение с висшите хармонични на мрежовия ток определя мощността на изкривяване  $D$  от променливотоковата страна. Тя е равна на мощността, получена от взаимодействието на изходния ток със стойност  $I_d$  с хармоничните на изправеното напрежение – изрази (5.11) и (5.12).

$k$	$m = 2$		$m = 3$		$m = 6$		$m = 12$	
	$\frac{U_{dk_m}}{U_{d0}}$	$\frac{I_k}{I_1}$	$\frac{U_{dk_m}}{U_{d0}}$	$\frac{I_k}{I_1}$	$\frac{U_{dk_m}}{U_{d0}}$	$\frac{I_k}{I_1}$	$\frac{U_{dk_m}}{U_{d0}}$	$\frac{I_k}{I_1}$
1	1	1	1	1	1	1	1	1
2	0.67	0.67	0.33	0.25	0.25	0.2	0.2	0.2
3	4	0.13	0.2	0.2	0.057	0.057	0.057	0.057
4	5	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057
5	6	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057	0.057
6	7	0.143	0.143	0.143	0.143	0.143	0.143	0.143
7	8	0.032	0.032	0.032	0.032	0.032	0.032	0.032
8	9	0.111	0.111	0.111	0.111	0.111	0.111	0.111
9	10	0.021	0.021	0.021	0.021	0.021	0.021	0.021
10	11	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09	0.09
11	12	0.013	0.013	0.013	0.013	0.013	0.013	0.013
12	13	0.077	0.077	0.077	0.077	0.077	0.077	0.077
13	14	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01	0.01
14	15	0.067	0.067	0.067	0.067	0.067	0.067	0.067
15	16	0.008	0.008	0.008	0.008	0.008	0.008	0.008
16	17	0.059	0.059	0.059	0.059	0.059	0.059	0.059
17	18	0.006	0.006	0.006	0.006	0.006	0.006	0.006
18	19	0.053	0.053	0.053	0.053	0.053	0.053	0.053
19	20	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005
20	21	0.048	0.048	0.048	0.048	0.048	0.048	0.048
21	22	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005	0.005
22	23	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043	0.043
23	24	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003	0.003
24	25	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04	0.04

Таблица 5.1

Използването на връзката между хармоничните на мрежовия ток и гъзи на изходното напрежение може да бъде показано с

**Пример 5.1.** Необходимо е да се намерят максималните стойности на първата и втората хармонични на изходното напрежение при пръфазен мостов токоизправител, ако се знае, че средната стойност на управителното напрежение при  $\alpha = 0^\circ$  е 500V.

Ако се разполага с таблица 5.1 се използват данните от

и ч.:

## 6. КОЕФИЦИЕНТ НА ПОЛЕЗНО ДЕЙСТВИЕ НА УПРАВЛЯЕМИТЕ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

$$\frac{U_{d6m}}{U_{d0}} = 0.057 \quad \text{откъдето} \quad U_{d6m} = U_{d0} \cdot 0.057 = 500 \cdot 0.057 = 28.5V$$

$$\frac{U_{d12m}}{U_{d0}} = 0.013 \quad \text{откъдето} \quad U_{d12m} = U_{d0} \cdot 0.013 = 6.5V$$

Ако не се разполага с таблица 5.1 може да се постиги по следния начин:

- Определя се к за първата и втората хармонични на изходното напрежение от зависимостта (5.1) за  $N = 1,2$ . За първата хармонична се получава  $K = 6$ , а за втората –  $K = 12$ .
- От връзката между хармоничните се определят необходимите стойности от таблица 5.1

$$\frac{U_{d6m}}{U_{d0}} = \frac{I_5}{I_1} - \frac{I_7}{I_1} = \frac{1}{5} - \frac{1}{7} = 0.057$$

$$\frac{U_{d12m}}{U_{d0}} = \frac{I_{11}}{I_1} - \frac{I_{13}}{I_1} = \frac{1}{11} - \frac{1}{13} = 0.013$$

- По показания по-горе начин се определят максималните стойности на първата и втората хармонични на изходното напрежение.

Както бе показано в зависимост (1.11), кофициентът на полезно действие  $\eta$  на силовите електронни устройства, включени към захранващата мрежа, представлява отношение на изходната мощност  $P_{out}$  и активната мощност  $P$  от мрежата.

В случаи на безкрайно голема индуктивност на товара  $L_d=\infty$  (постоярен изходен ток  $I_d$  без пулсации) изходната мощност на управляемите токоизправители се определя от произведението на този ток и средната стойност на изходното напрежение:

$$P_{out} = P_d = U_d I_d \quad (6.1)$$

При пренебрегване на загубите тази мощност е равна на активната мощност от захранващата мрежа – формула (5.13). В общия случай обаче кофициентът на полезно действие на управляемия токоизправител въз основа на (1.11) и (6.1) се определя от зависимостта:

$$\eta = \frac{P_d}{P} \quad (6.2)$$

Мощността  $P$  представлява сума от изходната мощност  $P_d$  и загуби на активна мощност, включващи следните съставки [20,23]:

- $P_{TP}$  – загуби в захранвания трансформатор на токоизправителя;
- $P_{SP}$  – загуби в силовите прибори на токоизправителя;
- $P_d$  – загуби в дроселите – изтлаждащ или изравнителен;
- $P_{CY}$  – загуби в спомагателни устройства – система за управление на токоизправителя, комутираща апаратура, блокировки, сврътвателни системи за охлаждане.

Следователно

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + P_{TP} + P_{SP} + P_d + P_{CY}} \quad (6.3)$$

Загубите в трансформатора  $P_{TP}$  имат две съставки:

- $P_{ST}$  – загуби в стомансния магнитопровод;
- $P_M$  – загуби в медния проводник на намотките.

$$P_{TP} = P_{CTTP} + P_{MTP} \quad (6.4)$$

Загубите в стоманения магнитопровод Рстгр включват загуби вследствие на хистерезиса и загуби от вихрови токове в материала. В практиката те се дават заедно чрез един коефициент на специфични загуби, изразаващ загубите на 1 кг от магнитния материал при определена индукция и нормирана честота- 50 или 400 Hz. Тези загуби не зависят от изходния ток на токозправителя.

Загубите в медта се определят от активните съпротивления на намотките и зависят от ефективната стойност на протичания през тях ток:

$$P_{MTP} = \sum_{i=1}^n I_i^2 R_i \quad (6.5)$$

Ефективната стойност на тока през намотките на захранвания трансформатор е пропорционална на стойността на изходния ток на токозправителя  $I_d$ . Следователно тези загуби зависят от товара на токозправителя. Коефициентът на полезно действие на трансформатора зависи от отдаваната мощност, като достига стойности около 0.95 за маломощни и 0.98-0.99 за мощнни трансформатори.

Загубите в силовите прибори на токозправителя се определят по следната зависимост:

$$P_{CU} = g \cdot (U_{CU} I_{CU} + r_{CU} I_{CU}^2) \quad (6.6)$$

където  $g$  е броят на силовите прибори в схемата на токозправителя,  $U_{CU}$  –пад на напрежение върху прибора в права посока,  $I_{CU}$  – средна стойност на тока през прибора,  $r_{CU}$  – динамично съпротивление на прибора и  $I_{CU}$  – ефективна стойност на тока през прибора. Тъй като стойността на тока през силовите прибори на токозправителя е функция на изходния ток  $I_d$ , то тези загуби зависят от товара на токозправителя.

Загубите в изглажданция дросел Рд също включват загуби в стоманата и загуби в медта:

$$P_R = P_{CR} + P_{ML} \quad (6.7)$$

Първите не зависят от товара на токозправителя, а вторите са пропорционални на квадрата на изходния ток  $I_d$  и на активното съпротивление на дросела  $R_d$ :

$$P_{ML} = I_d^2 R_d \quad (6.8)$$

Загубите в спомагателните устройства Рсу са по-малки от останалите, практически са постоянни и не зависят от товара на токозправителя (стойността на изходния ток  $I_d$ ).

Въз основа на изложеното общите загуби на мощност могат да се разделят на постоянни и променливи (зависещи от товара)

$$\sum P_{PROM} = P_{MTP} + P_{ML} + P_{CU} \quad (6.9)$$

$$\sum P_{PROM} = P_{MTP} + P_{ML} + P_{CU} \quad (6.10)$$

Чрез заместване на (6.9) и (6.10) в (6.3) се получава:

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + \sum P_{PROT} + \sum P_{PROM}} \quad (6.11)$$

Постоянните загуби могат да бъдат намалени основно чрез използване на подходящи магнитни материали с малък коефициент на индуктивни загуби, т.к. основната част от тях са загубите в стоманата на захранващия трансформатор и дросела. Елементната база, на чиято основа са построени съвременните системи за управление, блокировка и защита дава възможност загубите на мощност в тях да бъдат преизбрежимо малки в сравнение с останалите. Променливите загуби могат да бъдат намалени чрез правилно проектиране на трансформатора и дросела, осигуряващо оптимално съотношение между загубите в медта с цел минимизация на последните, както и чрез използване на силови прибори с възможно най-малък пад на напрежение в права посока.

*Пример 6.1.* Често коефициентът на полезно действие на управляемия токоизправител се изчислява приблизително по формулата:

$$\eta \approx \eta_{TR} \cdot \eta_B$$

Където  $\eta_{TR}$  е коефициентът на полезно действие на захранващия трансформатор, а  $\eta_B$  – коефициентът на полезно действие на вентилия блок, определен по формулата:

$$\eta_B = \frac{P_d}{P_d + P_{CU}}$$

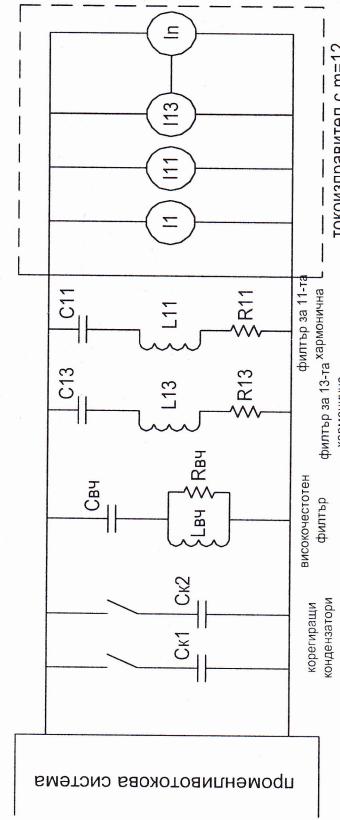
Имайки предвид, че Усп от (6.6) за съвременните мощнни тиристори е около 2-3V, то при големите стойности на  $U_d$  (стотии волта),  $\eta_B$  се получава около 0.985-0.99. Имайки предвид и споменатите по-горе стойности на  $\eta_{TR}$ , се получава

$$\eta \approx (0.98 - 0.99) \cdot (0.985 - 0.99) = 0.965 - 0.98$$

## 7. МЕТОДИ ЗА ПОДОБРЯВАНЕ ФАКТОРА НА МОЩНОСТ НА УПРАВЛЯЕМИТЕ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

Съществуват два подхода при решаване на въпроса за повишаване фактора на мощност на управляемите токоизправители. Първият от тях е свързан с включване на допълнителни устройства към токоизправители с фазово регулиране, чиято функция е да приблизява общия фактор на мощност до 1. Вторият подход се характеризира с търсене на нови схеми решения на управляеми токоизправители, както и на нови методи на регулиране, които се отличават с подобрен фактор на мощност.

Първият подход се състои във включването на пасивни филтри за висши хармонични и корограци кондензатори към входа на управляемите токоизправители и е илюстриран с показаната на фиг. 7.1 схема за токоизправител с  $m=12$  [25].



Фиг. 7.1

Управляемият токоизправител е представен чрез генератори на хармонични, чието номера са в съответствие с изложеното в глава 4 за първата стойност на  $n$ . Целта е да се ограничи проникването на токовете с честоти на тези хармонични в промениливотоковата система поради това, че те могат да предизвикат загуби на мощност и нежелано взаимодействие между други електронни устройства, включени към същата система. По този начин се повишава кофициентът на изкривяване формата на тока и намалява мощността на изкривяване D.

Както се вижда, предвидени са резонансни филтри, настроени на първите две от висшите хармонични за този токоизправител: единадесетата и тринадесетата – виж таблица 5.1. Високочестотният филтър е предизначен да намали влиянието на останалите висши хармонични от спектъра на мрежовия ток. Изменението на импеданса на комбинацията от филтри като функция на честотата е показано на фиг. 7.2

Трябва да се отбележи, че проектирането на филтрите е сложен процес и зависи от импеданса на системата за честотите на хармоничните. Този импеданс се определя от конфигурацията ѝ, както и от свързваните към нея други товари. За да се осигури достатъчно филтриране и да се избият първите резонансни явления, често проектирането трябва да предвижда някои промени в недалечно бъдеще, които биха могли да изменят импеданса на промениливотоковата система.

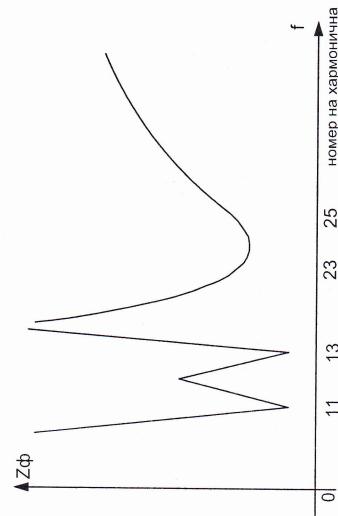
Както бе показано, при токоизправителят с фазово регулиране първата хармонична на тока от мрежата изостава по фаза от мрежовото напрежение, като дефазирането зависи от тъгла на регулиране  $\alpha$ . Компенсацията на този индуктивен по характер товар в голяма степен се осигурява от филтрите за висши хармонични. За честотата на мрежовото напрежение 50 Hz приблизително се определя от зависимостта [25]:

$$C_{\phi} \approx C_{Bq} + C_{11} + C_{13} \quad (7.1)$$

По този начин се подобрява кофициентът на дефазиране  $\cos \phi$  и намалява реактивната мощност Q. Реактивната мощност, която може да бъде осигурена от филтърите групи при честота на мрежовото напрежение 50 Hz приблизително е равен на

$$Q_{\phi} \approx 314 \cdot C_{\phi} \cdot U^2 \quad (7.2)$$

Тази реактивна мощност (resp. стойност на Сф) трябва да бъде най-много равна на реактивната мощност на управляемия токоизправител при минимална изходна постояннотокова мощност. В противен случай при работа на токоизправителя с минимално наговарване биха могли да възникнат пренапрежения в системата. Поради това, за да се компенсира голямата реактивна мощност тогава, когато токоизправителят работи при

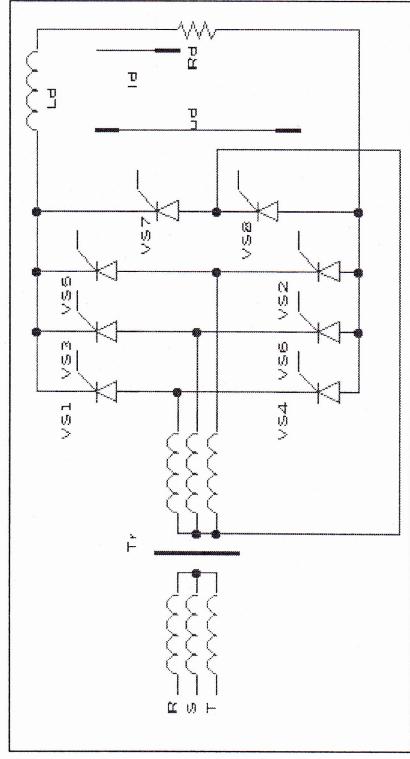


Фиг. 7.2

максимална изходна мощност, са предвидени допълнителни коригации кондензатори Ск1 и Ск2.

По-значително приложение е получил вторият подход при решаване на проблема за подобряване фактора на мощност на управляемите токозправители – прилагането на нови схемни решения и методи на регулиране. Последователно ще бъдат разгледани следните възможности:

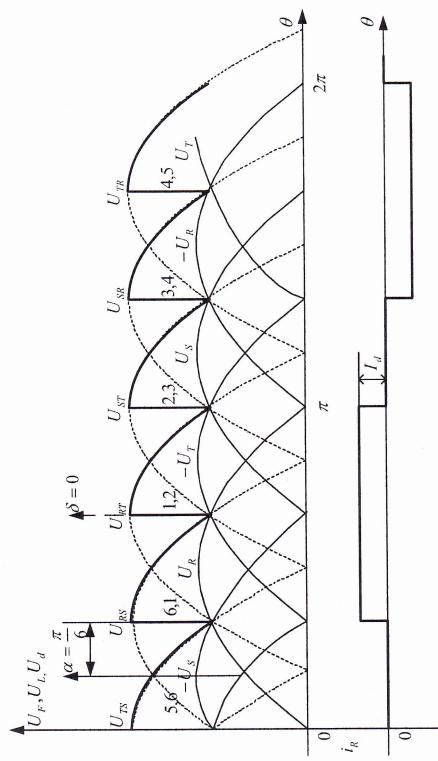
- модифициран трифазен мостов токозправител;
  - управлявани токозправители с фазово-стапално регулиране;
  - несиметрично и последователно регулиране на токозправители;
  - управлявани токозправители с широчинно-импульсна модулация.
- Принципната схема на модифициранния трифазен мостов токозправител е показана на фиг.7.3 [63].



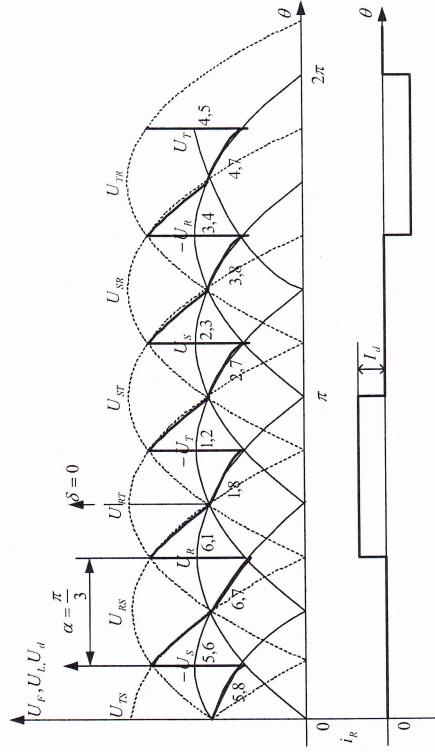
Фиг.7.3

Както се вижда, токозправителят съдържа допълнително включчените тиристори VS7 и VS8, общата точка на които е свързана към звездния център на вторичната страна на захранвания трансформатор. Трябва да се отбележи, че тези тиристори могат да бъдат заменени с диоди в случаите, когато не се налага работа на токозправителя в инверторен режим. При този токозправител се използват два бълья на регулиране:  $\alpha$  – за стандартния токозправител, състоищ се от VS1 до VS6, който се отчита от пресечната точка на фазовите напрежения помежду им, и  $\delta$  – за допълнителните тиристори (респ.диоди), който се отчита от ъгъл  $5\pi/6$  за графиките на линейните напрежения (тези моменти съответстват на преминаване на някоис от фазовите напрежения през нулата). Ако допълнителните тиристори не се опушват, токозправителят работи като стандартен трифазен мостов токозправител. Ако се използват допълнително включени диоди, те работят при ъгъл на регулиране  $\delta=0$ .

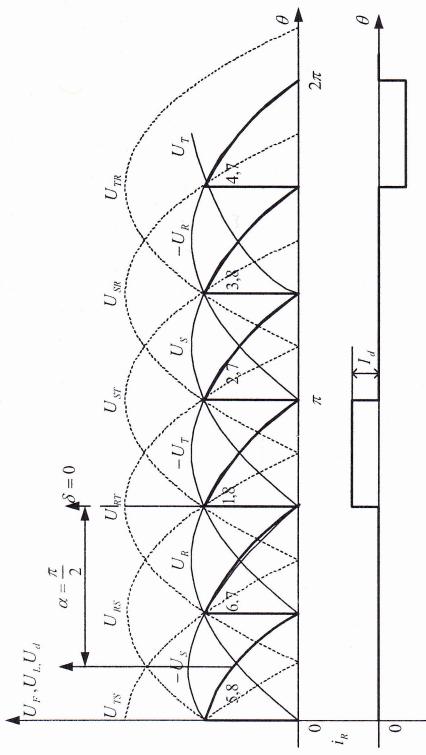
Ако се използват допълнително включени тиристори, те могат да работят при  $\delta=0$  и при  $\delta \neq 0$ . На фиг.7.4 до фиг.7.7 са представени времедиаграми, показващи действието на токозправителя при  $\delta=0$  и различни стойности на  $\alpha$ , а на фиг.7.8 при  $\delta=\pi/12$  и  $\alpha=5\pi/12$ . При всички случаи е показана и формата на тока през фаза R при предположение за бекрайно голяма стойност на индуктивността на товара и кофициент на трансформация на мрежковия трансформатор, равен на единица.



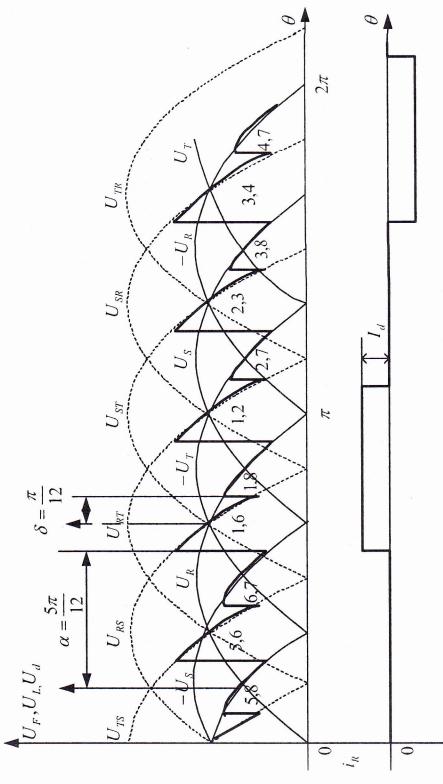
Фиг.7.4



Фиг.7.5



Фиг.7.6



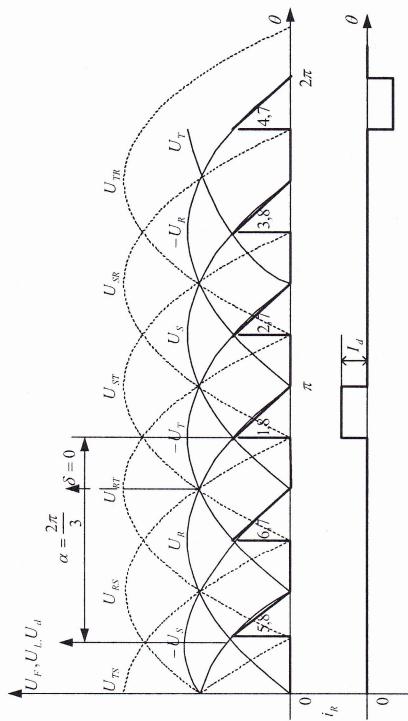
Фиг.7.8

Т.к. съществуват различни комбинации между ъглите  $\alpha$  и  $\delta$ , то се търси тази, при която се повишава факторът на мощност. В изправителен режим това се постига като се минимизира времето, през което токът и напрежението на дадена фаза имат противоположен знак. В инверторен режим факторът на мощност се оптимизира като се намалява времето, през което токът и напрежението на дадена фаза имат единакъв знак. Така например, ако се разгледа фиг. 7.5, до момента  $5\pi/6$  за графиката на напрежението  $U_{RS}$  ( $\delta=0$ ) са провеждани тиристорите  $VS1$  и  $VS6$ . Товарният ток е излизал от лесния извод на вторичната намотка на трансформатора за фаза R и е влизал в десния край на вторичната намотка за фаза S. В момента  $\delta=0$  се отпуска тиристорът  $VS8$ , а тиристорът  $VS6$  се запушва т.к. напрежението на фаза R  $U_R$  става по-голямо от линейното  $U_{RS}$ . По този начин токът през  $VS8$  се прехвърля към звездния център на вторичната страна. Трябва да се забележки, че точно в този момент напрежението на фаза S  $U_S$  сменя знака си и ако токът беше продължил да протича през  $VS6$  и да влеза в десния край на намотката за фаза S, това бы водило до намаляване на фактора на мощност. При следващото отпусване на  $VS2$  се запушва  $VS8$  и напрежението в изхода става равно на линейното  $U_{RT}$ . Аналогично протича процесът и в случая на фиг. 7.8, но вече при друг ъгъл  $\delta$  на регулиране на допълнителните тиристори.

Могат да бъдат изведени следните зависимости за стойността на изходното напрежение  $U_d$ :

- за  $0 \leq \alpha \leq \pi/6$  в изправителен и  $\pi \geq \alpha \geq 5\pi/6$  в инверторен режим

$$U_d = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} \cdot U_F \cdot \cos \alpha = U_{d0} \cdot \cos \alpha \quad (7.1)$$



Фиг.7.7

От фиг. 7.4 се вижда, че при ъгъл на регулиране на основните тиристори  $\alpha$  по-голям от 0 и по-малък от  $\pi/6$ , допълнителните тиристори не провеждат, и кривата на изходното напрежение се движи само по кривите на линейните напрежения. От фиг. 7.5 и фиг. 7.6 се вижда, че при  $\pi/6 < \alpha < \pi/2$  кривата на изходното напрежение съдържа участъци от кривите и на линейните и на фазовите напрежения. Фиг. 7.6 и фиг. 7.7 показват, че при  $\alpha \geq \pi/2$  кривата на изходното напрежение се формира от участъци само на фазовите напрежения.

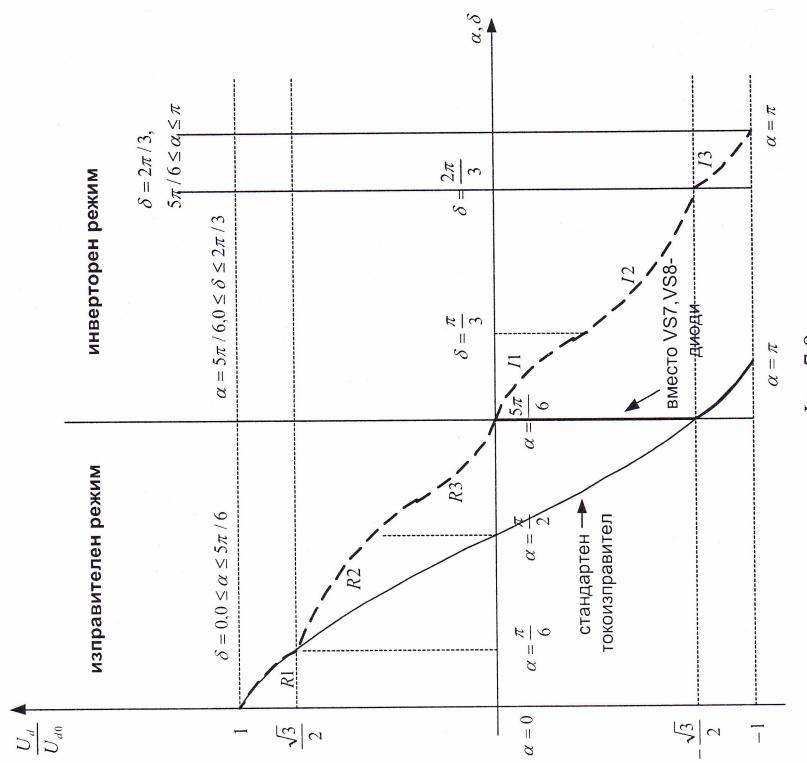
- За  $\pi/6 < \alpha < 5\pi/6$  и  $0 \leq \delta \leq 2\pi/3$  в двата режима

$$U_d = \frac{3}{\pi} \left[ \int_{\frac{\pi-\alpha}{6}}^{\frac{2\pi+\delta}{6}} \sqrt{2} U_L \sin(\theta + \frac{\pi}{6}) d\theta + \int_{\frac{2\pi+\delta}{6}}^{\frac{\pi+\alpha}{2}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} U_L \sin \theta d\theta \right] \quad (7.2)$$

След решаване и опростяване се получава:

$$U_d = U_{d0} \cdot \frac{\cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \cos \delta}{\sqrt{3}} \quad (7.3)$$

Въз основа на (7.1) и (7.3) е построена представената на фиг. 7.9 регулировъчна характеристика (удебелена прекъсната линия) в двата режима на работа на модифицирания трифазен мостов токозправител.



Фиг. 7.9

Както се вижда в изправителен режим е необходимо да се фиксира  $\alpha = 5\pi/6$ , а  $\delta = 0$ , и се регулира  $\alpha$  от 0 до  $5\pi/6$ . В инверторен режим се фиксира  $\alpha = 5\pi/6$ , а  $\delta$  варира от 0 до  $2\pi/3$ . След това  $\alpha$  се изменя от  $5\pi/6$  до  $\pi$ .

С уделена непрекъсната линия на фиг. 7.9 е показана характеристиката в случаи, че в изхода на токозправителя вместо допълнителни тиристори има включени допълнителни диоди.

От регулировъчните характеристики на фиг. 7.9 се виждат различните режими на работа и зони на регулиране. В изправителен режим те са:

$R1 - 0 \leq \alpha \leq \pi/6$ . Токозправителят работи като стандартен и спомагателните тиристори не се отпусват.

$R2 - \delta = 0$  и  $\pi/6 < \alpha < \pi/2$ . Пускатите на изходното напрежение съдържат отрезъци от линейните и фазовите напрежения. След като е бил включен, всеки от основните тиристори провежда за югъл  $\alpha - \pi/6$ . От допълнителните - за югъл  $\alpha - \pi/6$ .

$R3 - \delta = 0$  и  $\pi/2 \leq \alpha \leq 5\pi/6$ . Отпусва се винаги по един от допълнителните тиристори и изходното напрежение е равно или на фазовото или е 0.

В инверторен режим на работа режимите са:

$\Pi - \alpha = 5\pi/6$  и  $0 \leq \delta \leq \pi/3$ . Превежда винаги един от допълнителните тиристори. Изходното напрежение е отрицателно и съдържа отрезъци от фазовите напрежения или е 0.

$I2 - \alpha = 5\pi/6$  и  $\pi/3 < \delta \leq 2\pi/3$ . В графиката на изходното напрежение се появяват отрезъци и от линейните напрежения.

$I3 - \delta = 2\pi/3$  и  $5\pi/6 \leq \alpha \leq \pi$ . Токозправителят работи като стандартен. Трябва да се отбележи, че вследствие наличието на комутационни интервали и необходимостта от време за възстановяване на тиристорите стойностите на  $\alpha$  и  $\delta$  се ограничават преди  $5\pi/6$  и  $2\pi/3$  съответно.

Факторът на мощност нараства чрез намаляване времето на протичане на ток във всяка фаза посредством прехвърлянето му към звездния център на вторичната намотка след момента, в който напрежението на съответната фаза става положително (или отрицателно в режим на инвертиране).

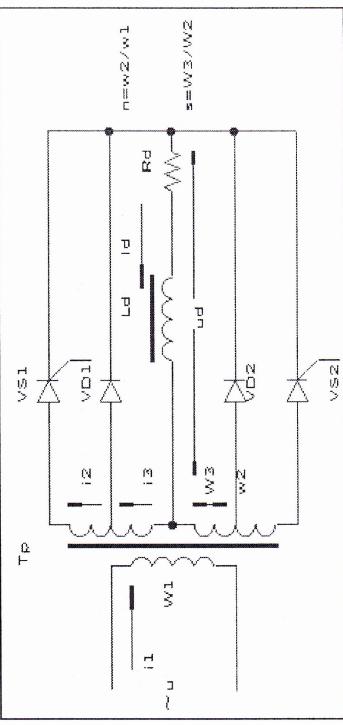
Зависимостта за определянето му при  $0 \leq \alpha \leq \pi/6$  и  $\pi \geq \delta \geq 5\pi/6$  е както при стандартния трифазен мостов симетричен токозправител:

$$K_p = \frac{3}{\pi} \cdot \frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{3}{\pi} \cdot C_p \quad (7.4)$$

При  $\pi/3 < \alpha < 5\pi/6$  може да се използва формула (3.1), като предварително се намира ефективната стойност на фазовия ток:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi-\alpha}{6}}^{\frac{\pi+\delta}{6}} d\theta} = I_d \sqrt{\frac{5-\delta-\alpha}{6}} \quad (7.5)$$

врсеметригами, поясняващи действието му, при предположение за  
безкрайно голема индуктивност на товара.



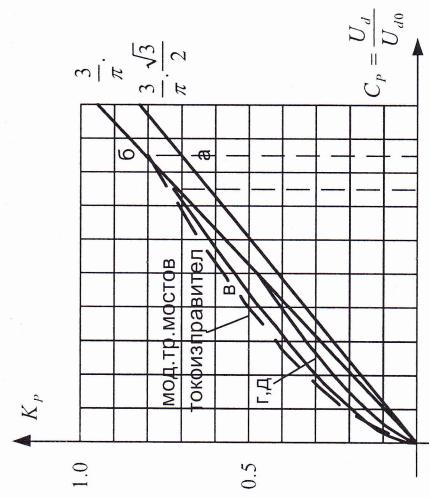
След заместване в (3.1) за фактора на мощност се получава:

$$K_p = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{\cos(\alpha + \frac{\pi}{6}) + \cos\delta}{\sqrt{\frac{5}{6} + \frac{\delta - \alpha}{\pi}}} \cdot C_p \quad (7.6)$$

При използване на израза за регулировъчната характеристика (7.3) и заместване в (7.6) зависимостта за фактора на мощност има вида:

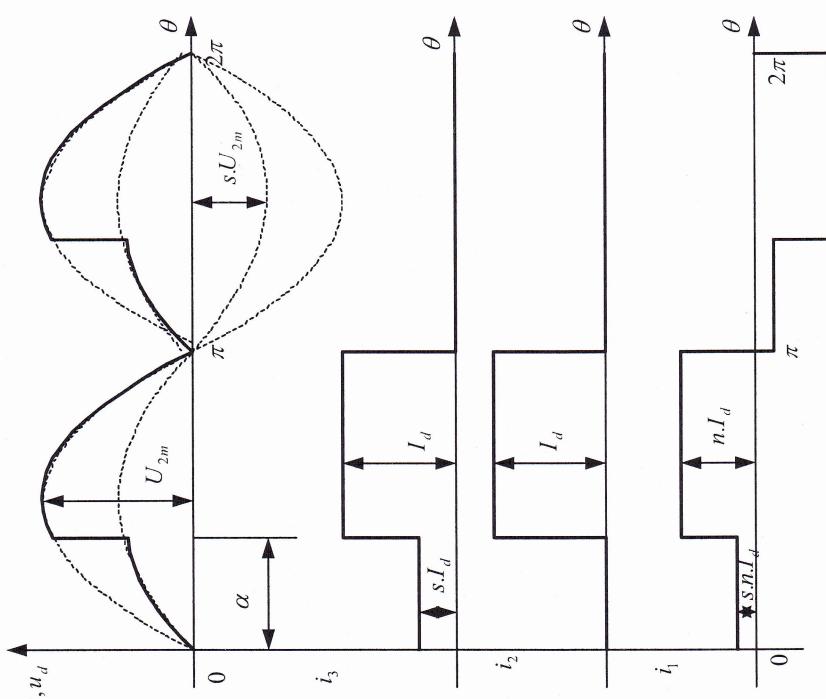
$$K_p = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{\frac{5}{6} + \frac{\delta - \alpha}{\pi}}} \cdot C_p \quad (7.7)$$

На фиг. 7.10 с прекъсната линия е показано изменението на фактора на мощност  $K_p$  от степента на регулиране  $C_p$ . Използвана е фиг. 3.3, като останалите криви са за схемите от фиг. 3.1, за да може да се направи сравнение.



Фиг.7.10

В случаите, когато не се налага да бъде осигурен широк обхват на изменение на изходното напрежение на токозправителя, например при  $U_{d_{max}}/U_{d_{min}} = 1.5 \div 2$ , могат да бъдат използвани токоизправители с фазово-стъпкалино регулиране на изходното напрежение, при които факторът на мощност е повишен [13,23,24]. На фиг. 7.11 е показван пример на еднофазен токозправител с фазово - стъпкалино регулиране и



Фиг.7.11

Ако тиристорите не се включват, работят само диодите VD1 и VD2 и изходното напрежение има стойност

$$U_{d_{\min}} = \frac{2sU_{2m}}{\pi} \quad (7.8)$$

Ако управляващите импулси се подават на ъгъл  $\alpha = 0$ , работят само тиристорите VS1 и VS2 и стойността на изходното напрежение е

$$U_{d_{\max}} = \frac{2U_{2m}}{\pi} \quad (7.9)$$

Следователно при регулиране на  $\alpha$  от 0 до  $\pi$  стойността на изходното напрежение се променя между  $U_{d_{\min}}$  и  $U_{d_{\max}}$ . Изразът за регулировъчната характеристика може да бъде получен от зависимостта:

$$U_d = \left( \int_0^{\alpha} s U_{2m} \sin \theta d\theta + \int_{\alpha}^{\pi} U_{2m} \sin \theta d\theta \right) \quad (7.10)$$

След решаване се получава:

$$U_d = \frac{\sqrt{2}}{\pi} [1 + s + (1-s)\cos\alpha] U_2 \quad (7.11)$$

От кривата на мрежовия ток, представена на времедиаграмите, се вижда, че токът  $i_l$  в интервалите  $0-\alpha$  и  $\pi-\pi+\alpha$  не е равен на 0, откъдето следва да се очаква повишаване на фактора на мощност. Изразът за изменението му може да се получи по следния начин:

От (7.11) се вижда, че кофициентът A от формула (2.1) се определя от:

$$A = \frac{\sqrt{2}}{\pi} [1 + s + (1-s)\cos\alpha] \quad (7.12)$$

Ефективната стойност на тока от мрежата при  $n=1$  се определя от следната зависимост:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha} s^2 I_d^2 d\theta + \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d\theta \right]} \quad (7.13)$$

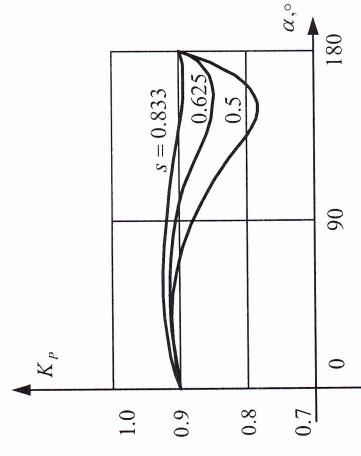
След решаване се определя кофициентът B, имайки предвид (2.1):

$$B = \sqrt{\frac{1}{\pi} [\pi - (1-s^2)\alpha]} \quad (7.14)$$

Въз основа на (2.3), използвайки изрази (7.12) и (7.14) се получава:

$$K_p = \sqrt{\frac{2}{\pi} \frac{1+s+(1-s)\cos\alpha}{\sqrt{\pi - (1-s^2)\alpha}}} \quad (7.15)$$

Изменението на Кр при регулиране за различни стойности на  $s$  е представено на фиг. 7.12.



Фиг. 7.12

При  $s > 0.5$  Кр е винаги по-голям от 0.78. Ако предварително се знае минималната стойност на мрежовото напрежение  $U_{2min}$  и при изменението му до също така известна максимална стойност  $U_{2max}$  се изисква стабилизация на изходното напрежение на токонизправителя, то при  $\varepsilon = U_{2max}/U_{2min}$  може да се покаже, че е трябва да бъде равен на  $1/\varepsilon$ , а  $\alpha$  се изменя в пълния диапазон от 0 до  $\pi$ .

На фиг. 7.13 са представени още няколко схеми на еднофазни токонизправители с фазово - стъпално регулриране на напрежението. И при тях изходното напрежение има показаната на фиг. 7.11 форма.

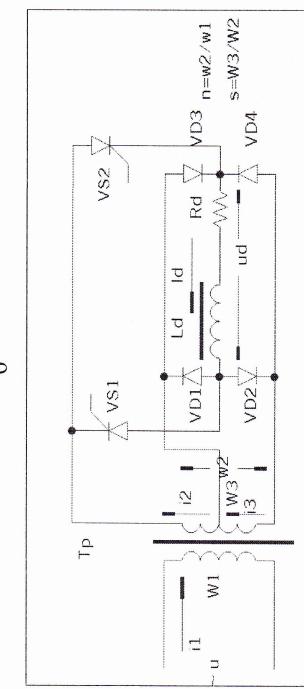
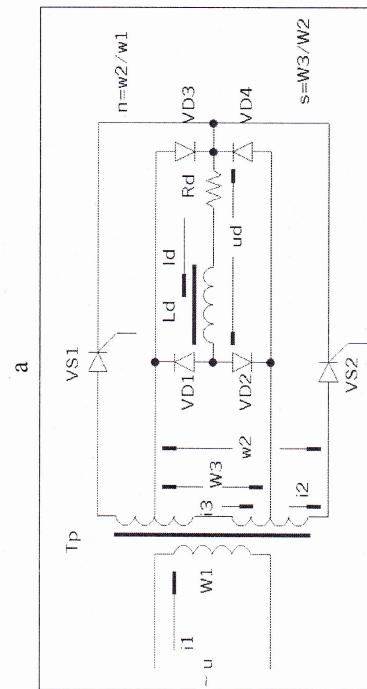
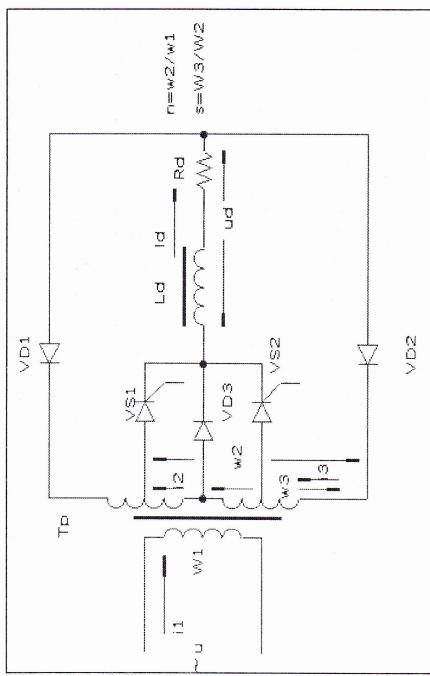
Така например за схемата от фиг. 7.13a, ако през положителния полупериод на мрежовото напрежение са провеждани VD3 и VD2, то при отпушване на тиристора VS1 на тъгъл  $\alpha$  диодът VD3 се запушва и изходното напрежение се повишава в съответствие с моментната стойност на напрежението върху намотката w2. Аналогично, ако през отрицателния полупериод са провеждани VD3 и VD1, при отпушване на VS2 на тъгъл  $\alpha$  диодът VD3 се запушва. През положителния полуperiод токовете  $i_2$  и  $i_3$ , за означените части от вторичната намотка, имат показаната на фиг. 7.11 форма. През отрицателния  $i_3$  е равен на 0, а  $i_2$  има противоположна посока и се променя както  $i_3$  през положителния полуperiод. При схемата от фиг. 7.13b, ако не се отпушват тиристорите, работи само диодната мостова схема. Ако на тъгъл  $\alpha$  се отпушчи тиристорът VS1, той посма функциите на провеждания

ло този момент диод  $VD_3$ , който се запушва. По съдия начин, ако се опупли  $VS_2$ , се запушва диодът  $VD_4$ . Токът  $i_2$  има показаната на фиг.7.11 форма за единния полупериод на мрежовото напрежение, а формата на тока  $i_3$  е аналогична на показаната на фиг.7.11, но в противоположна посока и през двета полупериода. При схемата от фиг.7.13 в също ако не се отпушват тиристорите, работи само диодната мостова схема. Ако например през отрицателния полупериод на мрежовото напрежение на  $u_d$  щълка се отпупли тиристорът  $VS_1$ , то диодът  $VD_1$  се запушва. Аналогично при отпупване на  $VS_2$  през положителния полупериод се запушва диодът  $VD_3$ . Формата на токовете  $i_2$  и  $i_3$  е същата, както показаните на фиг.7.11, но те притичат и през двета полупериода на мрежовото напрежение и то в противоположни посоки.

По подобен на описанния по-горе начин могат да бъдат реализирани и трифазни токоизправители с фазово-стъпално регулиране на изходното напрежение. Те обаче притежават недостатък на несиметричен ток през първичните намотки, което създава възможност за подмагливане на захранвания трансформатор. Този недостатък може да бъде отстранен чрез по-особено свързване на вторичните намотки и на частите от тях. Въпреки това приложението на тези токоизправители е сравнително по-ограничено.

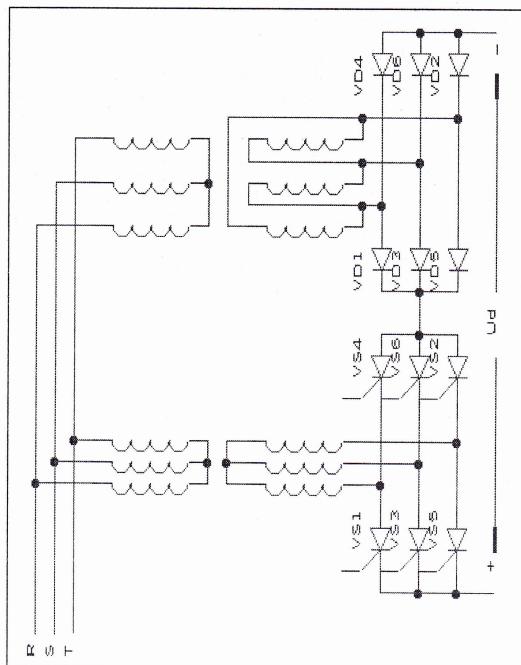
Една възможност за повишаване фактора на мощност е свързана с т.н. несиметрично регулиране на токоизправителя [24]. Наличието в трифазния мостов токоизправител от фиг.3.1б на две комутации групи тиристори-катодна ( $VS_1, VS_3, VS_5$ ) и анодна ( $VS_2, VS_4, VS_6$ )-възможна работата на двете групи при различни ъгли на регулиране  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$ . Този токоизправител може да бъде разгледан и като последователно свързване на два трифазни еднополупериодни токоизправители. При предположение за безкрайно голема индуктивност в товарната верига изходното напрежение на всеки от тях е пропорционално на косинуса от ътъла му на управление, а общото изходно напрежение на целия токоизправител е равно на сумата от изходните напрежения на двата токоизправителя. Частен случай на несиметричното регулиране е трифазният мостов несиметричен токоизправител от фиг.3.1в, при който  $\alpha_1 = \alpha_2 = 0$ . При него вторият токоизправител не променя своето напрежение. Първият с увеличаване на ътъл  $\alpha$  от 0 намалява напрежението си, след което, преминавайки в инверторен режим сменя посоката на изходното си напрежение, така че при  $\alpha = \pi$  общото сумарно напрежение на целия токоизправител става равно на 0. Въпреки подобряването на фактора на мощност общ съществен недостатък на несиметричното регулиране на управляемите токоизправители е наличието на четни хармонични на тока от захранващата мрежа, както бе показано при фиг.4.6. Този факт прави приложението на тези токоизправители много ограничено.

Несиметрично регулиране може да бъде приложено и при последователно свързани по отношение на изходите си трифазни мостови

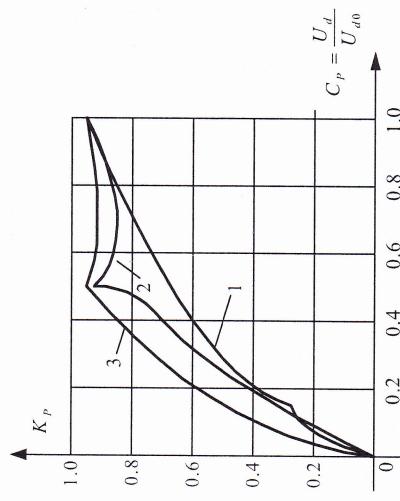


Фиг.7.13

токонизправители. На фиг.7.14 е показано такова свързване на един неуправляем и един управляем токонизправител, когото по отношение на захранващата мрежа при свързването на намолките на трансформаторите дава  $m=12$ -зависимост (4.15).

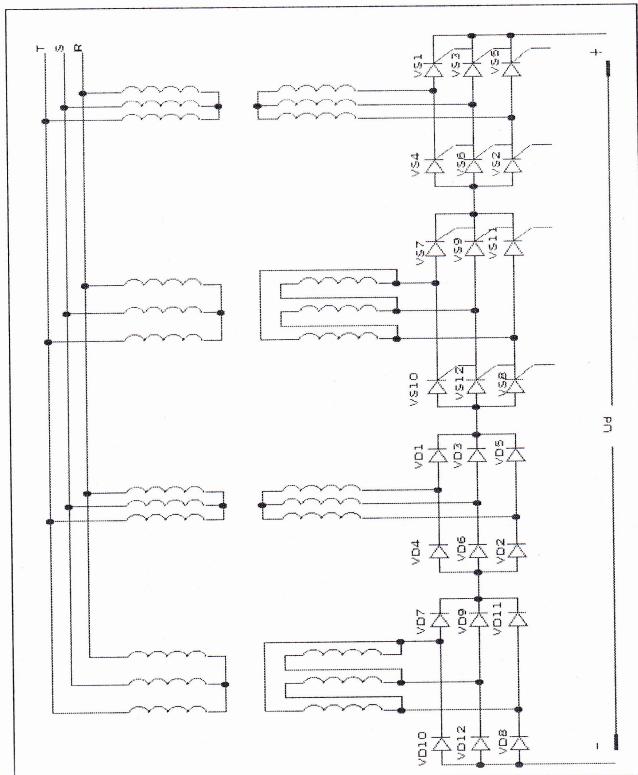


Фиг.7.14  
На фиг.7.15 е показано изменението на фактора на мощност, където крива 1 съответства на симетрично регулиране в управляемия токонизправител.



Фиг.7.15  
Крива 2 съответства на несиметрично регулиране в този токонизправител- чрез регулиране на едната тиристорна комутираща група

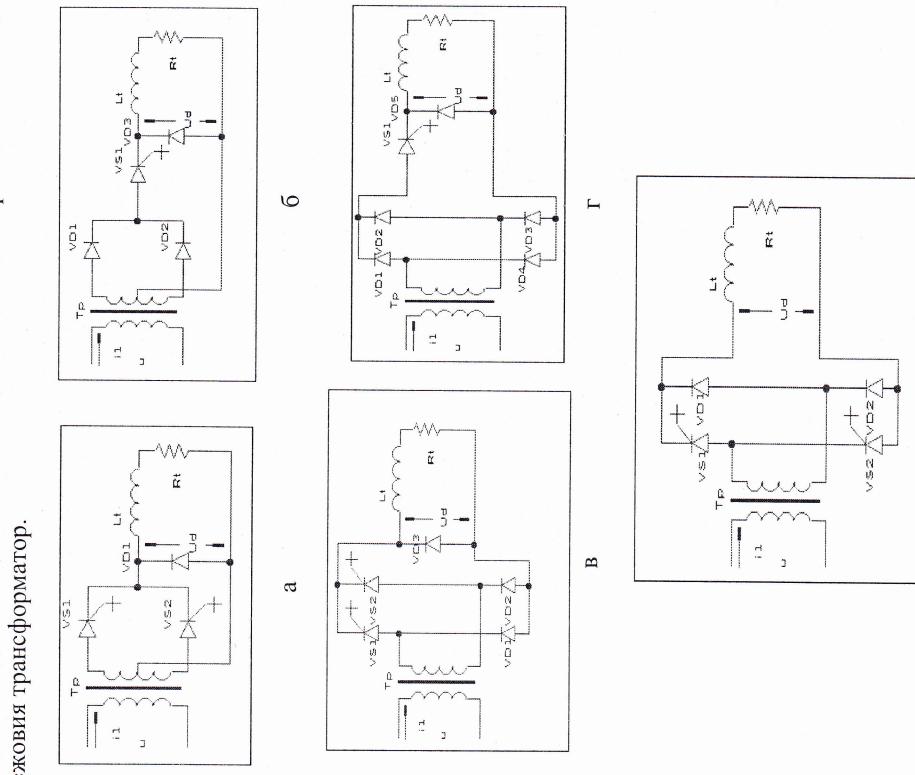
нходното напрежение се намалява от  $U_{do}$  до  $0.5U_{do}$ , след което чрез регулиране на другата – от  $0.5U_{do}$  до 0. Този начин на регулиране се нарича често последователно регулиране, т.к. последователно се регулират двите тиристорни комутиращи групи . Той може да бъде приложен и като последователно регулиране на цели трифазни мостови токонизправители, например в схемата от фиг.7.16. Съответстващото изменение на фактора на мощност е показано на фиг.7.15 – крива 3.



Фиг.7.16

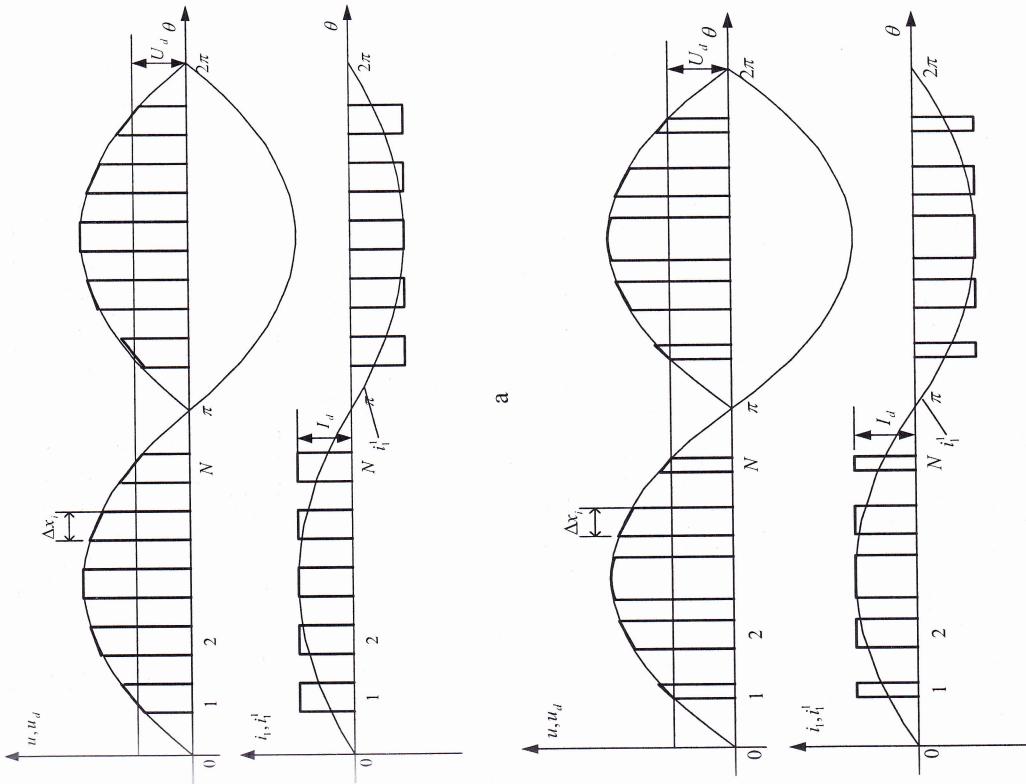
Развитието на елементната база на силовата електроника и създаването на напълноуправляеми силови прибори (с възможност за включване и изключване по управляем електрод) позволя да бъдат създадени токонизправителите с широчинно-импулсна модулация [1,23,36]. Схемни варианти на однофазни токонизправители са показани на фиг.7.17 [1,3]. Използвани са GTO (gate turn-off) тиристори, които не притежават обратен диод, но те могат да бъдат заменени и с мощнни биполярни транзистори, мощнни MOSFET (metal oxide semiconductor field effect transistor), мощнни IGBT (insulated gate bipolar transistor). В тези случаи, ако приторът притежава антипаралелно свързан диод, се налага последователно във веригата на силовия прибор да се свърже блокиращ

диод, за да се избегне късо съединение във вторичната намотка на мрежовия трансформатор.



Фиг. 7.18

На фиг. 7.18 са показвани времедиаграми, поясняващи действието на токоизправителите, при управление по методите на линейна (фиг.7.18а) и синусоидална (фиг.7.18б) широчинно-импулсна модулация. Предполага се, че индуктивността в товарната верига е безкрайно голяма и са пренебрежени явленията на комутация. При схемата от фиг.7.17а през положителния полупериод на мрежовото напрежение се включва и изключва  $V_{S1}$ , а през отрицателния –  $V_{S2}$ . Паузите в кривите на изходното напрежение и на тока от захранващата мрежка се осигуряват от диода  $VD_1$ , през който се разсейва енергията на товарната индуктивност.



Фиг.7.17

При схемите от фиг.7.17б и 7.17г и през двата полупериода се включва и изключва  $V_{S1}$ . В схемата от фиг.7.17в  $V_{S1}$  и  $V_{S2}$  се включват и изключват в различни полупериоди на мрежовото напрежение. Възможно е обаче диодът  $VD_3$  да липса. Тогава при изключване на единия триистор се включва другият, и еднораменните прибори изпълняват функцията на

обратния диод. В различни подупериоди се включват и изключват и тиристорите от фиг.7.18д, като последователно свързаните еднораменни диоди осигуряват възможност за разсейване на енергията, запасена в индуктивността на товара, по време на паузите. Броят на интервалите на проводимост в полупериод на захранващото напрежение е означен с N.

Регулирането на стойността на изходното напрежение  $U_d$  се осъществява посредством едновременно изменение продължителности на тези интервали в съответствие със следните зависимости:

- за линейна модулация

$$\Delta x_i = \Delta x = \frac{\pi}{N+1} \cdot M; i=1,2,\dots,N \quad (7.16)$$

- за синусоидална модулация

$$\Delta x_i = \frac{\pi}{N+1} \cdot M \cdot \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right); i=1,2,\dots,N \quad (7.17)$$

Чрез изменение на кофициента на модулация M между 0 и 1 се променят продължителностите на интервалите на проводимост, а оттам и стойността на изходното напрежение на токоизправителите. При това от фиг.7.18 се вижда, че в двета случая първата хармонична на тока от захранващата мрежа ще остава във фаза с мрежовото напрежение, откъдето следва, че кофициентът на дефазиране  $\cos\phi=1$ . Следователно върху фактора на мощност основно влияние ще оказва хармоничният състав на мрежовия ток и кофициентът на изхривяване на формата му u.

Изразите за регулировъчните характеристики могат да бъдат получени от зависимостта:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N U_m \sin \theta_i d\theta \quad (7.18)$$

Където  $\alpha_i$  и  $\beta_i$  са юглите на включване и изключване на приборите в i-тия интервал на проводимост и се определят от формулатите:

- за линейна модулация:

$$\alpha_i = \frac{\pi}{N+1} \left( i - \frac{M}{2} \right); i=1,2,\dots,N \quad (7.19)$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{N+1} \left( i + \frac{M}{2} \right); i=1,2,\dots,N \quad (7.20)$$

- за синусоидална модулация:

$$\alpha_i = i \frac{\pi}{N+1} - \frac{1}{2} \frac{\pi}{N+1} \cdot M \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right); i=1,2,\dots,N$$

$$\beta_i = i \frac{\pi}{N+1} + \frac{1}{2} \frac{\pi}{N+1} \cdot M \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right); i=1,2,\dots,N$$

След заместване на (7.19) в (7.18), а след това на (7.20) в (7.18), получаване и опростяване, се получава:

- за линейна модулация:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^N \sin\left(i \frac{\pi}{N+1}\right) \approx M \quad (7.21)$$

- за синусоидална модулация:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = M \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{N+1} \cdot \sum_{i=1}^N \sin^2\left(i \frac{\pi}{N+1}\right) \approx 0.7854 \cdot M \quad (7.22)$$

От (7.21) и (7.22) се вижда едно от предимствата на токоизправителите с широчинно-импулсна модулация – линейната регулировъчна характеристика, което създава улеснения при работа в цитоврени системи за автоматично регулиране.

Посредством хармоничен анализ на тока от мрежата от фиг.7.18 може да бъде определена максималната стойност на n-тата хармонична при кофициент на трансформация, равен на единица:

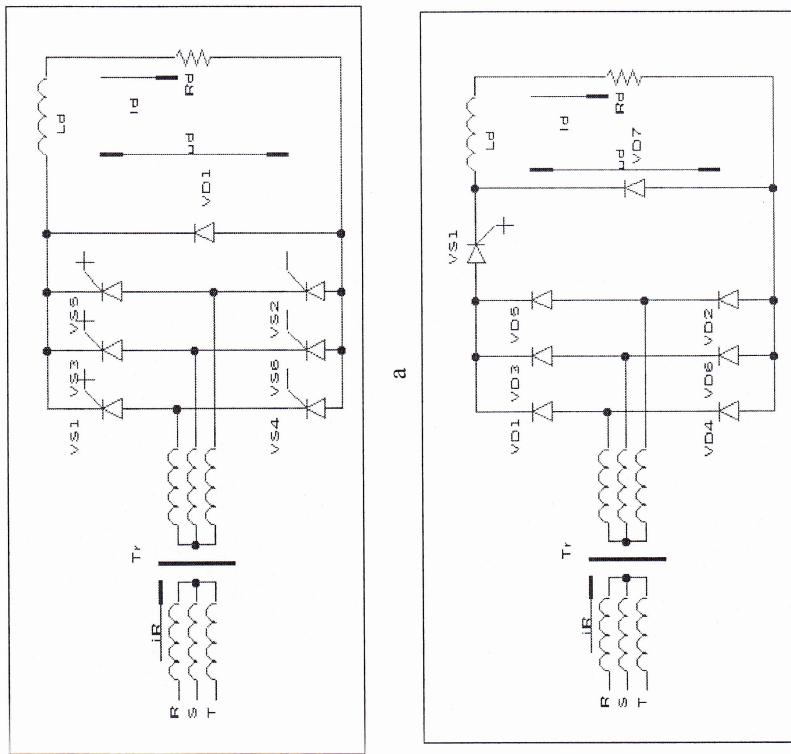
$$\frac{I_{l,m}}{I_d} = \frac{2}{n\pi} \sum_{i=1}^N (\cos n\alpha_i - \cos n\beta_i) \quad (7.23)$$

При заместване от (7.19) и (7.20) може да бъде получена зависимостта на максималната стойност на n – тата хармонична (resp.ефективната ѝ стойност) в относителни единици спрямо Id от кофициента на модулация M. В графичен вид тези зависимости са показвани на фиг.7.19a – за линейната и фиг.7.19b – за синусоидалната широчинно-импулсна модулация. Вижда се основното предимство на синусоидалната модулация – липсата на характерните и за фазово регулиране хармонични с номера 3,5,7,...В този случаи най-силно с влиянието на хармоничните с номера  $2(N+1)\pm 1$  в целия диапазон на регулиране. При достатъчно голямо N честотите на тези хармонични са високи и това създава улеснения при филтрирането им.

Изменението на фактора на мощност от стелента на регулиране е показано на фиг.7.20 с прекъснатата линия. Използвана е фиг.2.4, за да може да се направи сравнение. Останалите графики са за методите от фиг.2.2. Вижда се сравнително високият фактор на мощност, при това без използване на филтер за висшите хармонични на тока от мрежата.

С помощта на напълноуправляеми силови прибори могат да бъдат реализирани и трифазни управляеми токоизправители [1,2]. Тези прибори могат да бъдат само в едната комутација група (анодна или катодна) или и в двете комутации групи. Може да се използва и само един такъв прибор. При трифазните токоизправители могат да бъдат приложени методите на линейна и на квазисинусоидална широчинно-импулсна модулация.

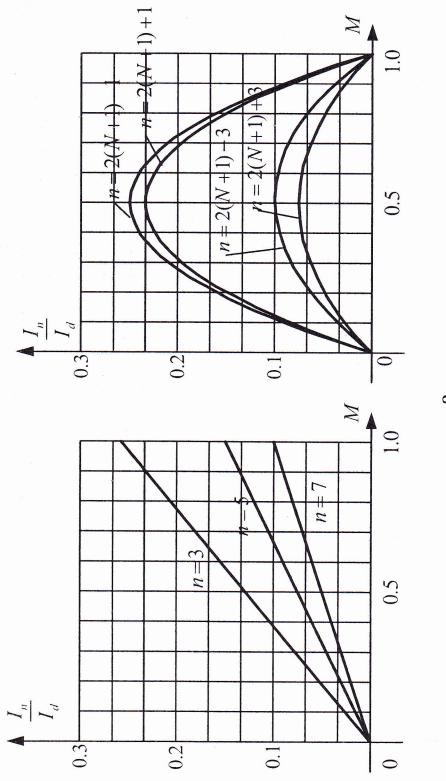
На фиг. 7.21 са представени принципните схеми на трифазни токозправители, при които може да бъде приложен методът на линейна широчинно-импулсна модулация.



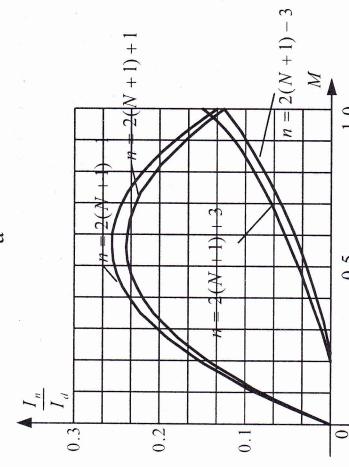
б

Фиг. 7.21

Особеностите в работата на токозправителя от фиг. 7.21а са следните: В рамките на интервала на естествена проводимост на вентилите от едната група (в случая катодната) те се включват и изключват  $N$  пъти по такъв начин, че фазовият ток може да има две различни форми: да съдържа или равни по продължителност четен или нечетен брой токови импулси, или нечетен брой токови импулси, двата крайни от които са равни по продължителност на половината от останалите. В частност токовият импулс може да бъде и само един, симетрично разположен в средата на полупериода на фазовото напрежение, чрез единократно включване и изключване на съответния GTO-транзистор. Чрез регулиране

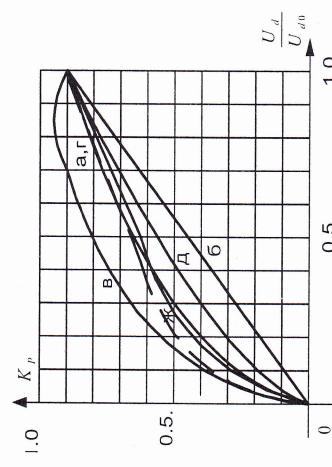


а



б

Фиг. 7.19



Фиг. 7.20

на коефициента на модулация  $M$  между 0 и 1 се регулира изходното напрежение на токоизправителя. Непрекъснат ток през товара по време на паузите се осигурява от обратния диод, но е възможно той да не бъде включен в схемата. Тогава системата за управление трябва да осигури работа по такъв начин, че когато изходното напрежение е формирано чрез провеждане на VS1 и VS6 в паузите да се отпушва VS3, а когато изходното напрежение е формирано чрез провеждане на VS1 и VS2 в паузите да се отпушва VS5. Същото се отнася и за другите два прибора от катодната група. Възможно е тиристорите от другата група (в случая анодната) да бъдат заменени с диоди. Това се прави в случаи, когато не е необходимо плавно намаляване на изходното напрежение до 0.

Включването на тиристорите позволява да се приложи фазово регулиране с цел плавно намаляване на изходното напрежение до 0 тогава, когато интервалите на проводимост са достатъчно минимално възможната си стойност.

Двете различни форми на фазовия ток могат да бъдат получени и с токоизправителя от фиг. 7.21б. Той изисква винаги използването на обратния диод VD7, включочва само един GTO-тиристор, но с по-голямо натоварване по ток, отколкото GTO-тиристорите от фиг. 7.21а.

На фиг. 7.22 са представени времедиаграми, поясняващи действието на токоизправителите, при член и нечетен брой на интервалите на проводимост  $N$  в полупериод на фазовото напрежение. Вижда се, че при регулиране на изходното напрежение чрез изменение коефициента на модулация първата хармонична на тока от захранващата мрежа ще остава винаги във фаза с напрежението на съответната фаза, т.е. коефициентът на дефазиране cosφ ще бъде равен на единица. Основно влияние върху фактора на мощност ще има хармоничният състав на тока, който зависи от броя и разположението на токовите импулси.

Продължителността на интервалите на проводимост и юглите на включване и изключуване на приборите се определят както следва:

$$\Delta x = \frac{2\pi}{3N} M \quad (7.24)$$

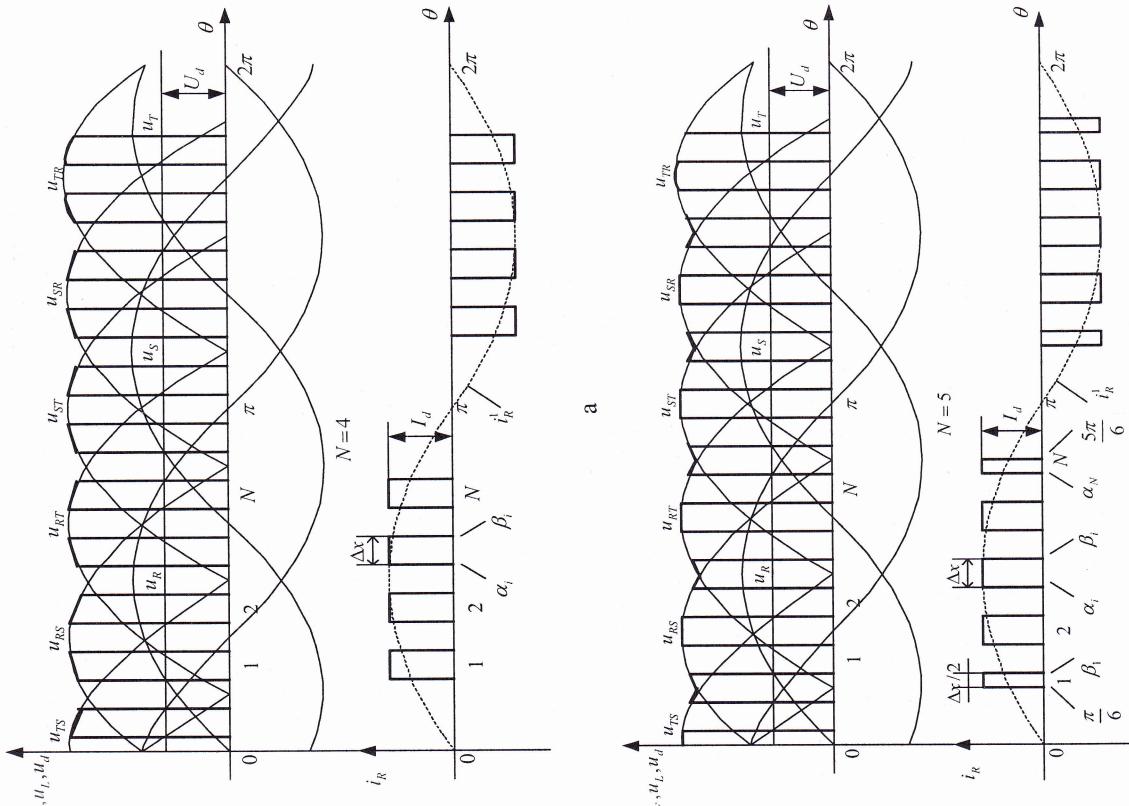
$$\alpha_i = \frac{\pi}{3N} (2i-1) - \frac{\Delta x}{2}; i=1,2,\dots,N \quad (7.25)$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{3N} (2i-1) + \frac{\Delta x}{2}; i=1,2,\dots,N \quad (7.26)$$

- за фиг. 7.22а при  $N$  четно или нечетно:

$$\Delta x = \frac{2\pi}{3(N-1)} M$$

Фиг. 7.22  
6



$$\alpha_1 = 0$$

$$\alpha_i = \frac{\pi}{3(N-1)}(2i-2-M); i=2,3\dots N$$

$$\beta_i = \frac{\pi}{3(N-1)}(2i-2+M); i=1,2\dots N-1$$

$$\beta_N = \frac{2\pi}{3}$$

Могат да бъдат получени изрази за регулировъчните характеристики на токоизправителите. Нека  $N=1$ . Тогава за средната стойност на изходното напрежение може да бъде записано:

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \left| \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\beta} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta + \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\beta} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta \right| \quad (7.28)$$

Стойностите на  $\alpha$  и  $\beta$  се получават от (7.25) при  $N=1$ , след което при решаване на (7.28) се получава:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = M \quad (7.29)$$

Нека  $N>1$  и е четно число. Имайки предвид фиг.7.22,

$$U_d = \frac{3}{\pi} \sum_{i=1}^{N/2} \int_{\pi/6+\alpha_i}^{\pi/6+\beta_i} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta \quad (7.30)$$

След решаване, заместване от (7.25) и преобразуване се получава:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{d0}} = \frac{\sin \frac{\pi M}{3N}}{\sin \frac{\pi}{3N}} \quad (7.31)$$

Трябва да се отбележи, че когато  $N$  расте, клонейки към безкрайност се получава (7.29). Нека  $N=2$ . Тогава от (7.31) следва:

$$C_p = 2 \cdot \sin \frac{\pi M}{6} \quad (7.32)$$

Ако вместо (7.32) се използва (7.29) грешката има максимална стойност при  $M=0.576$  и е 0.018.

Нека  $N>1$  и е нечетно число, но всички интервали на проводимост са равни помежду си. За интервала на проводимост, съответстващ на максимума на фазовото напрежение, ѝглите на вклучване и изключване са:

$$\alpha = \frac{\pi}{3} - \frac{\pi}{3N} \cdot M \quad (7.33)$$

$$\beta = \frac{\pi}{3} + \frac{\pi}{3N} \cdot M$$

Имайки предвид (7.28) този интервал ще внесе степен на регулиране, която се определя от:

$$\beta_N = \frac{2\pi}{3} \quad (7.34)$$

Като се вземе под внимание (7.30) и (7.31), останалите интервали ще внесат степен на регулиране:

$$C_p^1 = \frac{M}{N} \quad (7.35)$$

Общата степен на регулиране, представляваща сума на (7.34) и (7.35) ще клони към  $M$ , т.к. при нарастване на  $N$  (7.34) клони към 0, а (7.35) – към  $M$ . От казаното се вижда, че при всички случаи, когато интервалите на проводимост са равни помежду си, регулировъчната характеристика може да се приеме за права линия, съответстваща на израз (7.29).

По аналогичен начин може да се намери регулировъчната характеристика в случая, съответстващ на фиг.7.22б и формула (7.27).

$$U_d = \frac{3}{\pi} \left[ \begin{aligned} & \int_{-\pi/6+\alpha}^{\pi/6+\beta} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta + \int_{-\pi/6+\alpha_{N+1}}^{\pi/6+\beta} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta + \\ & + \sum_{i=2}^{N-1} \int_{-\pi/6+\alpha_i}^{\pi/6+\beta_i} \sqrt{6}U \cos \theta d\theta \end{aligned} \right] \quad (7.36)$$

След решаване, като се има предвид (7.27) и преобразуване, се получава израз, който също може да бъде заменен с (7.29). Следователно при всички случаи на линейна широчинно-импулсна модулация, регулировъчната характеристика  $U_d/U_{d0}=f(M)$  може да се приеме за права линия, съответстваща на (7.29).

За да се намери как се изменя факторът на мощност, се определя ефективната стойност на тока от захранващата мрежа, имайки предвид фиг.7.22:

$$I = \sqrt{\frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N \int_{d_i} I_d^2 d\theta} = I_d \sqrt{\frac{1}{\pi} \sum_{i=1}^N (\beta_i - \alpha_i)} \quad (7.37)$$

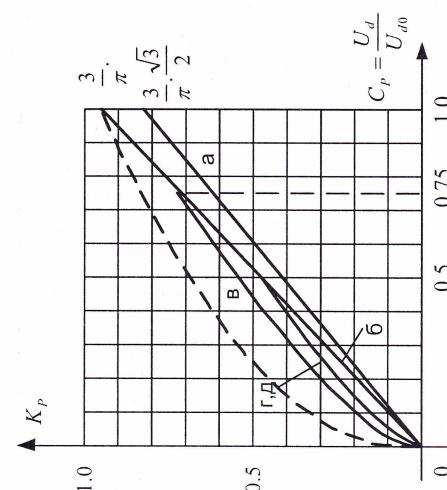
След заместване от (7.25) и (7.27) се получава:

$$I = I_d \sqrt{\frac{2}{3}} M \quad (7.38)$$

Като се има предвид основната зависимост (3.1), (7.29) и (7.38), за фактора на мощност се получава:

$$K_p = \frac{3}{\pi} \cdot \sqrt{M} = \frac{3}{\pi} \sqrt{C_p} \quad (7.39)$$

На фиг.7.23 тази зависимост е представена с прекъсната линия, като е използвана фиг.3.3. Останалите графики са за схемите от фиг.3.1.



Фиг.7.23

Хармоничният анализ на тока от захранващата мрежа от фиг.7.22 показава следното:

- и в двета случая – фиг.7.22a и фиг.7.22b хармоничните имат поредни номера  $6q \pm 1$ ,  $q=1,2\dots$ , съответстващи на тези при фазово регулиране на токозправителите. При регулиране с равни по пропорционалност интервали хармоничните с номера  $3pN \pm 1$ ,  $p=1,2\dots$  се увеличават, а останалите са по-малки от съответните им при фазово регулиране.

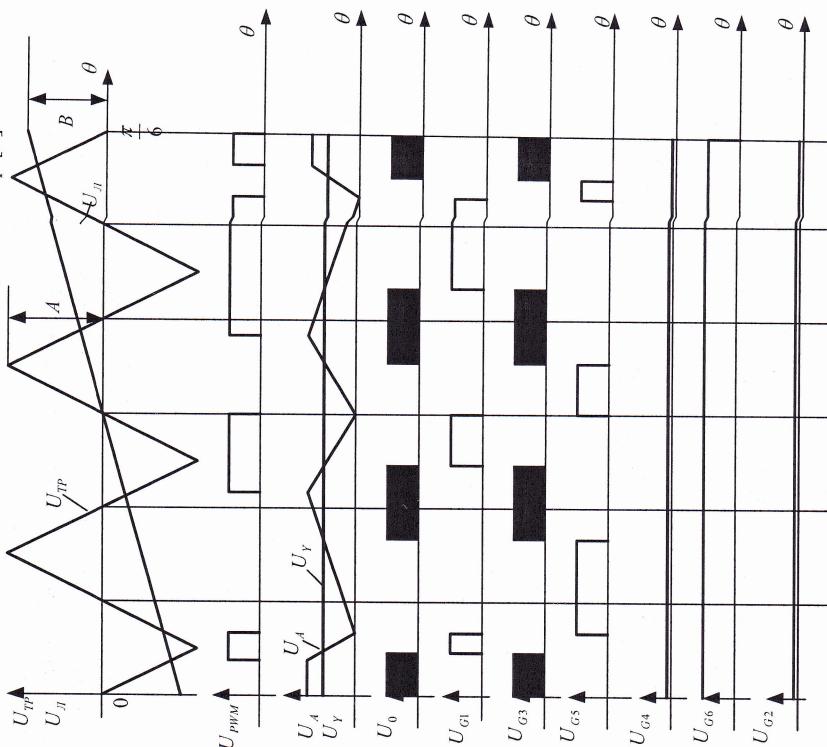
- работата, съответстваща на фиг.7.22b в сравнение с фиг.7.22a осигурява намаляване на хармоничните с малък номер. Така например работа с  $N=5$ (фиг.7.22b) в сравнение с  $N=4$ (фиг.7.22a) осигурява по-малки хармонични с номера 5, 7 и 11, но по-голяма 13-та хармонична. В реали условия този режим се спазва трудно поради несинусоидалността и несиметричността на захранващите напрежения.

- поради връзката между хармоничния състав на тока от мрежата и на изходното напрежение, от намаляването на 5-та и 7-та хармонична следва намаляване на основната хармонична на изходното напрежение с бъльши по-висока честота от мрежовата. Това се доказва и при хармоничен анализ на изходното напрежение на токозправителите.

Върху избора на  $N$  оказват влияние и други съображения, които ограничават стремежа към увеличаването му, въпреки възможностите на съвременните силови прибори. Гряба да се има предвид нарастването на комутационните загуби, намаляващи к.п.д. на токозправителя. Многократното включване и изключване води до нарастване на индуктивния пад на напрежение, а оттам до увеличаване на наклона на външните характеристики.

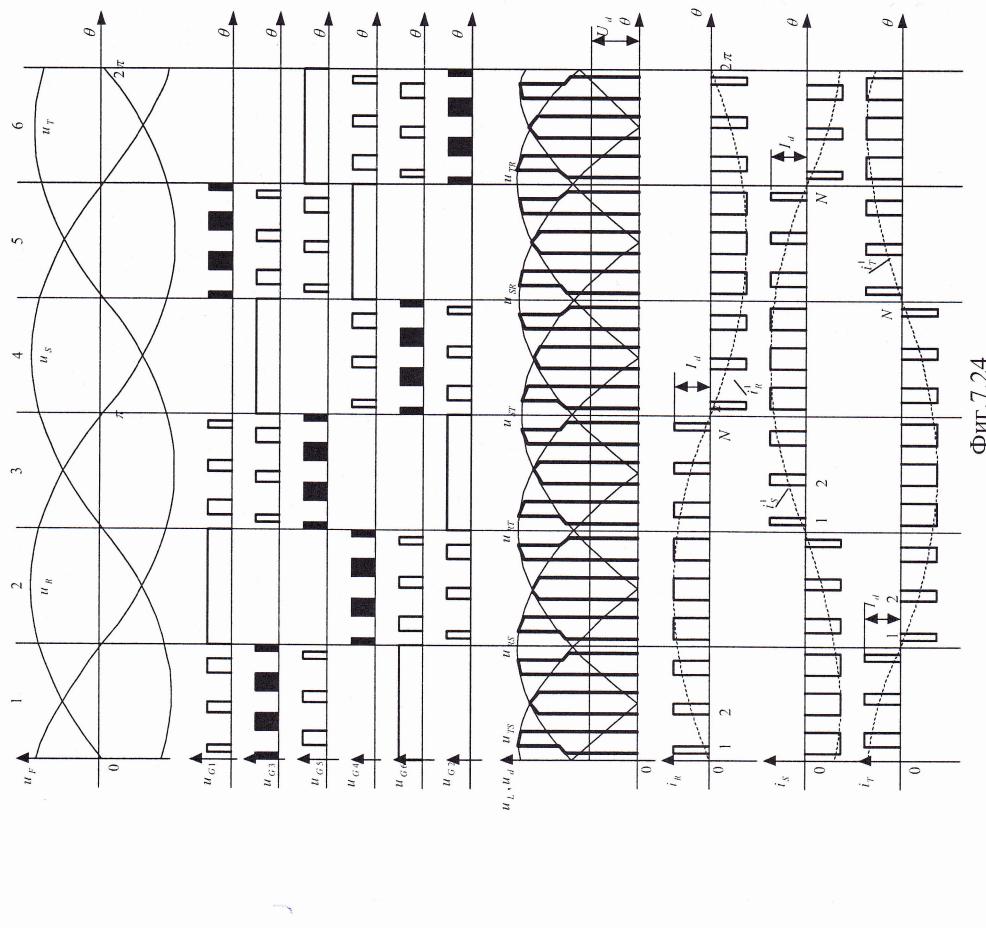
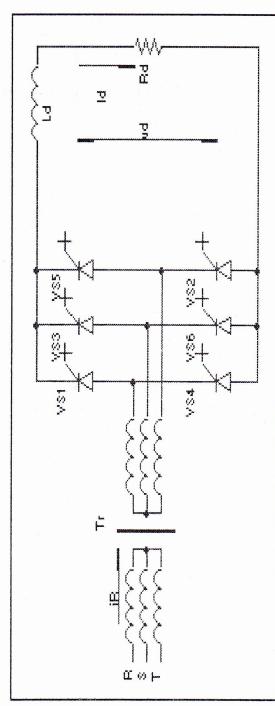
Следващ етап в развитието на модулационните методи при управление на токозправители представлява трифазният токозправител с 6 напълноуправляеми силови прибора и квазисинусоидална широчинно-импулсна модулация, чиято принципна схема и времедиаграми, показващи действието му, са показани на фиг.7.24. Показани са и управляващите импулси за шестте тиристора, през времетраснето на които тиристорите трябва да бъдат включени –  $U_{g1}$  до  $U_{g6}$ . През време на импулсите, показвани с черен цвят, товарният ток протича през два тиристора, свързани към една и съща фаза на захранващото напрежение (сдвоенни тиристори). По този начин се формират паузите в изходното напрежение. Периодът на мрежовото напрежение за фаза  $R$  е разделен на шест сектора, означени с 1,2... 6, като принципите на действие в тях са аналогични помежду си. Така например за сектор 1 при отпускане на  $V_{S1}$  и  $V_{S6}$  изходното напрежение се определя от линейното  $U_{rs}$ , а при отпускане на  $V_{S5}$  и  $V_{S6}$  – от линейното  $U_{ts}$ . При отпускане на  $V_{S3}$  и  $V_{S6}$  изходното напрежение е равно на 0. Т.е. ако в даден сектор изходното напрежение се формира от два тиристора на една група (андона или катодна) в комбинация с тиристор, свързан към останалата трета фаза, но от другата група, то импулсите за включване към третия тиристор от първата група се явяват причина за нулиране на изходното напрежение. Такива "нулиращи" импулси за включване към всеки от шестте тиристора постъпват само в един от шестте сектора. Поради отсъствието на обратен диод този токозправител може да работи и в инверторен режим. От показаната форма на тока през трите фази се вижда, че при промяна на пропължителността на импулсите за управление първите хармонични на токовете ще остават във фаза със съответните напрежения, т.e. кофициентът на дефазиране cos φ=1. Броят еднополярни токови импулси на всяка фаза в полу периода на съответното напрежение е N и може да приема стойности 3, 4, за q=1,2... Хармоничният състав на фазовия ток ще зависи от броя на тези импулси.

Като пример на фиг. 7.25 е показан начинът на формиране на импулсите за управление на тиристорите в първи сектор [8].



Фиг. 7.25

Чрез сравняването на едно трионообразно напрежение  $U_{tp}$  с амплитуда А и едно линейноизменящо се Уп с максимална стойност В се формира основен широчинно-импулсно модулран сигнал  $U_{tpM}$ . Синхронно с него е необходимо да се изработи аналогово напрежение  $U_a$ , от сравняването на което с управляващото  $U_y$  се формират импулсите  $U_o$ , които са за тиристора, определеното на който предизвиква пауза в изходното напрежение на токоизправителя (в случая VS3). Импулсите за управление на другите два тиристора (в случая VS1 и VS5) от същата група (в случая катодната) се получават чрез логическа обработка на  $U_o$  и  $U_{tpM}$ . Един от тиристорите (в случая VS6) от другата група (в случая анодната) трябва да получава непрекъснато сигнала за включване в този сектор. Другите два тиристора (в случая VS2 и VS4) трябва да бъдат изключени.



Фиг. 7.24

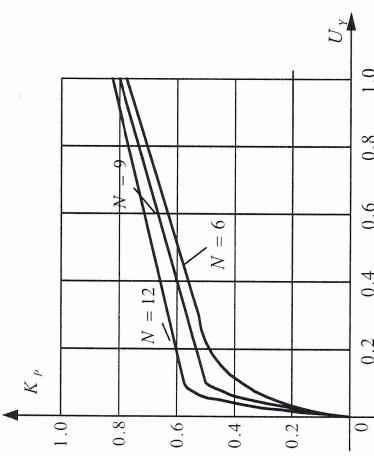
Чрез изменение на  $U_y$  се регулира изходното напрежение. За да се постигне необходимата симетрия и точност управляващите импулси се изработват от микрокомпютърна система за управление и регулиране на базата на описаната идея. Показателите на трифазния мостов токозправител с напълноуправляеми силови прибори и квазисинусоидална широчинно-импулсна модулация зависят от избора на  $N$  и от отношението  $B/A$  [1].

Посредством математически анализ може да се покаже, че регулировъчната характеристика (зависимостта на  $U_d/U_{do}$  от  $U_y$ ) е също права линия. Максималната средна стойност на изправеното напрежение обаче винаги остава по-малка от  $U_{do}$ . В случая на  $N=12$  например максимално възможната стойност на степента на регулиране е приблизително 0.85. Това може да се види и от фиг.7.24. В определени интервали от време изходното напрежение се променя не по линейното напрежение, по което би се променяло в случаи на неуправляем токозправител, а по друго линейно напрежение, чиято моментна стойност е по-малка.

По отношение хармоничния състав на тока от мрежата може да се каже следното:

- в спектъра на тока присъстват характерните за фазово регулиране хармонични;
- хармоничните с номера  $2N \pm 1$  са увеличени по стойност, а тези с по-малък номер са намалени в сравнение с фазовото регулиране. Така например при  $N=12$  са намалени хармоничните с номера 5,7,11,13, 17 и 19, а нарасват 23-тата и 25-тата хармонични.

По отношение изменението на фактора на мощност от степента на регулиране трябва да се знае, че при всяко  $N$  съществува оптимално отношение  $B/A$ , при което той остава най-висок в целия диапазон на регулиране.

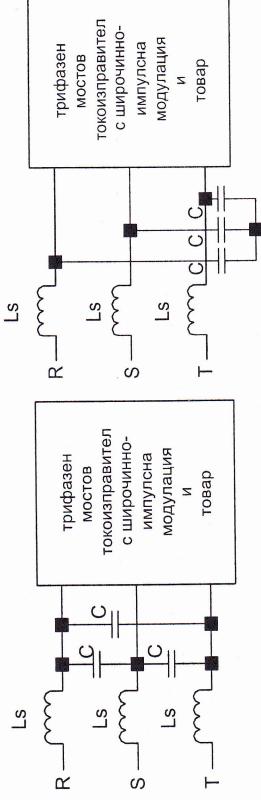


Фиг.7.26

Така например при  $N=12$  оптимално е  $B/A=1.0$ , а при  $N=6 - 0.8$ . На фиг.7.26 е показано изменението на  $K_p$  при  $B/A=1.0$  и различно  $N$ .

Описаният токозправител притежава много добри показатели, превишаващи тези на предишните токозправители особено при дълбоко зарегулиране ( малка стойност на  $C_p$ ), но трябва да бъде правилно проектиран, и изискванията към системата му за управление са много сериозни. При този токозправител е възможно да бъдат приложени и други закони на включване и изключване на тиристорите (друго разположение на импулсите в полупериод на мрежовото напрежение). Така например е възможно да се направи селективно изключване на 5-тата и 7-ма хармонични (selective harmonic elimination) от спектъра на тока от мрежата [50].

Специфичен въпрос за токозправителите с широчинно-импулсна модулация е ограничаването на пренапреженията на входа на токозправителя при прекратяване на тока от мрежата, дължаци се на шатрупната в индуктивността ѝ енергия. Обикновено това става с помощта на междуфазово свързани кондензатори – фиг.7.27, които в комбинация с индуктивността се използват и за филтриране на някои от висшите хармонични на тока. Проектирането и реализацията на тези филтри е комплексен въпрос, при който трябва да се вземе предвид и опасността от възникване на резонанс на честоти на някои от хармоничните. Освен това така свързаните кондензатори влияят допълнително и на кофициента на дефазиране  $\cos\phi$ , при което това влияние зависи от степента на наповарване в изхода на токозправителя. За да се компенсира то в системата за управление се прилага в определени моменти и допълнително фазово регулиране на токозправителя. Всички изброяни до този момент функции на системата за управление и регулиране могат успешно да се реализират на базата на цифрови сигнални процесори (DSP - digital signal processor). Възможни са и други решения за извеждане на натрупаната в индуктивността на мрежата енергия [14].



Фиг.7.27

**Пример 7.1.** Да се извърши сравнятелен баланс на мощностите между трифазен мостов симетричен токозправител с фазово регулиране и трифазен мостов токозправител с линейна широчинно-импулсна модулация при следните изходни данни: - ефективна стойност на захранващото фазово напрежение 220V; - средна стойност на изходното напрежение при незарегулирани токозправители  $U_{do}=500V$ ; - средна стойност на изходния ток  $I_d = 200A$ ; - токозправителите работят с поддържане на неизменна стойност на изходния ток, като изходното напрежение е намаляло наполовина.

- Определя се степента на регулиране за двета токозправителя:

$$C_p = \frac{U_d}{U_{do}} = \frac{250}{500} = 0.5$$

- Определя се факторът на мощност за токозправителя с фазово регулиране от таблица 3.1 или фиг. 3.3 :

$$K_p = \frac{3}{\pi} C_p = \frac{3}{\pi} \cdot 0.5 = 0.477$$

(7.39) или фиг. 7.23 за токозправителя с широчинно-импулсна модулация от формула

$$K_p = \frac{3}{\pi} \sqrt{C_p} = \frac{3}{\pi} \sqrt{0.5} = 0.675$$

- Определя се активната мощност от мрежата при предположение, че  $\eta=1$ .

$$P = P_d = U_d I_d = 250 \cdot 200 = 50000W$$

- Определя се пълната мощност за токозправителя с фазово регулиране

$$S = \frac{P}{K_p} = \frac{50000}{0.477} = 104822VA$$

за токозправителя с широчинно-импулсна модулация

$$S = \frac{P}{K_p} = \frac{50000}{0.675} = 74074VA$$

- Определя се реактивната мощност

За токозправителя с фазово регулиране поради  $C_p=\cos\alpha=\cos\varphi=0.5$ , то  $\sin\varphi=0.866$ . Определя се ефективната стойност на първата хармонична на тока от мрежата от (4.11)

$$I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \cdot 200 = 155.9A$$

Тогава

$$Q = 3U_1 I_1 \sin \varphi = 3 \cdot 220 \cdot 155.9 \cdot 0.866 = 89106VA$$

За токозправителя с широчинно-импулсна модулация  $Q=0$ , поради  $(\varphi = 0)$ .

- Определя се мощността на изкривяване от (1.14)

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} = \sqrt{104822^2 - 50000^2 - 89106^2} = 23405VA$$

за токозправителя с широчинно-импулсна модулация

$$D = \sqrt{S^2 - P^2} = \sqrt{74074^2 - 50000^2} = 54653VA$$

Мощността на изкривяване при токозправителя с широчинно-импулсна модулация е по-голяма, което се дължи, както беше отбелязано, на паразитането на някои от висшите хармонични на тока. Той работи с по-малък кофициент на изкривяване формата на тока  $v$ , който за него е:

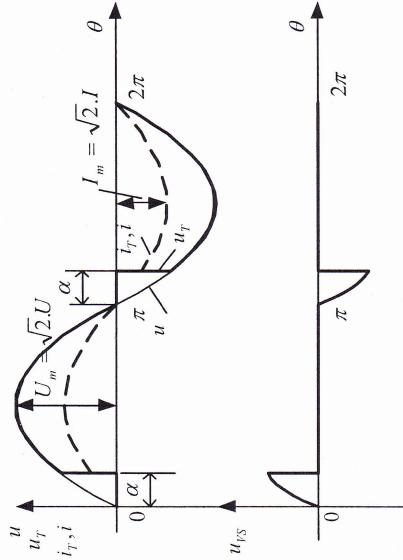
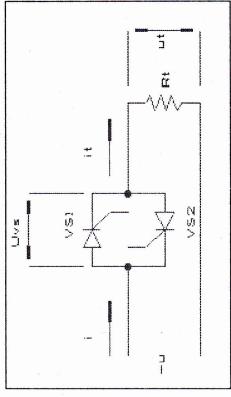
$$v = K_p = 0.675$$

а за токозправителя с фазово регулиране е:

$$v = \frac{K_p}{\cos \varphi} = \frac{0.477}{0.5} = 0.954$$

## 8. ИЗМЕНЕНИЕ НА ОСНОВНИТЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПРИ РЕГУЛИРАНЕ НА ЕДНОФАЗНИ ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ РЕГУЛатори

Принципната схема на еднофазния променливотоков регулатор със симетрично регулиране (един и същ ъгъл  $\alpha$  в двата полупериода на мрежковото напрежение) и активен характер на товара, както и времедиаграми, поясняващи действието му, са показани на фиг. 8.1. Това е най-разпространената схема, въпреки че съществуват и други варианти [21].



Фиг.8.1

От времедиаграмите се вижда, че хармоничният състав на изходното напрежение, тока през товара и тока от захранващата мрежа ще бъде качествено един и същ. Могат да бъдат намерени кофициентите от развитието в ред на Фурье за първата хармонична на тока, а от тях и максималните

Следователно амплитудата на първата хармонична ще бъде:

$$I_{1m} = c_1 = \sqrt{a_1^2 + b_1^2} = \frac{\sqrt{2}J}{2\pi} \sqrt{[\cos 2\alpha - 1]^2 + [\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)]^2} \quad (8.2)$$

Тъгът на дефазиране между нея и захранващото напрежение е:

$$\varphi_1 = \operatorname{arctg} \frac{a_1}{b_1} = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\cos 2\alpha - 1}{\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)} \right] \quad (8.3)$$

Аналогично могат да бъдат намерени кофициентите от развитието в ред на Фурье за всичките хармонични на тока, а от тях и максималните стойности на тези хармонични:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) \cos n\theta d\theta \quad (8.4)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) \sin n\theta d\theta \quad (8.5)$$

За  $n=3,5,7\dots$ :

$$a_n = \frac{\sqrt{2}J}{2\pi} \left\{ \frac{2}{n+1} [\cos(n+1)\alpha - 1] - \frac{2}{n-1} [\cos(n-1)\alpha - 1] \right\} \quad (8.6)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}J}{2\pi} \left[ \frac{2}{n+1} \sin(n+1)\alpha - \frac{2}{n-1} \sin(n-1)\alpha \right] \quad (8.7)$$

$$I_{nm} = c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$$

На фиг. 8.2 е показано изменението на първата хармонична и на пай-влиятелните от висшите хармонични при промяна на ъгъла на регулиране  $\alpha$ , а от там и на стойността на изходното напрежение [60].

За да се намери факторът на мощност Кр последователно могат да се получат изрази за активната и пълна мощност от мрежата:

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\theta) i(\theta) d\theta = \frac{U^2}{R_T} \left[ \frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi} \right] \quad (8.6)$$

$$S = U \cdot I = U \cdot \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\theta) d\theta} = \frac{U^2}{R_T} \sqrt{\frac{1}{2\pi} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]} \quad (8.7)$$

Следователно:

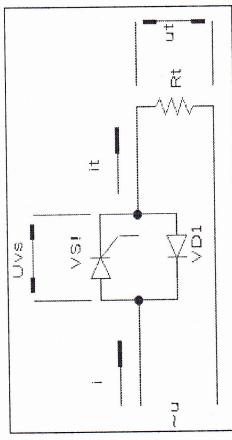
$$K_p = \frac{P}{S} = \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (8.7)$$

Зависимостта на ефективната стойност на изходното напрежение U от ъгъла на регулиране  $\alpha$  е:

$$U_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_T^2(\theta) d\theta} = U \sqrt{\frac{1}{2\pi} [2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha]} \quad (8.8)$$

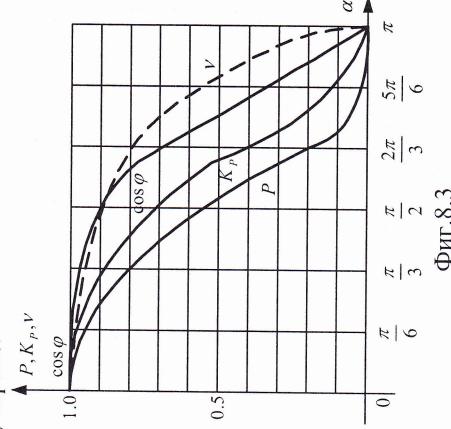
Комбинацията тиристор-обратен диод дава възможност за несиметрично регулиране (само в единия полупериод) на изходното напрежение - фиг.8.4. Вижда се, че при нея стойността на изходното напрежение може да се намали най-много до половината от стойността на изходното (при  $\alpha=\pi$ ). Несиметрията в графиките на изходните ток и напрежение, както и на тока от захранващата мрежка, предполага наличието на постоянна съставна, която за тока от мрежата е:

$$I_0 = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i(\theta) d\theta = \frac{\sqrt{2}I}{2\pi} (\cos \alpha - 1) \quad (8.9)$$

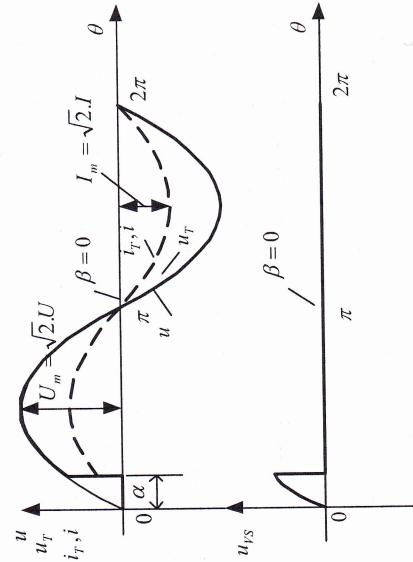


Фиг.8.2

От (8.3) може да се определи коефициентът на дефазиране  $\cos \varphi$ , а след това, имайки предвид (8.7) – коефициентът на изкривяване формата на тока  $v$ . На фиг.8.3 е показано изменението на активната мощност  $P$ ,  $K_p \cos \varphi$  и  $v$  при регулиране.



Фиг.8.3



Фиг.8.4

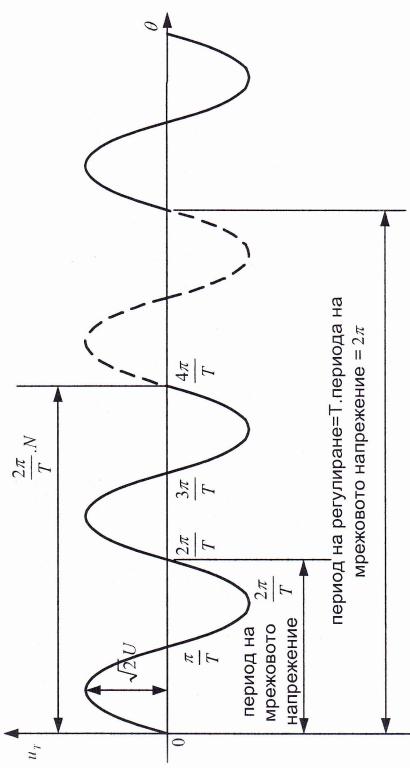
Имайки предвид (8.1) и (8.4) за коефициентите от развитието в ред на Фурье се получават следните изрази:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{\sqrt{2}I}{2\pi} \left( \frac{\cos 2\alpha - 1}{2} \right) \\ b_1 &= \frac{\sqrt{2}I}{2\pi} \left( \frac{\sin 2\alpha + 2\pi - \alpha}{2} \right) \end{aligned} \quad (8.10)$$

За  $n \neq 1$ :

$$a_{n \neq 1} = \frac{\sqrt{2}I}{2\pi} \left\{ \frac{2[1 + (-1)^{n-1}]}{n^2 - 1} + \frac{\cos(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha}{n-1} + \frac{(-1)^{n+1}}{n+1} - \frac{(-1)^{n-1}}{n-1} \right\} \quad (8.11)$$

Освен постоянната съставна на входния ток (8.9) друг сериозен недостатък е наличието в спектъра му и на четни хармонични. Така например на фиг. 8.5 е показано изменението на най-влиятелните от тях при регулиране [60]. Поради тези две недостатъка използването на такова регулиране трябва да се избегва. Казаното се отнася въобще до несиметричното регулиране (различни ъгли на управление в двата полупериода).



Фиг.8.6

Тиристорите са включени определен брой цели периоди (или полупериоди) на мрежовото напрежение, като цикълт се повтаря през постоянен брой цели периоди (или полупериоди) на това напрежение. Броят на периодите, през които тиристорите са включени е  $N$ , а с  $T$  е означен броят периоди, през които се повтаря цикълт. Чрез изменение на  $N$  се регулира мощността в товара. За фиг. 8.6  $T=3$ , а  $N=2$ . Формата на тока преминава и от захранващата мрежа е същата, но амплитудата му е  $\sqrt{2}I$ . Включването на приборите става при преминаване на мрежовото напрежение през нулага, за което има и специално разработени оптоелектронни схеми. Това дава първоначално очакване за подобрени показватели по отношение на захранващата мрежа. Имайки предвид фиг. 8.6, може да се запише:

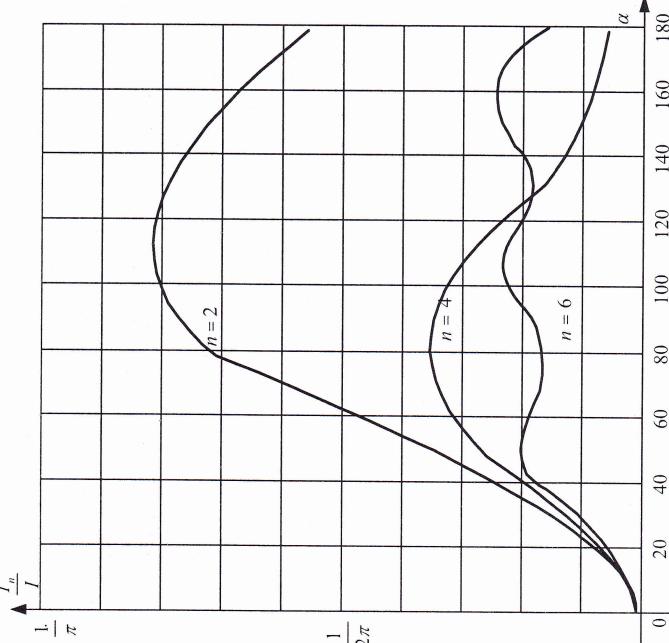
- за интервала от 0 до  $2\pi N/T$
- $i(\theta) = \sqrt{2}I \sin T\theta \quad (8.12)$
- за интервала от  $2\pi N/T$  до  $2\pi$   $i(\theta) = 0$

Имайки предвид това, кофициентите от развитието на функцията на мрежовия ток в ред на Фурье ще бъдат:

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/N} i(\theta) \cos n\theta d\theta = \sqrt{2}I \frac{T}{\pi(T^2 - n^2)} \left( 1 - \cos \frac{2\pi n N}{T} \right) \quad (8.13)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/N} i(\theta) \sin n\theta d\theta = \sqrt{2}I \frac{T}{\pi(T^2 - n^2)} \left( -\sin \frac{2\pi n N}{T} \right) \quad (8.14)$$

Разпространение е получил и методът за регулиране на схемата от фиг. 8.1, пояснен с времедиаграмата на напрежението върху товара, показана на фиг. 8.6. Среща се под следните наименования: "широкично-импулсно регулиране с честота, по-ниска от мрежовата"; "интегрално циклично превключване"; "циклична селекция".



Фиг.8.5

Следователно:

$$I_{nm} = c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} = \sqrt{2} I \frac{T}{\pi(T^2 - n^2)} \cdot 2 \sin \frac{\pi n N}{T} \quad (8.14)$$

и

$$\varphi_n = \operatorname{arctg} \frac{a_n}{b_n} = \operatorname{arctg} \left( -tg \frac{\pi n N}{T} \right) \quad (8.15)$$

откъдето

$$\varphi_n = \pi - \frac{\pi n N}{T} \quad (8.16)$$

От (8.14) се вижда, че за някои стойности на  $n$ , в зависимост от  $N$  и  $T$ , знакът на амплитудната стойност на съответната хармонична става отрицателен. Това означава, че се променя фазата на противоположна, т.е. в този случай фазовият ъгъл се изпислява със знак "минус" от (8.16).

За да се намери стойността на първата хармонична на тока от захранващата мрежа, чиято честота е равна на тази на мрежовото напрежение, необходимо е да се определят кофициентите от развитието в ред на Фурье за функцията (8.12) при  $n=T$ :

$$a_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/N} i(\theta) \cos T\theta d\theta = 0 \quad (8.17)$$

$$b_{n=T} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi/N} i(\theta) \sin T\theta d\theta = \sqrt{2} I \frac{N}{T}$$

Следователно

$$I_{(n=T)m} = c_{n=T} = \sqrt{2} I \frac{N}{T} \quad (8.18)$$

Важно е да се отбележи, че стойността на основната хармонична на тока е пропорционална на отношението на  $N$  и  $T$ . От (8.17) следва, че фазовият ъгъл между нея и мрежовото напрежение ще бъде равен на  $0^\circ$ , а  $\cos \varphi = 1$ . Въпреки това факторът на монито Кр няма да бъде равен на единица, независимо от това, че за времето на проводимост на тиристорите и токът от мрежата има синусоидална форма. Причината е в наличието на интервали, през които токът е равен на 0, при което от (8.18) следва, че стойността на основната хармонична ще бъде  $N/T$  пъти по-малка от стойността на простиция от мрежата ток през времето на провеждане на тиристорите.

За определяне стойностите на останалите хармонични на тока от мрежата е необходимо да се анализира (8.14) при различни стойности на  $n$ . Вижда се, че при стойности на  $n$ , при които  $\sin(n\pi N/T) = 0$ , а от там

и стойността на съответната хармонична ще е 0. Тези целочисленни стойности на  $n$  са:

$$n = kT, k = 2, 3, 4, \dots$$

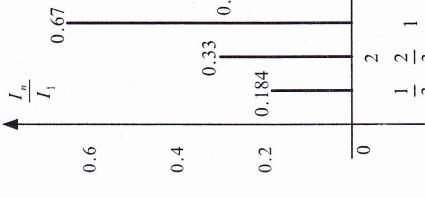
$$n = s \frac{T}{N}, s \neq N \quad (8.19)$$

За фиг.8.6, където  $N=2$ , а  $T=3$ , от първата зависимост в (8.19) при  $k=2, 3, 4$  се получава  $n=6, 9, 12$ . Същите стойности се получават и от втората зависимост, но при  $s=4, 6, 8$ . При  $N=2$  и  $T=4$  първата зависимост дава  $n=8, 12, 16, \dots$ , а втората  $-2, 6, 8, 10, \dots$

За останалите хармонични има два варианта –  $n > T$  и  $n < T$ . При първия вариант амплитудите и фазовите им ъгли се определят от (8.14) и (8.16).

Особен интерес представлява вторият случай, при който  $1 \leq n < T$ . Това са хармонични с честоти, които са по-ниски от тези на захранващото напрежение и първата хармонична на тока – субхармонични. Те липсват при фазовото управление на тиристорните променливотокови регулатори. При  $n=1$  се получава най-ниската субхармонична, чиято честота е  $T$ -пъти по-малка от тази на захранващото напрежение. Амплитудите на субхармоничните се определят от (8.14), а понякога е необходимо да се направи и подходящ избор на  $T$ , за да се избегне съвтунален резонанс в захранващата система на частота на някоя от субхармоничните. Така например за фиг.8.6 честотата на първата субхармонична ще бъде  $50/3 \approx 16.67 \text{ Hz}$ . Фазовите ъгли се определят от (8.16), като при  $n=1$  за първата субхармонична този ъгъл е  $\pi/3 \text{ rad}$ .

Основната част от спектъра на тока от захранващата мрежа за случая, показан на фиг.8.6 при  $N=2$  и  $T=3$ , е представена на фиг.8.7.



Фиг.8.7

От (8.18) се вижда, че при постоянно  $T$  и при намаляващо  $N$  (в случая до 1) стойността на основната хармонична ще намалява и ще настъпи преразпределение в стойностите на хармоничните от фиг.8.7. При растящо  $N$  (в случая до 3) от (8.14) се вижда, че висшите хармонични ще са равни на 0 при всяко  $n$ , т.е. само в този случаи факторът на мощност  $K_p$  ще бъде равен на 1, което се вижда и от липсата на интервали, през които токът в товара и мрежата да е равен на 0.

От казаното по-горе може да се предположи, че изменението на фактора на мощност при регулиране ще зависи от отношението на  $N$  и  $T$ . Първоначално може да се намери ефективната стойност на напрежението върху товара.

$$U_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi N} 2U^2 \sin^2 T\theta d\theta} = U \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (8.20)$$

Ефективните стойности на токовете през товара и от захранващата мрежа ще бъдат равни на:

$$I = I_T = \frac{U_T}{R_T} = \frac{U}{R_T} \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (8.21)$$

Активната мощност  $P_T$  в товара и активната мощност  $P$  от захранващата мрежа ще са равни помежду си (предполага се к.п.д.=1):

$$P = P_T = I_T^2 R_T = \frac{U^2}{R_T} \cdot \frac{N}{T} \quad (8.22)$$

От (1.1), (8.21) и (8.22) следва

$$K_p = \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (8.23)$$

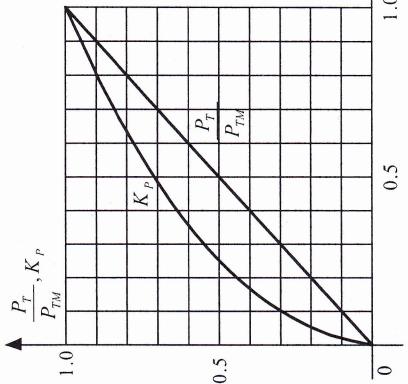
От (8.18) и (8.21) може да се получи кофициентът на изкривяване формата на тока

$$\nu = \frac{I_t}{I} = \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (8.24)$$

Резултатите по (8.23) и (8.24) потвърждават направления при определяне стойността на първата хармонична извод, че кофициентът на дефазиране също е равен на 1.

Изменението на активната мощност  $P=P_T$  в относителни единици и на фактора на мощност  $K_p$  в зависимост от отношението  $N/T$  е показано на фиг.8.8. Стойностите на мощността са отнесени към максималната, когато  $N=T$ , означена с  $P_{TM}$ . Определено предимство представлява линейното изменение на  $P_T$ , което създава удобства при работа в затворени системи за автоматично регулиране, включващи променивотоков регулатор с

## Управление по разглеждания метод.



Фиг.8.8

На базата на направените изводи може да се каже, че разгледаният метод трябва да се прилага много внимателно поради наличието на широк честотен спектър на тока от мрежата с преразпределение между отделните хармонични при регулиране. Той не бива да се използва за регулиране например на осветителни уредби при лампи с нажежаема жичка, т.к. наличието на субхармонични води до т.н. "фликър"-эффект. Подходящ е преди всичко за индукционно нагряване с мрежова частота, предвид линейната зависимост на мощността в товара от отношението  $N/T$  и посилоските изисквания към бързодействие на системата за автоматично регулиране в този случай.

Ако отношението на ефективната стойност на напрежението върху товара и ефективната стойност на захранващото напрежение при променивотоковите регулатори се означи като степен на регулиране  $C_p$  може да се види следното:

- при фазово регулиране от (8.8) следва

$$C_p = \frac{U_T}{U} = \sqrt{\frac{2(\pi - \alpha) + \sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (8.25)$$

и като се има предвид (8.7) следва, че

$$K_p = C_p \quad (8.26)$$

- при интегрално циклично превключване от (8.21) следва

$$C_p = \frac{U_T}{U} = \sqrt{\frac{N}{T}} \quad (8.27)$$

и като се има предвид (8.23) следва зависимост (8.26).

Направеното сравнение е интересно. То показва, че ако при регулиране по двата различни метода се получава една и съща степен на регулиране, то еднаква стойност ще има и факторът на мощност, независимо, че отделните му съставни (кофициент на дефазиране  $C_p$  и кофициент на изкривяване формата на тока  $v$ ) ще имат различни стойности.

*Пример 8.1.* Да се намери стойността на фактора на мощност, кофициента на дефазиране и кофициента на изкривяване формата на тока при двата метода на регулиране, ако стелента на регуляторе е 0.707.

- Определя се факторът на мощност от (8.25)

$$K_p = C_p = 0.707$$

- За регулатора с интегрално циклично превключване

$$\cos \varphi = 1$$

$$v = K_p = 0.707$$

- За регулатора с фазово регулиране от (8.8) се определя ъгълът  $\alpha = \pi/2$  rad, а от (8.3) – ъгълът на дефазиране  $\varphi$ .

$$\varphi = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\cos 2\alpha - 1}{\sin 2\alpha + 2(\pi - \alpha)} \right] = \operatorname{arctg} \left[ \frac{\cos \frac{2\pi}{2} - 1}{\sin \frac{2\pi}{2} + 2\left(\pi - \frac{\pi}{2}\right)} \right] = -0.567$$

Определя се

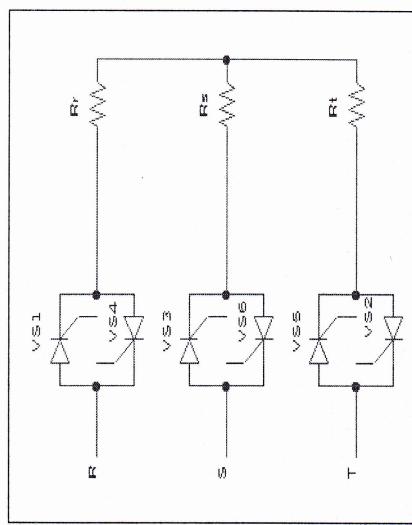
$$\cos \varphi = \cos(-0.567) = 0.844$$

$$v = \frac{K_p}{\cos \varphi} = \frac{0.707}{0.844} = 0.838$$

Стойностите на отделните хармонични при регулатора с фазово регулиране могат да бъдат определени от (8.5), а при регулатора с интегрално циклично превключване от (8.23) следва, че отношението  $N/T=0.5$ . То може да се получи при различни стойности на  $T$ , а след това да се определи хармоничният състав, имайки предвид изложеното за него.

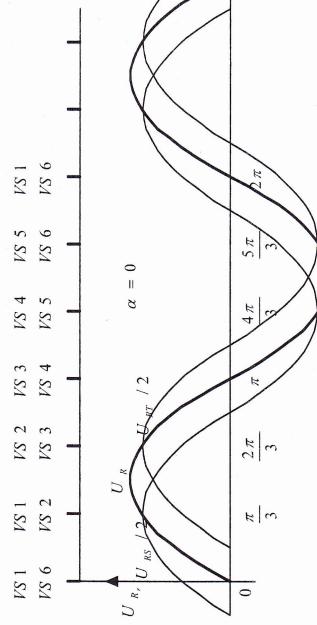
## 9. ИЗМЕНЕНИЕ НА ОСНОВНИТЕ ПОКАЗАТЕЛИ ПРИ РЕГУЛИРАНЕ НА ТРИФАЗНИ ПРОМЕНЛИВОТОКОВИ РЕГУЛATORI

Най-широко разпространение в практиката са получили схемите на трифазни променливотокови регулатори, при които товарът е свързан в звезда или в триъгълник. На фиг.9.1 е показана принципната схема, а на фиг.9.2 – напрежението на товара на една от фазите (в случая R) за регулатора с товар, свързан в звезда, при няколко стойности на ътъла на регулиране  $\alpha$ . Товарът е чисто активен, като са означени и моментите, в които тиристорите получават управляващи импулси.



Фиг.9.1

Трябва да се отбележи, че ако регулаторът работи с изведен звезден център и юглите на регулиране за тиристорите на трите фази са еднакви, то хармоничният състав и показателите за всяка фаза не се различават от разгледаните за еднофазния променливотоков регулатор.



a

Нека товарът на регулатора е балансиран (единакъв за трите фази), а той се захранва от симетрична система трифазни напрежения:

$$u_R = \sqrt{2}U \sin \theta \quad (9.1)$$

$$u_S = \sqrt{2}U \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$u_T = \sqrt{2}U \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$u_{RS} = \sqrt{6}U \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} \right) \quad (9.1)$$

$$u_{ST} = \sqrt{6}U \sin \left( \theta - \frac{\pi}{2} \right)$$

$$u_{RT} = \sqrt{6}U \sin \left( \theta + \frac{5\pi}{6} \right)$$

Тъй като товарът е чисто активен, то кофициентите от развитието в ред на Фурие за изходното напрежение и тока през товара ще имат качествено единакъв вид. Такива ще бъдат и кофициентите за тока от мрежата поради това, че той е равен на товарния ток за съответната фаза. В зависимост от стойностите на ъгъл  $\alpha$  регулаторът може да работи в три режима.

Режим 1-  $0 < \alpha < \pi/3$  – В схемата провеждат три или два тиристора. Изходното напрежение за товара на дадена фаза е равно или на фазовото или на половината от линейното между тази фаза и някоя от другите две. За тока на фаза R от фиг. 9.2б може да се запише израза:

$$i_R = \sqrt{2}I \cdot \sin \left| \frac{\pi}{\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} \right) \right|^{\frac{2\pi}{3} + \sqrt{2}I \cdot \sin \theta \left| \frac{\pi}{3} \right|^{\frac{2\pi}{3} + \alpha}} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta - \frac{\pi}{6} \right) \left| \frac{\frac{2\pi}{3} + \alpha}{\frac{2\pi}{3}} \right|^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \quad (9.2)$$

След разлагане на функцията (9.2) в ред на Фурие за кофициентите от него се получават следните изрази [60]:

$$a_0 = 0 \quad (9.3)$$

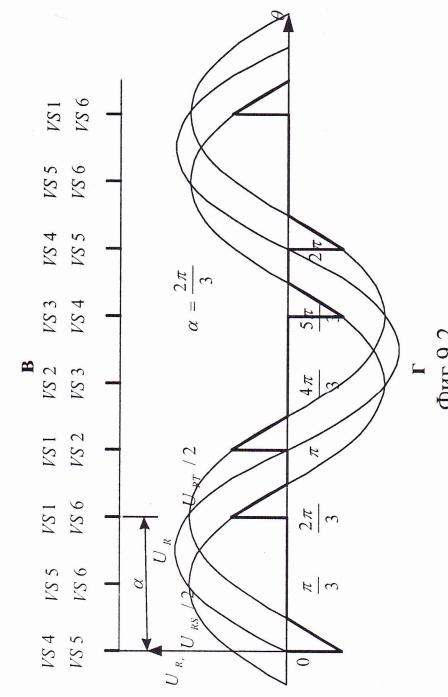
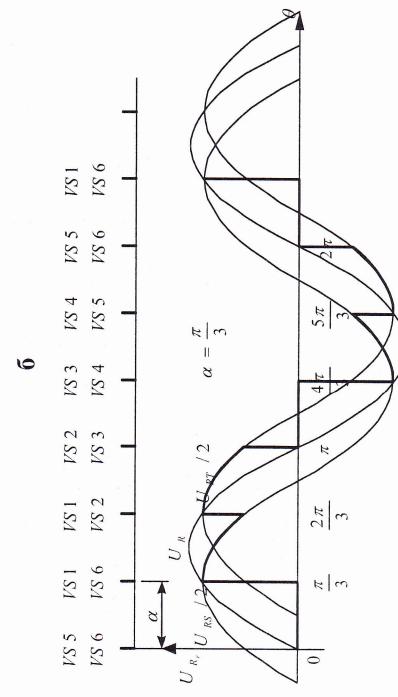
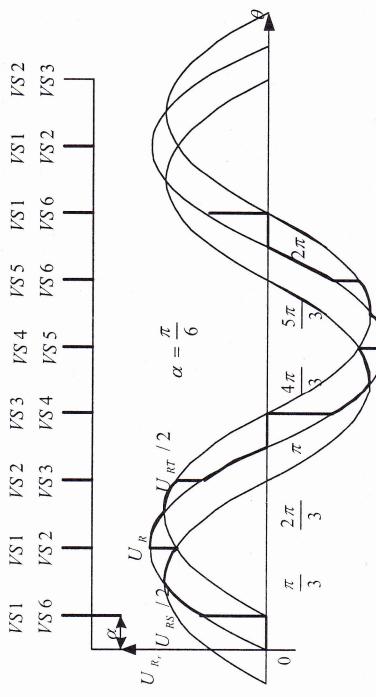
$$\frac{a_1}{\sqrt{2}I} = \frac{1}{2\pi} (2\pi - 3\alpha) \sin \alpha$$

$$\frac{b_1}{\sqrt{2}I} = \frac{1}{2\pi} (2\pi - 3\alpha) \cos \alpha + \frac{3}{2\pi} \sin \alpha \quad (9.4)$$

За четно  $n=2k$

$$a_{2k} = 0$$

$$b_{2k} = 0$$



Фиг.9.2

За нечетно  $n=2k+1$

$$\begin{aligned} \frac{a_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{\cos n\alpha - \cos \alpha}{4\pi} \left[ 1 + (-1)^k \sin n \frac{\pi}{6} \right] \\ \frac{b_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{n \cdot \sin \alpha - \sin n\alpha}{4\pi} \left[ 1 + (-1)^k \cdot \sin n \frac{\pi}{6} \right] \end{aligned} \quad (9.5)$$

Режим  $2\pi/3 < \alpha < \pi/2$ . В схемата провеждат два тиристора. Изходното напрежение е равно на половината от линейното между дадената фаза и някоя от другите две. Изразът за тока на фаза R от фиг.9.2в е:

$$i_R = \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (9.6)$$

Съответните кофициенти от развитието на функцията (9.6) в ред на Фурье са:

$$\begin{aligned} a_0 &= 0 \\ \frac{a_1}{\sqrt{2J}} &= \frac{3}{4\pi} \left[ \frac{3}{2} \cos \alpha + \left( \frac{2\pi}{3} - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \sin \alpha \right] \\ \frac{b_1}{\sqrt{2J}} &= \frac{3}{4\pi} \left[ \frac{3}{2} \sin \alpha + \left( \frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \alpha \right] \\ a_{2k} &= 0 \\ b_{2k} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{a_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos \frac{(2k+1)\pi}{6} \left[ \frac{\sin k \frac{\pi}{3} \cdot \sin \left( \alpha - 2k \frac{\pi}{3} \right)}{k} + \frac{\sin(k+1) \frac{\pi}{3} \cdot \sin \left[ \alpha + 2(k+1) \frac{\pi}{3} \right]}{k+1} \right] \\ \frac{b_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cos \frac{(2k+1)\pi}{6} \left[ \frac{\sin k \frac{\pi}{3} \cdot \cos \left( \alpha - 2k \frac{\pi}{3} \right)}{k} - \frac{\sin(k+1) \frac{\pi}{3} \cdot \cos \left[ \alpha + 2(k+1) \frac{\pi}{3} \right]}{k+1} \right] \end{aligned} \quad (9.7)$$

Режим  $3\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ . Отново провеждат по два тиристора и изразът за тока на разглежданата фаза R от фиг.9.2г има вида:

$$i_R = \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta + \frac{\pi}{6} \right) + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin \left( \theta - \frac{\pi}{6} \right) \quad (9.8)$$

Посредством разлагане на функцията (9.8) в ред на Фурье и опростяване могат да бъдат намерени следните кофициенти:

$$\begin{aligned} \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \alpha + \frac{3}{8} \sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{4} + \frac{9}{16} \sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4} \alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{3}{16} \sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6} \end{aligned} \quad (9.10)$$

$$a_0 = 0$$

$$\begin{aligned} \frac{a_1}{\sqrt{2J}} &= \frac{3}{4\pi} \left[ \left( \frac{5\pi}{3} - 2\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \sin \alpha - \frac{1}{2} \cos \alpha \right] \\ \frac{b_1}{\sqrt{2J}} &= \frac{3}{4\pi} \left[ \left( \frac{5\pi}{3} - 2\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \cos \alpha + \frac{3}{2} \sin \alpha \right] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} a_{2k} &= 0 \\ b_{2k} &= 0 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{a_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos \frac{(2k+1)\pi}{6} \left[ \frac{\cos \left[ \alpha + (k+1) \frac{\pi}{3} \right]}{k+1} + \frac{\cos \left( \alpha - k \frac{\pi}{3} \right)}{k} + \frac{\cos n\alpha}{k(k+1)} \right] \\ \frac{b_{2k+1}}{\sqrt{2J}} &= \frac{\sqrt{3}}{2\pi} \cos \frac{(2k+1)\pi}{6} \left[ \frac{\sin \left[ \alpha + (k+1) \frac{\pi}{3} \right]}{k+1} + \frac{\sin \left( \alpha - k \frac{\pi}{3} \right)}{k} - \frac{\sin n\alpha}{k(k+1)} \right] \end{aligned} \quad (9.9)$$

По този начин, използвайки получените кофициенти от развитието в ред на Фурье за различните режими на работа, могат да се получат стойностите на висшите гармонични на тока от захранващата мрежа, на тъгла на дефазиране между първата гармонична на тока и мрежовото напрежение (от там на кофициента на дефазиране  $\cos \phi$ ). От (9.3), (9.4), (9.7) и (9.9) се вижда, че липсва постоянна съставяща, както и четни гармонични.

На фиг.9.3 е показано изменението на основната гармонична и на най-влиятелните от висшите гармонични при промяна на тъгла на регулиране в относителни единици спрямо стойността на първата гармонична при  $\alpha=0$  [40]. Както се вижда, липсват и кратките на 3 гармонични, очевидно поради липсата на изведен звезден център на товара.

Трябва да се отбележи, че на базата на изрази (9.2), (9.6) и (9.8) поради активния характер на товара могат да бъдат получени зависимостите на ефективната стойност на изходното напрежение от тъгла на регулиране  $\alpha$ . В зависимост от режима на работа тези зависимости в относителни единици спрямо ефективната стойност на мрежовото напрежение са [17]:

$$\begin{aligned} \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4} \alpha + \frac{3}{8} \sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \\ \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{4} + \frac{9}{16} \sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \frac{\pi}{3} \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2} \\ \frac{U_R}{U} &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4} \alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{3}{16} \sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6} \end{aligned} \quad (9.10)$$

Този извод се потвърждава от сравнението например на (8.7) с (8.8) и (8.20) с (8.23) при еднофазните регулатори.

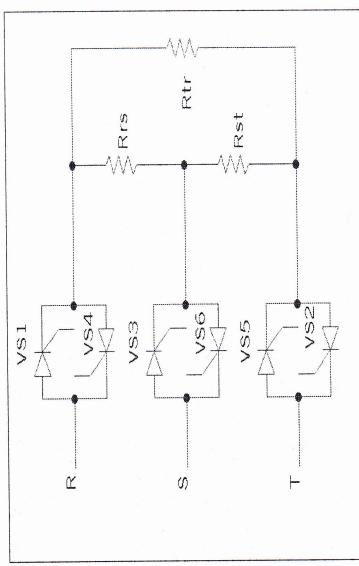
Следователно на базата на (9.14) и (9.10) може да се запише, че:

$$K_p = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{2} - \frac{3}{4}\alpha + \frac{3}{8}\sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3}$$

$$K_p = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{\pi}{4} + \frac{9}{16}\sin 2\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16}\cos 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$$

$$K_p = \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4}\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16}\cos 2\alpha + \frac{3}{16}\sin 2\alpha \right)} \quad 3\alpha \leq \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$$
(9.15)

Често товарът е свързан в схема на тритъйник, при която се получава схемата на променливотоков регулатор, показана на фиг. 9.4.



Фиг. 9.3

За получаване на израза за изменението на фактора на мощност при регулиране може да се използва фактът, че товарът е чисто активен. Нека относителната стойност на напрежението на захранващата мрежа за всяка ефективната стойност на мрежовото напрежение е равно на произволен математически израз, например A.

$$\frac{U_R}{U} = A \quad (9.11)$$

Тъй като ефективната стойност на тока от захранващата мрежа за всяка фаза е равна на ефективната стойност на тока през товара, то за пълната мощност се получава:

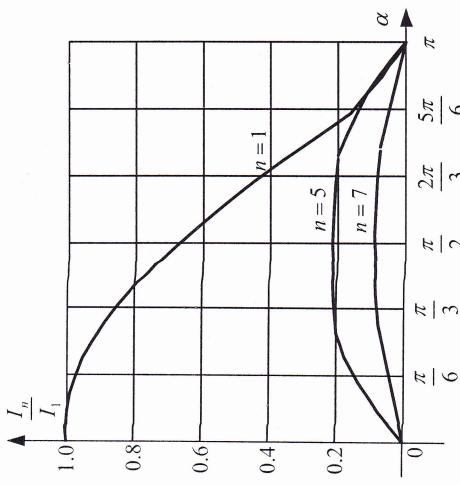
$$S = U \cdot I = U \cdot \frac{U_R}{R} = \frac{U^2}{R} \cdot A \quad (9.12)$$

При предположение, че кофициентът на полезно действие е равен на 1, то активната мощност от захранващата мрежа ще бъде равна на активната мощност на товара:

$$P = P_R = \frac{U_R^2}{R} = \frac{U^2}{R} \cdot A^2 \quad (9.13)$$

Тогава от (9.13) и (9.12) се получава, че

$$K_p = \frac{P}{S} = A \quad (9.14)$$



Фиг. 9.3

За получаване на израза за изменението на фактора на мощност при регулиране може да се използва фактът, че товарът е чисто активен. Нека относителната стойност на напрежението на захранващата мрежа за всяка ефективната стойност на мрежовото напрежение е равно на произволен математически израз, например A.

$$\frac{U_R}{U} = A \quad (9.11)$$

Тъй като ефективната стойност на тока от захранващата мрежа за всяка фаза е равна на ефективната стойност на тока през товара, то за пълната мощност се получава:

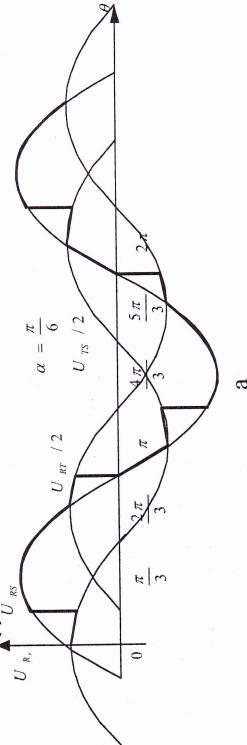
$$S = U \cdot I = U \cdot \frac{U_R}{R} = \frac{U^2}{R} \cdot A \quad (9.12)$$

При предположение, че кофициентът на полезно действие е равен на 1, то активната мощност от захранващата мрежа ще бъде равна на активната мощност на товара:

$$P = P_R = \frac{U_R^2}{R} = \frac{U^2}{R} \cdot A^2 \quad (9.13)$$

Тогава от (9.13) и (9.12) се получава, че

$$K_p = \frac{P}{S} = A \quad (9.14)$$



Фиг. 9.4

Времедиаграмите на напрежението върху един от товарите (в случая Rrs) са показани на фиг. 9.5.

VS 1	VS 1	VS 2	VS 3	VS 4	VS 5	VS 6	VS 7	VS 8
VS 6	VS 2	VS 3	VS 4	VS 5	VS 6	VS 7	VS 8	

Предполага се, че трифазният регулатор е захранен със симетричната система напрежения (9.1) и трите товара са равни. В зависимост от тъгъла на регулиране режимите на работа също са три. За вски от тях може да се напишат изразът за тока през съответния товар, който по вид е аналогичен на израза за напрежението върху товара.

Режим 1-  $0 < \alpha < \pi/3$ . В схемата на регулатора превеждат по три или два тиристора. Напрежението върху даден товар е равно на линейното напрежение за фазите, между които е свързан този товар, в два случая: или ако превеждат три тиристора или ако превеждат два тиристора, свързани между същите две фази. В останалите случаи превеждат по два тиристора и напрежението върху разглеждания товар е равно на половината от някое от другите две линейни напрежения.

$$i_{RS} = \sqrt{6}I \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left| \frac{\frac{2\pi}{3}}{\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right|_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{2\pi+2\alpha}{3}} + \sqrt{6}I \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left| \frac{\frac{5\pi}{3}}{\alpha+2\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \right|_{\frac{5\pi}{3}}^{\pi+\alpha} \quad (9.16)$$

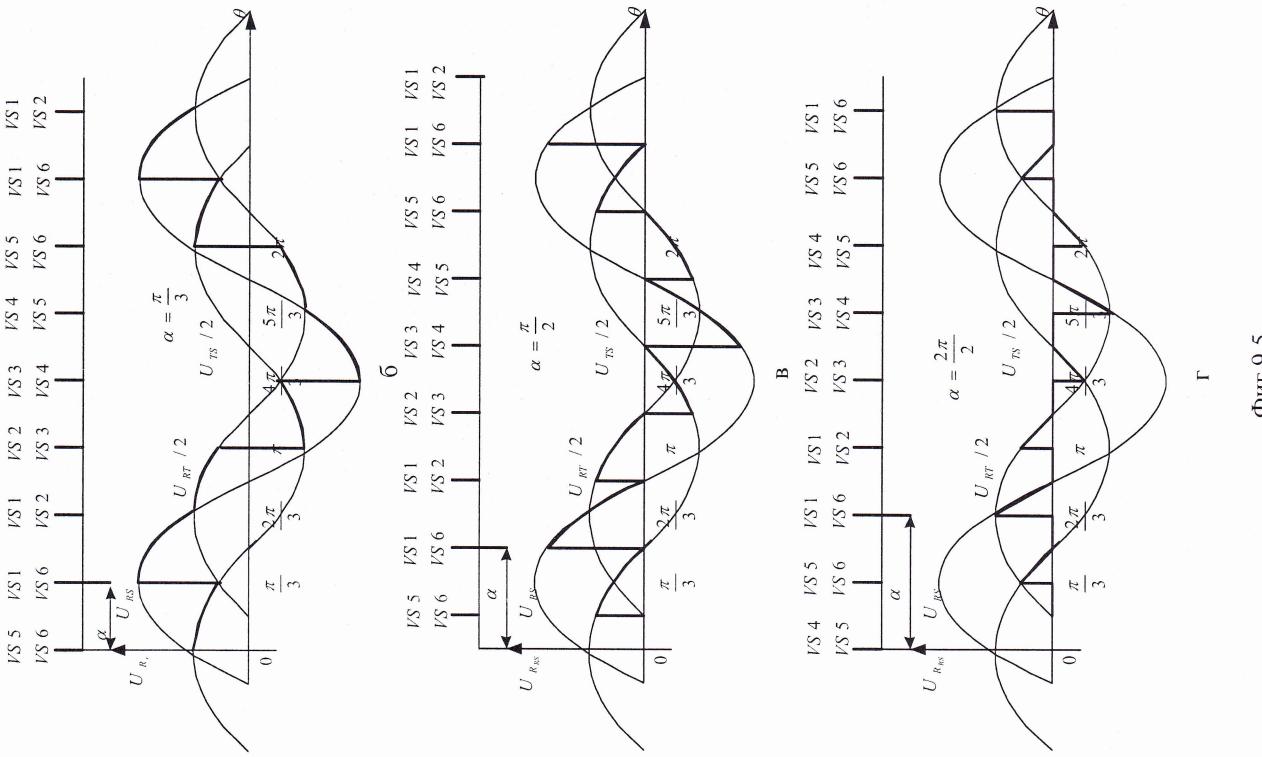
Режим 2-  $\pi/3 < \alpha < \pi/2$ . В схемата превеждат винаги по два тиристора. Когато превеждат два тиристора, между фазите, между които е свързан и даденият товар, напрежението му е равно на линейното напрежение за тези фази. В останалите случаи то е равно на половината от някое от другите две линейни напрежения. Изразът за тока през този товар има вида:

$$i_{RS} = \sqrt{6}I \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left| \frac{\frac{\pi}{3}}{\alpha+2\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right|_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \left| \frac{\frac{5\pi}{6}}{\alpha+2\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \right|_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \left| \frac{\frac{3\pi}{2}}{\alpha+2\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \right|_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} \quad (9.17)$$

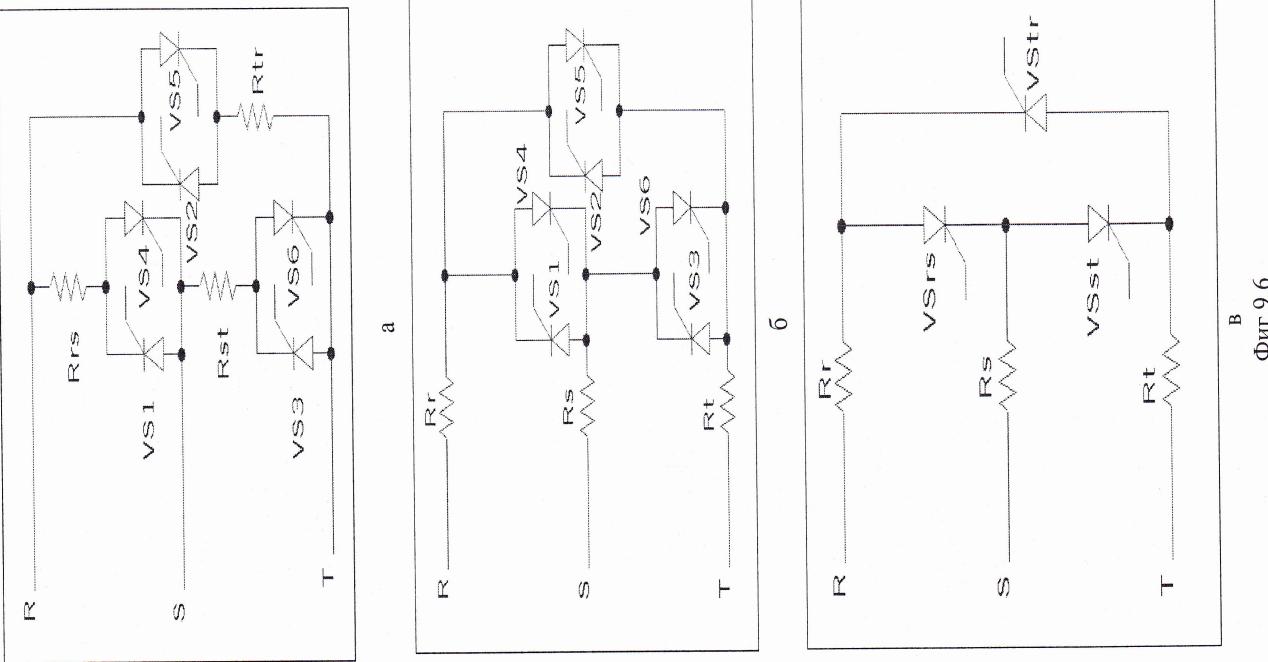
Режим 3-  $\pi/2 < \alpha < 5\pi/6$ . Работата на схемата е аналогична на режим 2 с тази разлика, че има интервали, когато всички тиристори в схемата не превеждат. Изразът за тока може да се получи от фиг. 9.5г.

$$i_{RS} = \sqrt{6}I \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \left| \frac{\frac{5\pi}{6}}{\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) \right|_{\frac{5\pi}{6}}^{\frac{7\pi}{6}} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \left| \frac{\frac{3\pi}{2}}{\alpha} + \frac{\sqrt{6}I}{2} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{2}\right) \right|_{\frac{3\pi}{2}}^{\frac{2\pi}{3}} \quad (9.18)$$

Последователно може да бъде извършено разлагане на функциите (9.16), (9.17) и (9.18) в ред на Фурье и да се намерят изрази за кофициентите на всички хармонични, а след това и на самите хармонични за тока през този товар.



Фиг.9.5



Фиг.9.6

Този анализ показва отново липса на постоянна съставна, четни и кратни на 3 хармонични. Номерата на хармоничните съответстват на тези при регулатора с товар, свързан в звезда без изведен звезден център.

Формата на тока през всяка от фазите обаче се получава като сума от токовете на съответните товари, свързани към тази фаза. Получените по-горе кофициенти от редовете на Фурье в този случай могат да бъдат сумирани, за да се получи развитието на фазовите токове в ред. Получават се изрази, аналогични на разгледаните при схемата от фиг.9.1, така че са в сила представените на фиг.9.3 графики за изменението на най-влиятелните хармонични.

Трябва да се отбележи, че формата на фазовия ток може да се получи чрез сумиране на токовете на съответните товари , като се получава идентична на представените на фиг.9.2 форма на токовете за различните види на регулиране. При това положение в сила ще бъдат и зависимостите за изменението на фактора на мощност (9.15).

Съществуват и други схеми на трифазни променливотокови регулатори, представени на фиг.9.6 [21,60]. Те се използват сравнително по-рядко в практиката поради факта, че изискват възможност за разделяне на трифазния товар.

Схемата от фиг.9.6а работи подобно на тази от фиг.9.1, но с изведен звезден център, и изиска изменение на тъгла на регулиране от 0 до  $\pi$ . Характерна особеност е наличието на трета хармонична на тока през товара. И за този регулатор може да бъде извършен приведеният по-горе анализ, който показва, че номерата на хармоничните на фазовия ток не се различават от тези за схемата от фиг.9.1. Третата хармонична опада, т.к. всеки от фазовите токове се получава като сума на токовете през съответните товари.

Изменението на най-влиятелните хармонични на тока от мрежата за схемата от фиг.9.6б е идентично с това за схемата от фиг.9.1 – фиг.9.3.

Схемата от фиг.9.6в се характеризира с наличие и на четни хармонични на тока от захранващата мрежа, което е неин недостатък. Нейно предимство е намаленият брой тиристори.

И при трифазните променливотокови регулатори е възможно използването на антипаралелно свързани тиристор и диод , подобно на схемата от фиг.8.4. Основният недостатък в този случаи е наличието и на четни хармонични на мрежовия ток. Преобладаваща е втората хармонична, подобно на еднофазния променливотоков регулатор с несиметрично регулиране.

Използването на някои от важните зависимости при трифазните променливотокови регулатори с фазово регулиране може да се илюстрира със следващия пример.

*Пример 9.1.* Да се намери диапазонът на изменение на фактора на мощност за трифазен променливотоков регулатор, реализиран с товар свързан в звездна без изведен звезден център, ако ъгълът на регулиране  $\alpha$  се изменя от 0 до  $2\pi/3$ . Да се направи сравнение с еднофазен регулатор със симетрично регулиране при същия диапазон на изменение на ъгъла  $\alpha$ .

- Ясно е, че при  $\alpha=0$  факторът на мощност и при двата регулатора ще бъде равен на 1.

- Определя се факторът на мощност за трифазния променливотоков регулатор при максималната стойност на ъгъла  $\alpha$  от последната зависимост на (9.15).

$$\begin{aligned} K_p &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4}\alpha + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos 2\alpha + \frac{3}{16} \sin 2\alpha \right)} = \\ &= \sqrt{\frac{2}{\pi} \left( \frac{5\pi}{8} - \frac{3}{4} \cdot \frac{2\pi}{3} + \frac{3\sqrt{3}}{16} \cos \frac{4\pi}{3} + \frac{3}{16} \sin \frac{4\pi}{3} \right)} = 0.209 \end{aligned}$$

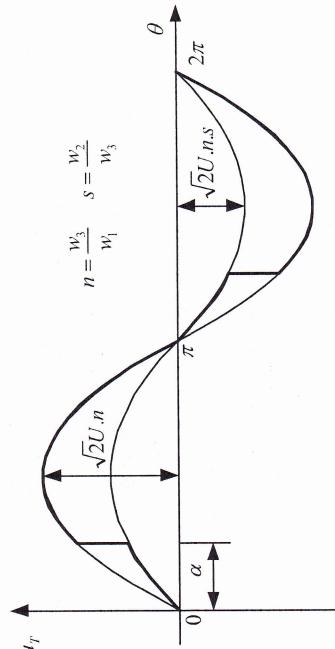
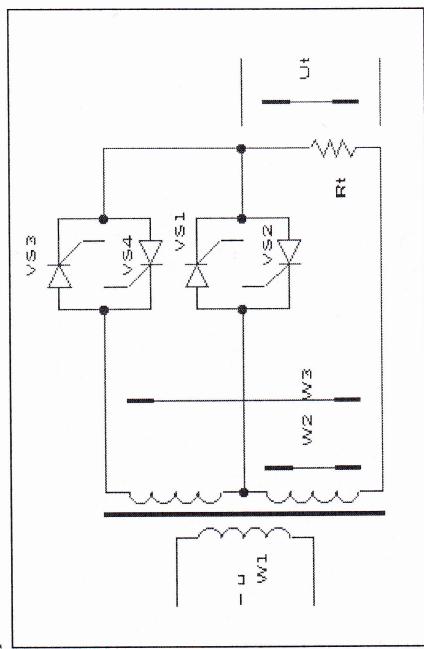
- Определя се факторът на мощност при максималната стойност на ъгъла  $\alpha$  от (8.8)

$$K_p = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} = \sqrt{\frac{2\pi}{\pi} \left( \frac{\pi - \alpha}{3} + \frac{\sin \frac{4\pi}{3}}{2\pi} \right)} = 0.442$$

Въз основа на (9.11) и (9.14) може да се каже, че ефективната стойност на изходното напрежение при трифазния регулатор е намаляла до 0.209 от ефективната стойност на фазовото напрежение, докато при еднофазния регулатор това намаление е до 0.442 от същата. Също въз основа на (9.11) и (9.14) може да се види, че при равни стойности на напрежението върху товара равни ще бъдат и стойностите на фактора на мощност при двата регулатора. Те обаче ще бъдат достигнати при различни ъгли на регулиране – по-голям ще бъде ъгълът на регулиране за еднофазния регулатор.

## 10. МЕТОДИ ЗА ПОДОБРЯВАНЕ ФАКТОРА НА МОЩНОСТ ПРИ ПРОМЕНЛИВОТОКОВИТЕ РЕГУЛATORI

Методът на фазово-стъпално регулиране се прилага и при променливотоковите регулатори [13,21]. На фиг.10.1 е показана схема на еднофазен променливотоков регулатор с фазово-стъпално регулиране и времедиаграми, поясняващи действието му.



Фиг.10.1

В момента на преминаване на захранващото напрежение през нутата се подават управляващи импулси за отпускане на VSI1 (през положителния полупериод) и VSI2 (през отрицателния полупериод). При  $\theta=\alpha$  се подава управляващ импулс за VS3, който се отпуска, а VSI се запушва. Аналогично през отрицателния полупериод на захранващото напрежение при отпускане на VS4 се запушва провеждалия до този момент тиристор VS2. Ясно е, че ако тиристорите VS3 и VS4 не се отпускат, стойността на изходното напрежение ще бъде минимална и ако

се отпушват на ъгъл  $\alpha=0$ , стойността на изходното напрежение ще бъде максимална. Зависимостта на ефективната стойност на изходното напрежение от ъгъла на регулиране може да бъде получена от следния израз, като се предполага, че коефициентът на трансформация на мрежовия трансформатор е  $n=1$ .

$$U_T = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^\alpha (s\sqrt{2U})^2 \sin^2 \theta d\theta + \int_\alpha^\pi (\sqrt{2U})^2 \sin^2 \theta d\theta \right]} \quad (10.1)$$

След решаване, за отношението на ефективната стойност на изходното напрежение и ефективната стойност на захранващото се получава:

$$\frac{U_T}{U} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) (s^2 - 1) + \pi \right]} \quad (10.2)$$

Това е изразът за регулировъчната характеристика на еднофазния променливотоков регулатор с фазово-стъпален метод на регулиране.

За да се получи зависимостта за изменението на фактора на мощност при регулиране, последователно се намират пълната и активна мощности от захранващата мрежа:

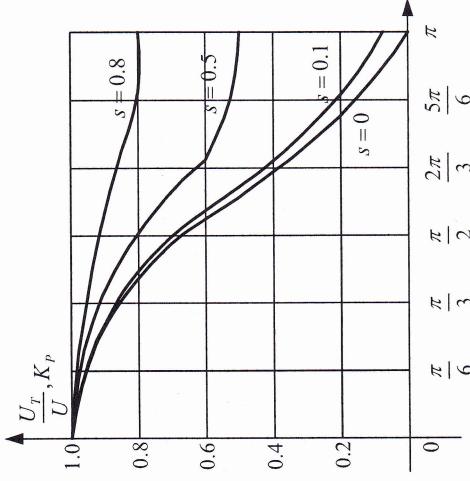
$$S = U \cdot I = U \frac{U_T}{R_T} = \frac{U^2}{R_T} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) (s^2 - 1) + \pi \right]} \quad (10.3)$$

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u(\theta) i(\theta) d\theta = \frac{U^2}{R_T} \frac{1}{\pi} \left[ \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) (s^2 - 1) + \pi \right]$$

При използване на основната зависимост (1.1) се получава:

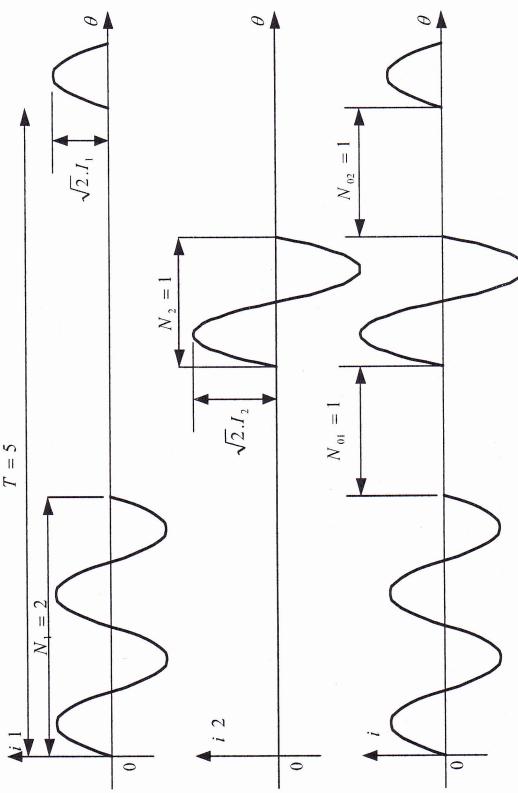
$$K_p = \frac{P}{S} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \left( \alpha - \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) (s^2 - 1) + \pi \right]} \quad (10.4)$$

Прави впечатление, че изрази (10.2) и (10.4) съвпадат така, както съвпадаха съответните изрази при еднофазния променливотоков регулатор с фазово регулиране и при трифазните регулатори. Това потвърждава верността на (9.14). При  $s=0$  от (10.4) се получава зависимостта (8.7) за променливотоковия регулатор с фазово регулиране. Изменението на относителната ефективна стойност на изходното напрежение и на фактора на мощност при регулиране е показано на фиг. 10.2. Характеристиката за  $s=0$  съответства на еднофазни променливотоков регулатор с фазово регулиране.



Фиг.10.2

Съществува възможност от подобряване фактора на мощност на система от два променливотокови регулатора с интегрално цикличично превключване, работещи на обща мрежа, но с различни товари в изходите им. Времедиаграмите на токовете, които всеки от тях консумира от мрежата, както и на общий ток, са представени на фиг.10.3.



Фиг.10.3

Както се вижда, важно е общата система за управление да осигури работа на единия във времето на пауза на другия регулатор, при това може да се променят N1 и N2, както и токовете през товарите да бъдат различни. Може да бъде изведен израз за общий фактор на мощност, ако се запише изразът за тока от мрежата:

$$i = \sqrt{2}I_1 \sin \theta I_0^{2mN_1} + \sqrt{2}I_2 \sin \theta I_0^{2m(N_1+N_{01}+N_2)} \quad (10.5)$$

Изразът за ефективната стойност на тока от захранващата мрежа се получава на базата на (10.5) и има следният вид:

$$I^2 = \frac{I_1^2 \cdot N_1 + I_2^2 \cdot N_2}{T} \quad (10.6)$$

Следователно пълната мощност е равна на:

$$S = U \cdot \sqrt{\frac{I_1^2 \cdot N_1 + I_2^2 \cdot N_2}{T}} \quad (10.7)$$

На базата на (8.22) активната мощност може да се запише като сума от активните мощности на двета регулатора:

$$P = P_1 + P_2 = U \left( \frac{I_1 \cdot N_1 + I_2 \cdot N_2}{T} \right) \quad (10.8)$$

При делене на (10.8) и (10.7) за фактора на мощност се получава:

$$K_p = \frac{I_1 \cdot N_1 + I_2 \cdot N_2}{\sqrt{T(I_1^2 \cdot N_1 + I_2^2 \cdot N_2)}} \quad (10.9)$$

Общият фактор на мощност, изчислен по (10.9) е по-голям от колкото фактора на мощност на всеки отделно взет регулатор, изчислен по (8.23).

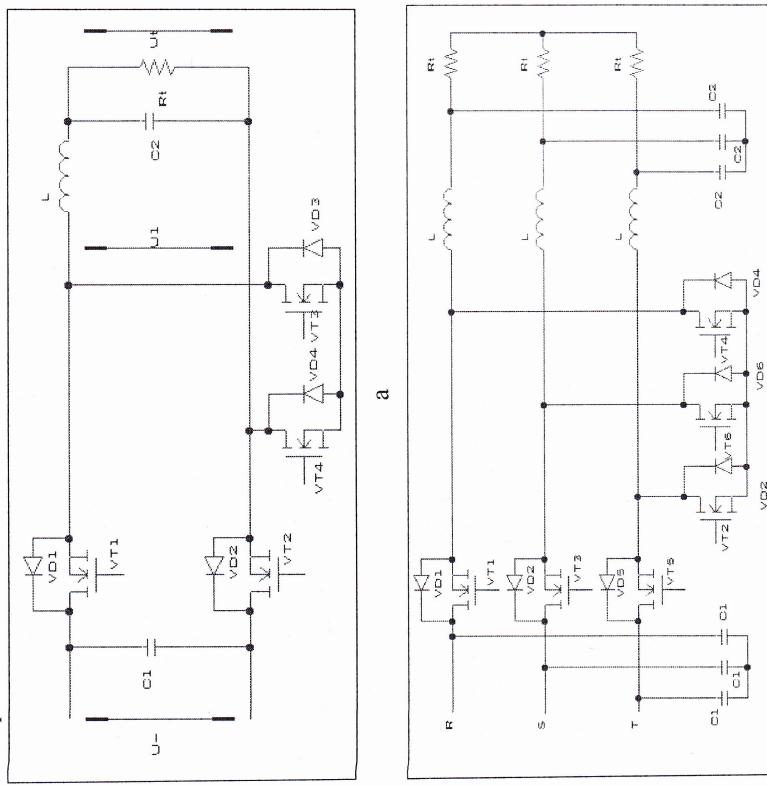
В случаите, че товарите на двета регулатора са еднакви, то токовете ще са равни  $I_1=I_2=1$ , и от (10.9) се получава:

$$K_p = \sqrt{\frac{N_1 + N_2}{T}} \quad (10.10)$$

От (10.10) се получава (8.23) за съответния регулатор, при положение, че  $N$  за другия е равно на 0. Ако сумата на N1 и N2 е равна на T, то факторът на мощност е равен на 1.

Ако се анализира (10.9), трябва да се отбележи, че дори и сумата на N1 и N2 да бъде равна на T, то факторът на мощност ще бъде по-малък от 1 в зависимост от стойностите на N1 и N2. Това е така, тий като независимо, че ток от мрежата ще консумира постоянно, той ще съдържа високи хармонични поради периодичната разлика в стойностите му.

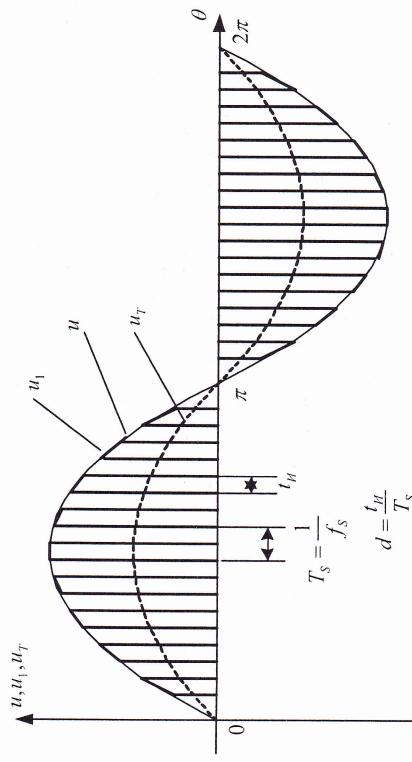
Съществува възможност от използване на напълноуправляеми силови прибори, съчетано с управление по метода на широчинно-импулсната модулация, и при променивотоковите регулатори [44]. На фиг.10.4 са показани схемите на такива еднофазен и трифазен променивотокови регулатори.



Фиг.10.4  
а  
б

В схемите могат да бъдат използвани силови модули (например двойките VT1,VT3 и VT2,VT4 от фиг.10.4a). П о-често се използват мощни биполярни транзистори с изолиран гейт (IGBT). Действието на схемата от фиг.10.4a е следното: единовременно се включват двойките транзистори VT1,VT2, а след това VT3,VT4. По този начин напрежението на входа на LC2- филтера ще бъде равно или на нула, а посоката на тока през индуктивността . Така например ако входното напрежение е положително и са отпушени VT1 и VT2 и токът проптича отляво надясно през дросела, тъй като провеждат VT1 и VT2. Ако токът проптича отдясно наляво през дросела тъй като провеждат VT1 и

VD1. През време на паузите входното напрежение на филъра е равно на 0 като провеждат или VT4,VD3 или VT3,VD4. Управлението е с постоянна честота  $f_s$ , като кофициентът на запъване на импулсите за включване на транзисторите VT1,VT2 е равен на  $d$  и при промяната му се менят ефективната стойност на първата хармонична на изходното напрежение върху товара  $R_t$ . Поясняващите действието времедиаграми са представени на фиг.10.5.



Фиг.10.5

Нека входното напрежение на схемата от фиг.10.4a има вида:

$$u = U_M \cdot \cos(\omega t) \quad (10.11)$$

Развитието на управляващия сигнал, представляващ серия от правоъгълни импулси с постоянна честота  $\omega_s$  и кофициент на запъване  $d$ , в ред на Фурье се дава с израза:

$$S = d + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2 \cdot \sin(n.d.\pi)}{n.\pi} \cdot \cos(n.\omega_s.t) \quad (10.12)$$

Аналитичният вид на входното напрежение за филъра LC2 се получава при умножение на (10.11) и (10.12):

$$u_1 = u.S = d.U_M \cdot \cos(\omega.t) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{U_M \cdot \sin(n.d.\pi)}{n.\pi} \cdot \cos(n.\omega_s \pm \omega).t \quad (10.13)$$

Поставянето на филъра има за цел да отдели само първия член от дясната страна на (10.13), при което с вижда как се променя изходното напрежение при промяна на кофициента на запъване  $d$ .

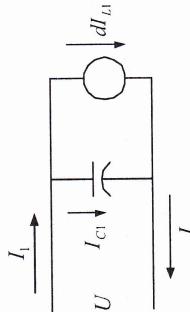
Ако с  $U_1$  се означи ефективната стойност на първата хармонична на входното напрежение за филъра, то първата хармонична на входния ток, представляващ и ток през дросела L, в комплексен вид ще бъде:

$$I_{L1} = \frac{(R_T - j.X_{C2})U_1}{X_{C2}.X_L + j.R_T(X_L - X_{C2})} \quad (10.14)$$

където

$$U_1 = d.U \quad (10.15)$$

Еквивалентната схема за първите хармонични от страна на захранващата мрежа е показана на фиг.10.6.



Фиг.10.6

Първата хармонична на тока от захранващата мрежа в комплексен вид ще бъде:

$$I_1 = d.I_{L1} + I_{C1} \quad (10.16)$$

При заместване от (10.14) се получава:

$$I_1 = \frac{R_T(d^2.X_{C1} - X_L + X_{C2}) + j.X_{C2}(X_L - d^2.X_{C1})}{X_{C1}[X_L.X_{C2} + j.R_T(X_L - X_{C2})]} U \quad (10.17)$$

От (10.17) се получава изразът за фазовия въгъл между мрежовият напрежение и първата хармонична на мрежовия ток:

$$\varphi = \arctg \frac{X_{C2}(X_L - d^2.X_{C1})}{R_T(d^2.X_{C1} - X_L + X_{C2})} - \arctg \frac{R_T(X_L - X_{C2})}{X_L.X_{C2}} \quad (10.18)$$

Ако е изпълнено условието

$$d^2.X_{C1} > X_{C2} > X_L$$

то от (10.18) следва:

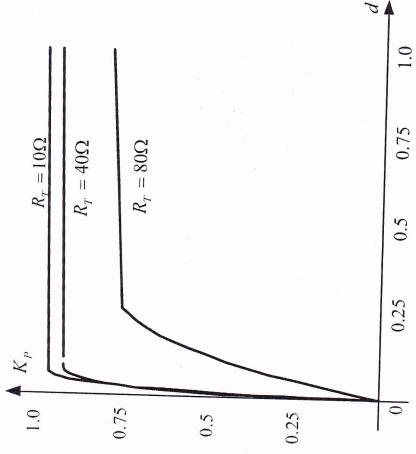
$$\varphi = -\arctg \frac{X_{C2}}{R_T} + \arctg \frac{R_T}{X_L} \quad (10.19)$$

Т.к. входният филтров кондензатор отстранява високите хармонични на тока през дросела, може да се приеме, че факторът на мощност ще се определя основно от кофициента на дефазиране:

$$K_p \approx \cos \varphi \quad (10.20)$$

за  $\varphi$ , определен от (10.19) и че зависи слабо от  $d$ .

На фиг.10.7 е представено изменението на  $K_p$  при промяна на  $d$  и  $R_t = 10\Omega$ ,  $C_1 = 1\mu F$ ,  $C_2 = 20\mu F$ ,  $L = 0.5mH$ , като параметър е товарното съпротивление  $R_t$  [44].



Фиг.10.7

Пример 10.1. Да се оцени изменението на фактора на мощност на два променливотокови регулатора, работещи на принципа, показан на фиг.10.3, с  $T=5$ ,  $N_1=2$  и  $N_2=1$  в сравнение с единичната работа на съответните регулатори.

- Определя се фактора на мощност за системата от два регулатора по (10.10)

$$K_p = \sqrt{\frac{N_1 + N_2}{T}} = \sqrt{\frac{2+1}{5}} = 0.774$$

- Определя се факторът на мощност само за първия регулатор по

$$(8.23) \quad K_p = \sqrt{\frac{N_1}{T}} = \sqrt{\frac{2}{5}} = 0.632$$

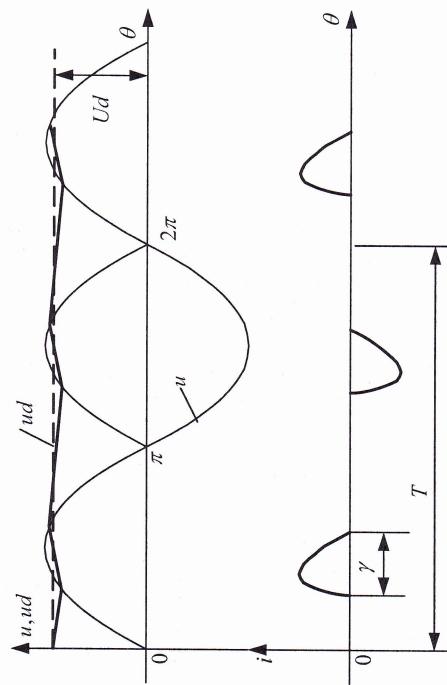
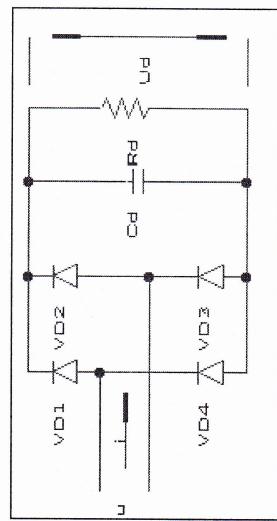
- Определя се факторът на мощност само за втория регулатор по

$$K_p = \sqrt{\frac{N_2}{T}} = \sqrt{\frac{1}{5}} = 0.447$$

Вижда се повишаването на фактора на мощност тогава, когато регулаторите работят в система по показания начин.

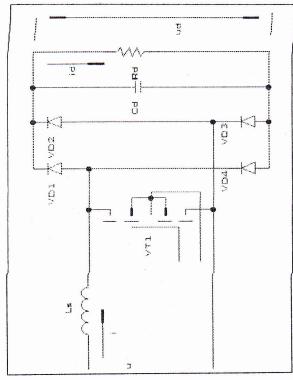
## 11. ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ С ХИСТЕРЕЗИСНО-ТОКОВО СЛЕДЕНЕ

Широко разпространение в практиката е получил еднофазният мостов управляем токоизправител с активно-капацитивен характер на товара, чиято принципна схема и времедиаграми са показани на фиг.11.1.

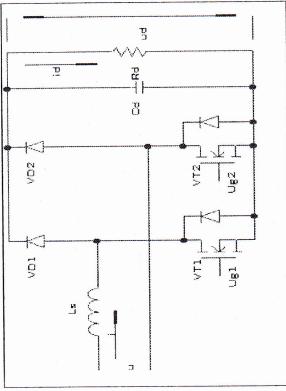


Фиг.11.1

Ток от захранващата мрежа се консумира само за времето, през което се зарежда кондензаторът  $C_d$ , около максимума на мрежовото напрежение. В зависимост от мощността, отношението  $U_d/U_T$  има стойности от 0.08 до 0.2. Показаната форма на тока се характеризира с широк честотен спектър при значително увеличена трета гармонична. Възможни стойности на отношението на височините към основната са показвани в Таблица 11.1 [38,49]. Тези стойности не съответстват на изискванията на Европейските и международни стандарти (EN61000-3-2), IEC 1000-3-2).

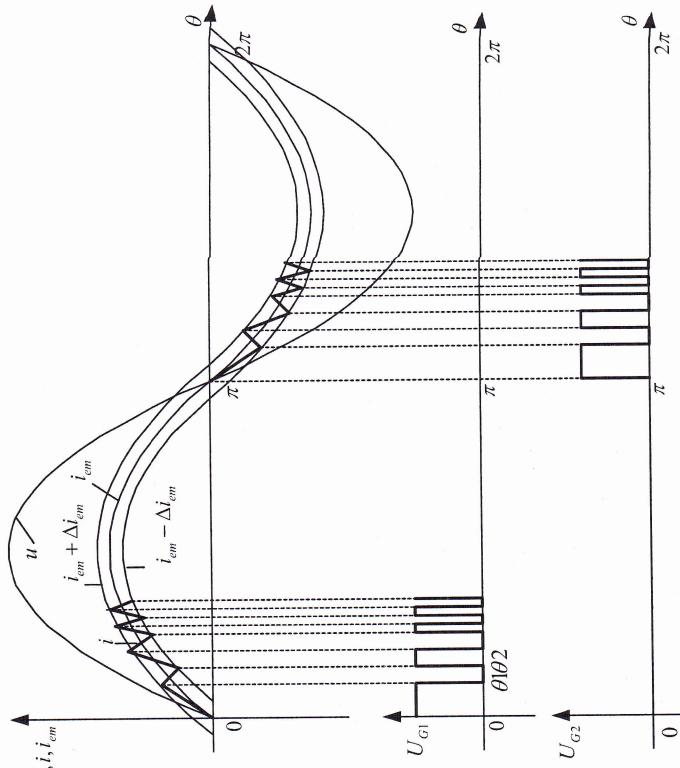


б



а

Фиг.11.2



Фиг.11.3

При схемата от фиг.11.2б и през двата полупериода на захранващото напрежение се включва и изключва двупосочният транзисторен ключ VT1. При изключването се отпушват диагонално свързани диоди от мостовата схема и се зарежда кондензаторът Cd.

$n$	3	5	7	9	11	13	15	17
$I_u, \%$	73.2	36.6	8.1	5.7	4.1	2.9	0.8	0.4

Таблица 11.1

Вниманието, кое то се отделя на фактора на мощността на този токоизправител, се определя не от мощността, която е значително по-малка от тази на управляемите токоизправители, а от широкото му разпространение. Той е съставна част от захранващите блокове на различна радио и телевизионна апаратура, средства за комуникации, персонални компютри и компютърни системи и др. Изследванията показват, че при увеличаване броя на едновременно работещите захранващи блокове отделните хармонични като тенденция се сумират, със значително увеличаване на третата хармонична в неутралния проводник на захранващата система, където нормално тя трябва да липсва. Факторът на мощност за показания на фиг.11.1 токоизправител има стойности от 0.55 до 0.65. Известно повишаване до около 0.75 може да се постигне с включване на индуктивност между изхода на диодния мост и кондензатора (използване на Г-образен LC- филтър). Това намалява амплитудата на токовите импулси и увеличава времето  $\gamma$ , като понякога този дросел се нарича  $\lambda$ -дросел, поради формата, която придобива токовите импулси.

Непрекъснато се търят други средства за повишаване фактора на мощност и подобряване хармоничният състав на тока от захранващата мрежа. Една възможност са токоизправителите с хистерезисно-токово следене, при които токът следи предварително зададена синусоида, която е във фаза с напрежението на захранващата мрежа [10,49]. Схемите им са показани на фиг.11.2, а на фиг.11.3 са представени времедиаграми, поясняващи действието на токоизправителя от фиг.11.2а. Във фаза с напрежението на захранващата мрежа в системата за управление е формирана еталонна синусоида за тока от захранващата мрежа  $i_{et}$ . В момента  $\theta=0$  се включва транзисторът VT1. През него и обратният диод на VT2 входит на токоизправителя се свързва пакък, токът от мрежата нараства, като скоростта се ограничава само от индуктивността  $L_s$ . Когато моментната му стойност превиши моментната стойност на еталонния ток с  $\Delta i_{et}$ , транзисторът VT1 се изключва - момент  $\theta_1$ . От този момент провеждат диодът VD1 и обратният диод на VT2, като токът от мрежата намалява, а кондензаторът Cd се зарежда. В момента  $\theta_2$  стойността му става по-малка от стойността на еталонния ток с  $\Delta i_{et}$  и транзисторът VT1 се включва отново. Токът от мрежата нараства и т.н. цикълът се повтаря през целия положителен полупериод. През отрицателния полупериод на мрежовото напрежение се включва и изключва транзисторът VT2.

От описанния принцип на действие се вижда, че стойността на изходното напрежение ще бъде по-голяма от тази на входното. Отношението между стойността на изходното напрежение и ефективната стойност на захранващото се нарича коефициент на повишаване:

$$\lambda = \frac{U_d}{U} \quad (11.1)$$

Анализът на работата на токоизправителя може да бъде извършен с помощта на компютърна симулация, след съставяне на диференциалните уравнения за различните режими на работа.

**Режим 1 –** Провеждат транзисторът VT1 и обратният диод на транзистора VT2. Входът на токоизправителя е свързан накъсъ, а кондензаторът Cd се разрежда през товара. Освен индуктивността Ls, се отчита и съпротивлението на захранващата верига Rs.

$$\begin{aligned} u &= R_s i + L_s \frac{di}{dt} \\ \frac{dU_d}{dt} &= -\frac{U_d}{C_d R_d} \end{aligned} \quad (11.2)$$

**Режим 2 –** Транзисторът VT1 се запушва, натрупаната в индуктивността Ls енергия се отдава в изходната верига, като се отпуска диодът VD1. Обратният диод на транзистора VT2 продължава да провежда, като кондензаторът Cd се дозарежда.

$$\begin{aligned} u &= R_s i + L_s \frac{di}{dt} + U_d \\ \frac{dU_d}{dt} &= \frac{i}{C_d} - \frac{U_d}{C_d R_d} \end{aligned} \quad (11.3)$$

**Режим 3 –** Това е по-особен режим и се получава около пресечните точки на синусоидата на захранващото напрежение с абсцисната ос. Токът от мрежата спада до 0. Моментната стойност на захранващото напрежение е към 0, а натрупаната в индуктивността Ls енергия е разсейна. Ток от мрежата не се консумира, всички прибори са запущени. Кондензаторът Cd се разрежда през товара.

$$\begin{aligned} \frac{dU_d}{dt} &= -\frac{U_d}{C_d R_d} \\ i &= 0 \end{aligned} \quad (11.4)$$

Разгледаните три режима на работа са за положителния полупериод на захранващото напрежение. Следващите режими 4,5 и 6 са за отрицателния полупериод и са аналогични на режимите 1,2 и 3.

**Режим 4 –** Провеждат транзисторът VT2 и обратният диод на транзистора VT1. Диференциалните уравнения съвпадат с (11.2).

**Режим 5 –** Провеждат VD2 и обратният диод на VT1.

$$\begin{aligned} u &= R_s i + L_s \frac{di}{dt} + (-U_d) \\ \frac{dU_d}{dt} &= -\frac{i}{C_d R_d} - \frac{U_d}{C_d R_d} \end{aligned} \quad (11.5)$$

Режим 6 е аналогичен на режим 3. Диференциалните уравнения съвпадат с (11.4).

Ако се въведе косинусоидалната съставна на захранващото напрежение

$$u_0 = \frac{1}{\omega} \frac{du}{dt} \quad (11.6)$$

може да бъде съставен вектор на състоянието:

$$[X] = [u, u_0, i, U_d]_r \quad (11.7)$$

Тогава на базата на съставените диференциални уравнения могат да бъдат получени уравненията на състоянието за всеки отделен режим от 1 до 6:

$$\frac{d}{dt} [X] = [A_k] [X] \quad (11.8)$$

за  $k=1,2,\dots,6$ . Матриците  $[A_k]$  за различните режими на работа и стойности на  $X$  имат следния вид:

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} 0\omega00 & 0\omega00 & 0\omega00 \\ -\omega000 & -\omega000 & -\omega000 \\ \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 & \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 & \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 \end{bmatrix} \\ A_3 &= \begin{bmatrix} 0\omega00 & 0\omega00 & 0\omega00 \\ -\omega000 & -\omega000 & -\omega000 \\ 000 - \frac{1}{C_d R_d} & 000 - \frac{1}{C_d R_d} & 000 - \frac{1}{C_d R_d} \end{bmatrix} \\ A_4 &= \begin{bmatrix} 0\omega00 & 0\omega00 & 0\omega00 \\ -\omega000 & -\omega000 & -\omega000 \\ \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 & \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 & \frac{1}{L_s} 0 - \frac{R_s}{L_s} 0 \end{bmatrix} \\ A_5 &= \begin{bmatrix} 0\omega00 & 0\omega00 & 0\omega00 \\ -\omega000 & -\omega000 & -\omega000 \\ 000 - \frac{1}{C_d R_d} & 000 - \frac{1}{C_d R_d} & 000 - \frac{1}{C_d R_d} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11.9)$$

Компютърната симулация се осъществява с разделение на периода  $2\pi$  на N-интервала (в случая е избрано  $N=36000$ ). Ако се приеме

$$\Delta t = \frac{2\pi}{N\omega}, \phi(\Delta t) = \exp(A_k \Delta t) \quad (11.10)$$

то векторът на състоянието може да бъде определен стъпка по стъпка

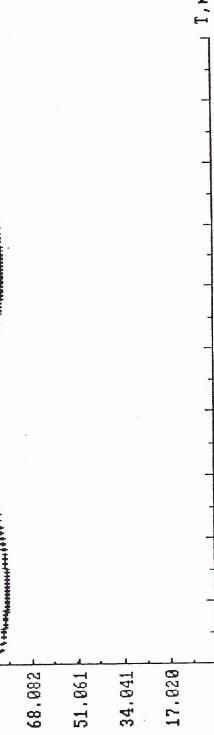
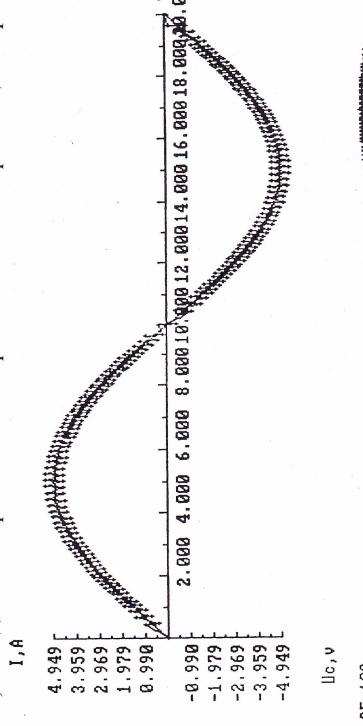
посредством връзката

$$[X]_{j+\Delta} = \Phi(\Delta)[X], \quad (11.1)$$

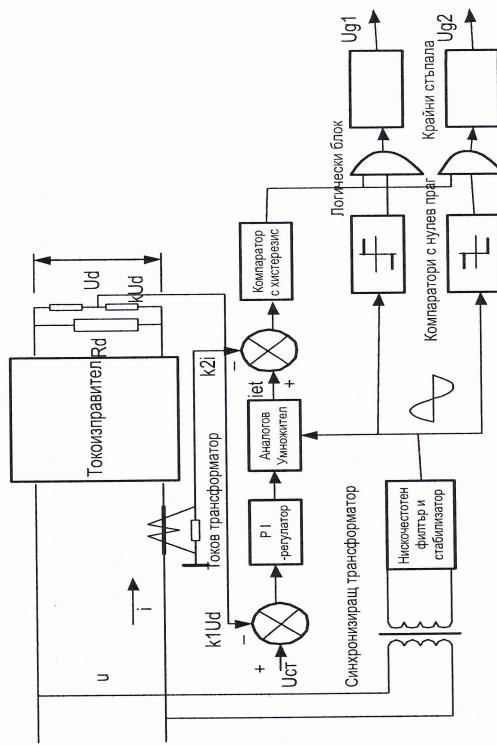
Получените резултати са показани на фиг.11.4 при следните изходни данни:

$$R_d=40\Omega; C_d=0.001F; L_s=0.003H; R_s=0.39\Omega; R_i=50V; \lambda=1.6; I=3.5A; \Delta i=0.35A.$$

Последователно са представени графиките на тока от захранващата мрежа, изходното напрежение и напрежението на захранващата мрежа.



Структурната схема на системата за управление на напрежение, е показана на фиг.11.5, като действието ѝ е следното [10].



Фиг.11.5

На входа на първата схема за сравнение се подава заданието за стойността на напрежението на стабилизирана –Уст и текущата стойност на изходното напрежение – k1Ud. Разликата между двете постъпва в регулатора. Синусоидално напрежение във фаза с това на захранващата мрежа, филтрирано и стабилизирано, се умножава в аналоговия умножител с изходното напрежение от PI-регулатора. По този начин се формира етапонната синусоида за тока от захранващата мрежа –iет. Разликата между нея и текущата стойност на тока – k2i се подава на хистерезисния компаратор, който изработва сигнал, съответстващ на изравняването на двата тока с необходимия хистерезис Δiet. Сигналите от изходите на компараторите с нулев преграда на действие, разпределени на импулсите за управление, като определят дали на входа на токоизправителя действа положителният или отрицателният полуциклид на захранващото напрежение. След обработка в логическия блок и крайните стъпки, импулсите за управление могат да се подадат към транзисторите VT1 и VT2. Ако например изходното напрежение е намалее по никаква причина (увеличи се наповарването от ток или намалее стойността на мрежовото напрежение), то ще се увеличи сигналът в изхода на първото сравняващо устройство, resp. на изхода на регулатора. По този начин в изхода на аналоговия умножител ще се увеличи амплитудата на

Фиг.11.4

еталонната синусонда, при следенето на която изходното напрежение ще се повиши и ще достigne отново напрежението на стабилизиране, съответстващо на зададената стойност на  $U_{st}$ .

Особен интерес представлява вързката между кофициента на повишаване  $\lambda$  и показателите спрямо захранващата мрежа. Чрез умножаване на числителя и знаменателя на (11.1) с  $I_0$  се получава

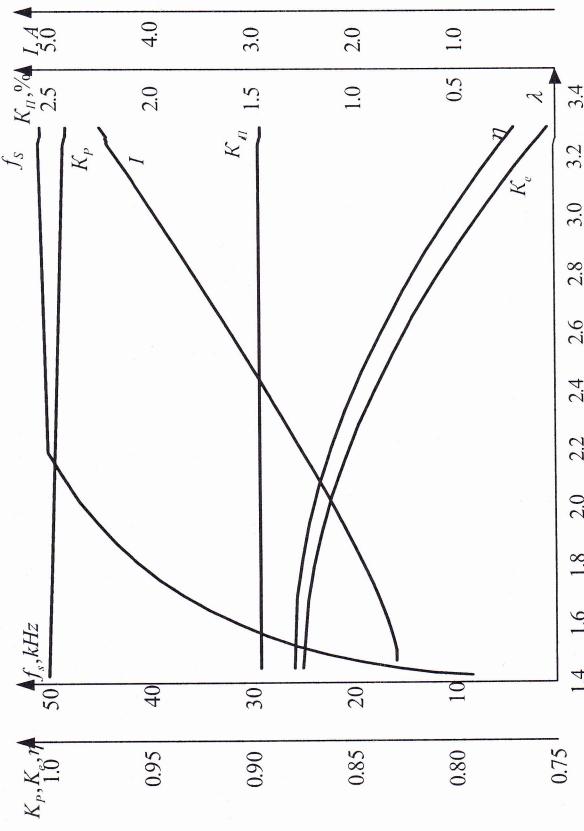
$$\lambda = \frac{I}{I_0} \cdot K_p \cdot \eta \quad (11.12)$$

При получената форма на тока от мрежата може да се очаква  $K_p \approx 1$ .

Нека една и съща изходна мощност (при стабилно  $U_0$  следва и  $I_0 = \text{const.}$ ) се постига при различни стойности на  $\lambda$ . От (11.12) следва, че при големи стойности на  $\lambda$  (по-малки стойности на  $U$ ) ще нараства произведението  $\eta \cdot I$ . Намаляването на ефективната стойност на напрежението на мрежата  $U$  при постоянна изходна мощност и  $K_p \approx 1$  води до нарастване на ефективната стойност на тока от мрежата  $I$ . Това от своя страна води до по-големи загуби в елементите и се очаква намаляване на кофициента на полезно действие  $\eta$ .

На фиг. 11.6 са представени експериментално снети зависимости на най-важните показатели, характеризиращи работата на токоизправителя с хистерезисно-токово следене, при изменение на кофициента на повишаване  $\lambda$  [10]. Освен фактора на мощното  $K_p$ , кофициента на полезно действие  $\eta$  и кофициента на ефективност  $K_e$ , са показани още и честотата на превключване на транзисторите -  $f_s$ , ефективната стойност на тока от мрежата  $I$  и кофициентът на пулсации по първа хармонична на изходното напрежение  $K_p$ . Изходната мощност е постоянна, равна на 200 W при изходно напрежение  $U_d = 200$  V. Кофициентът на пулсации почти не зависи от стойностите на  $\lambda$ . Стойностите на кофициента на повишаване, с които е най-добре да се работи, са между 1.6 и 1.9. Тогава кофициентът на ефективност е най-голям. Той се определя предимно от изменението на кофициента на полезно действие, т.к. факторът на мощното запазва високи и почти постоянни стойности при изменение на  $\lambda$ . Ако кофициентът на повишаване се намали под 1.6, честотата на превключване започва да намалява и се приближава до честотите от звуковия обхват. При нарастване на  $\lambda$  обаче силно нараства консумираният ток  $I$ , растат загубите върху елементите и намалява кофициентът на полезно действие  $\eta$ . Това потвърждава направените предположения при разглеждане на зависимост (11.12).

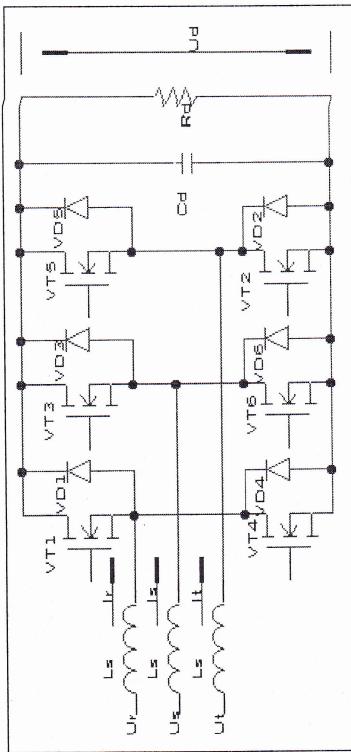
Допълнително предимство на токоизправителя е намаляването на кофициента на пулсации по първа хармонична на изходното напрежение, в сравнение със стойността при неуправляем токоизправител със съпътстващи данни. Стойностите са средно 1.5 пъти по-малки.



Фиг. 11.6

Това се дължи на факта, че изходният кондензатор непрекъснато се дозарежда при изключване на някой от транзисторите, като това става с висока честота, и разликата между минималната и максималната стойности на изходното напрежение, определяща кофициента на пулсации, ще бъде по-малка.

На фиг. 11.7 е показана схемата на трифазен реверсивен токоизправител с хистерезисно-токово следене [5].



Фиг. 11.7

Управлението на токоизправителя е подобно на вече описаната система за еднофазния токоизправител, като всяка от фазите се третира като индивидуална. За всяка се изработва опорна синусоида за тока с хистерезис  $\Delta$  и етапа със съответното фазово напрежение, и ако моментната стойност на тока през фазата е по-малка от еталонната минус хистерезиса, то се включва долният на схемата транзистор (например за фаза R VT4), а ако моментната стойност на тока е по-голяма от еталонната плюс хистерезиса, то се включва горният транзистор (например за фаза R VT1). За разлика обаче от едиофазния токоизправител скоростта на изменението на тока във всяка фаза зависи от състоянието не само на транзисторите, свързани с тази фаза, но и от състоянието на тези, свързани към останалите две фази. При трифазният токоизправител стойността на изходното напрежение  $U_d$  трябва да бъде по-висока от максималната стойност на линейното напрежение. Характерно за показвания на фиг.11.7 токоизправител е използването на транзистори и в катодната група (катодна по отношение на диодите). Това дава възможност за работа и в инверторен режим. Т.е. ако опорната синусоида за следене и съответното фазово напрежение са във фаза, токоизправителят ще работи в изправителен режим с фактор на мощност близък до единица, а ако опорната синусоида за тока и напрежението на съответната фаза са в противофаза, токоизправителят ще работи в инверторен режим с фактор на мощност, близък до единица.

Математическият модел, подходящ за компютърна симулация, изглежда по следния начин: Всяка от шестте комбинации транзистор-диод се разглежда като двупосочен ключ, означени като  $S_{r+}$ ,  $S_{r-}$  (за фаза R) и  $S_{s+}$ ,  $S_{s-}$ ,  $S_{t+}$ ,  $S_{t-}$  (за останалите две фази). В зависимост от това, дали ключът е свързан към плосовата или минусова шина на изходното напрежение индексът е + или -. Състоянието на ключовете, свързани към дадена фаза се идентифицира с логическа променлива  $S$  с индекса на съответната фаза. Така например, ако  $S_{r+}=1$ , то е включен  $S_{r+}$ , а  $S_{r-}$  е изключен и обратно- ако  $S_{r+}=0$ , то е включен  $S_{r-}$ , а  $S_{r+}$  е изключен. Ясно е още, че токът през третата фаза може да се получи от токовете през другите две фази. По този начин системата диференциални уравнения, записана в матричен вид изглежда така:

$$\begin{bmatrix} i_R \\ L_s p i_s \\ U_d \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 00A & \begin{bmatrix} i_r \\ i_s \end{bmatrix} \\ 00B & \begin{bmatrix} 10 \\ 01 \end{bmatrix} \\ DEF & \begin{bmatrix} u_R \\ U_d \end{bmatrix} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11.13)$$

$$i_T = -(i_r + i_s)$$

където

$$\begin{aligned} A &= (S_r - 2S_k + S_s)/3 \\ B &= (S_r - 2S_s + S_k)/3 \\ D &= (S_k - S_r)L_s/C_d \\ E &= (S_s - S_r)L_s/C_d \\ F &= -L_s/(R_d \cdot C_d) \end{aligned} \quad (11.14)$$

Стойностите на кофициентите A и B, както и на трети зависим C, като сумата от трите винаги е 0, са показани в Таблица 11.2, за осемте възможни комбинации на ключовете S.

$S_k$	$S_s$	$S_r$	A	B	C
0	0	0	0	0	0
0	0	1	1/3	1/3	-2/3
0	1	0	1/3	-2/3	1/3
0	1	1	2/3	-1/3	-1/3
1	0	0	-2/3	1/3	1/3
1	0	1	-1/3	2/3	-1/3
1	1	0	-1/3	-1/3	2/3
1	1	1	0	0	0

Таблица 11.2

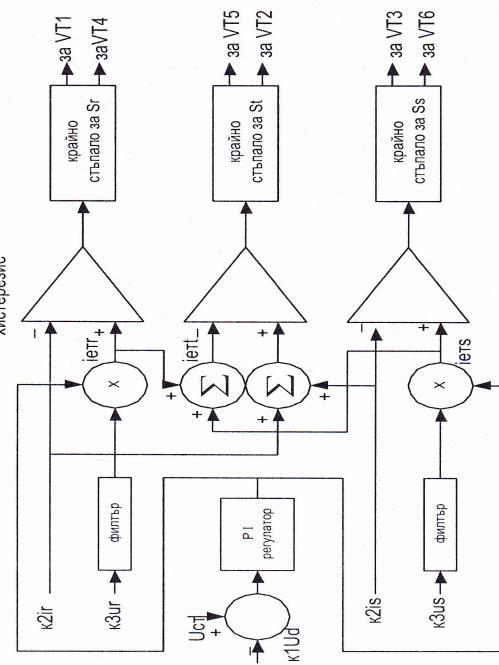
Всяка логическа променлива се асоциира с определен коффициент. Така например  $S_r - c$ ,  $S_s - c$ ,  $V_d - c$ . Ако стойностите на трите променливи са еднакви, то коффициентите са равни на 0. Реално това е състояние, при което и трите долни или и трите горни комбинации транзистор-диод провеждат, а кондензаторът се разрежда през товара. При останалите комбинации винаги едната логическа променлива е различна от другите. Ако нейната стойност е 0, то съответният коффициент е останалите са по  $-1/3$ . Ако стойността ѝ 1, то съответният коффициент е  $-2/3$ , а останалите са по  $1/3$ .

На базата на представения математически модел може с помощта на подходящ програмен продукт системата уравнения (11.13) да бъде решавана стъпка по стъпка така, както бе описано при еднофазния токоизправител, и да бъде получено изменението на фазовите токове и изходното напрежение.

Структурната схема на системата за управление на трифазния токоизправител с хистерезисно-токово следене е показана на фиг.11.8. Разликата между зададеното напрежение на стабилизация и текущата стойност на изходното напрежение  $k_1 U_d$  се подава на входа на Р1-регулатора. Изходното му напрежение действа на едните входове на аналоговите умножители за еталонните синусоиди за тока през фазите R и S. На другите входове на аналоговите умножители се подава напрежение,

което е пропорционално на съответното фазово , след филтриране в нискочестотен филтър, с цел формиране на еталонна крива за тока с чисто синусоидална форма.

компаратори с хистерезис



Фиг.11.8

Разликата между моментната стойност на еталонната синусоида за всяка фаза и текущата стойност на тока през фазата със съответния хистерезис, зададен в компараторите, определя изходния сигнал на компаратора за тази фаза. Така например, ако еталонната синусоида за фаза R в даден момент от време има по-голяма стойност от моментната стойност на тока през фаза R, изходното напрежение на компаратора ще бъде положително и за крайното стъпало за S<sub>t</sub> това означава, че трябва да се включи транзисторът VT4, а да се изключи VT1. В обратния случай изходното напрежение на компаратора ще бъде отрицателно и ще трябва да се изключи VT4 и да се включи VT1. Еталонната синусоида за третата фаза (в случая Г) се получава като сума от останалите две еталонни синусоиди. Аналогично се получава и текущата стойност на тока през тази фаза – от текущите стойности на токовете през останалите две фази. Потоzi начин ако например стойността на изходното напрежение Ud намалее по някаква причина, ще се увеличи изходното напрежение на Р1-регулатора, а от там и стойностите на всички еталонни синусоиди, при отследяването на които ще се възстанови първоначалната стойност на Ud.

**Пример 11.1.** Еднофазен токоизправител с хистерезисно-токово следене работи при ефективна стойност на мрежовото напрежение U=220 V и поддържа стойността на изходното Ud=360 V. Изходният ток е Id=2 A. Да се намери произведеннието I.η .

- Определя се стойността на коефициента на повишаване от (11.1)
- Определя се стойността на произведеннието I.η от (11.12) , като се има предвид, че Kp≈1

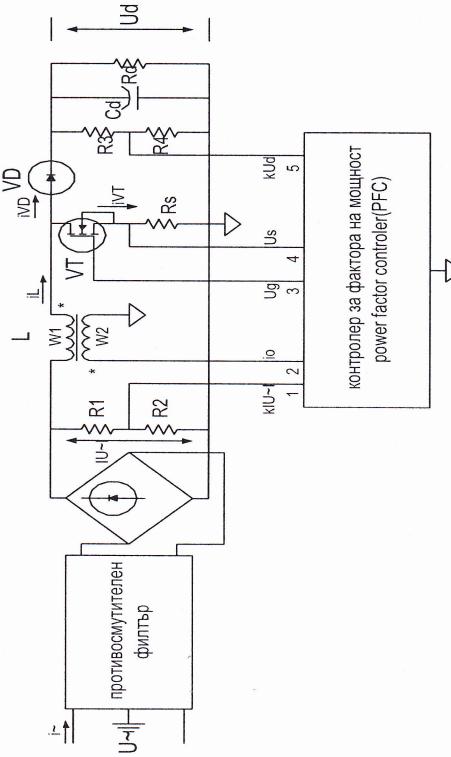
$$I.\eta \approx \lambda .I_d = 1.636.2 = 3.27$$

Точната стойност на коефициента на полезно действие зависи от типа на използвани транзистори и диоди в схемата на токоизправителя. От полученото се вижда, че ефективната стойност на тока от мрежата би била винаги по-голяма от 3.27 A. Така например , ако се използват показаните на фиг.11.6 резултати при λ=1.636 се отчита стойност на η≈0.88. Тогава ефективната стойност на тока от мрежата ще бъде

$$I = \frac{I.\eta}{\eta} = \frac{3.27}{0.88} \approx 3.72 A$$

## 12. АКТИВНА КОРЕКЦИЯ НА ФАКТОРА НА МОЩНОСТ ПРИ НЕУПРАВЛЕНИЕ ТОКОИЗПРАВИТЕЛИ

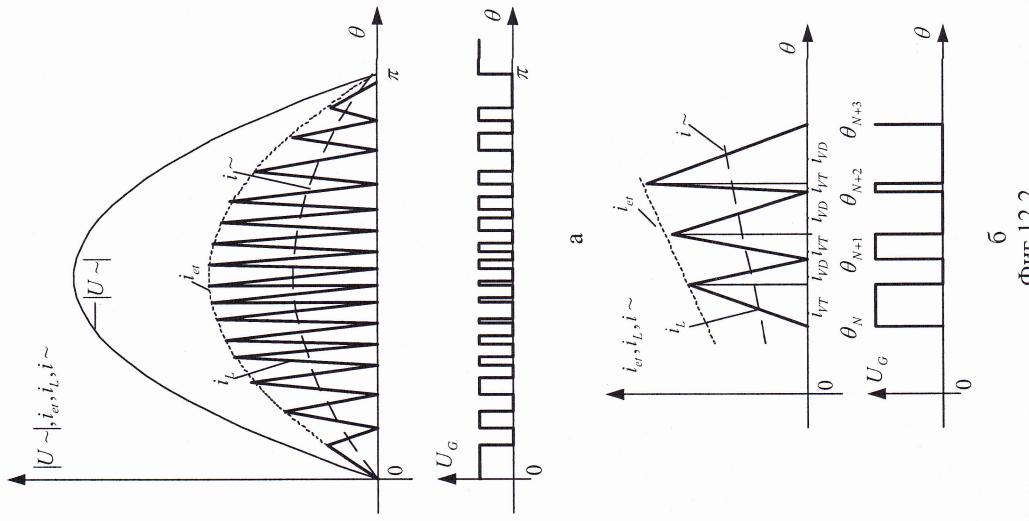
Този метод на корекция на фактора на мощност се характеризира с включване на преобразувател на постоянно в постоянно напрежение (DC-DC converter) между еднофазния мостов неуправляем токоизправител и товара [9,46,64]. Преобразувателят се управлява по подходящ начин така, че токът от захранвашата мрежа да бъде синусоидален и във фаза с мрежовото напрежение. Методът е известен под две наименования: активна корекция на фактора на мощност (active power factor correction techniques) и активен филтър за висши хармонични (aktiver Oberwellenfilter) [42,43]. От най-разпространените схеми на такива преобразуватели (понижаващ – buck, повишаващ – boost, понижаващ/повишаващ – buck/boost) най-голямо приложение е намерил повишаващият преобразувател. На фиг.12.1 е показана структурната схема за активна корекция, като основни елементи на повишаваща преобразувател са дроселът L, транзисторът VT, диодът VD и изходният кондензатор Cd. За разлика от класическия повишаващ преобразувател, на входа на който действа постоянно напрежение, при този преобразувател входното напрежение е пулсиращо след двуполупериодно токоизправяване при активен характер на товара, означено на схемата с  $|U_{\sim}|$ .



Фиг.12.1

Най – общо казано при включване на транзистора VT в индуктивността L се натрупва енергия, която при изключването му през диода VD дозарежда кондензатора Cd. Както вече бе споменато, този процес може да бъде управляван по подходящ начин с цел получаване на

фактор на мощност, близък до 1. На фиг.12.2 е пояснен този начин на управление в рамките само на един полупериод на захранващото напрежение. Показани са входното напрежение на повишаваща преобразувател  $|U_{\sim}|$ , еталонната синусоида за тока през дросела iL, както и токът от захранвашата мрежа i~ по време на този полуperiод. Под тях е времедиаграмата на управляващите импулси за транзистора VT [42].



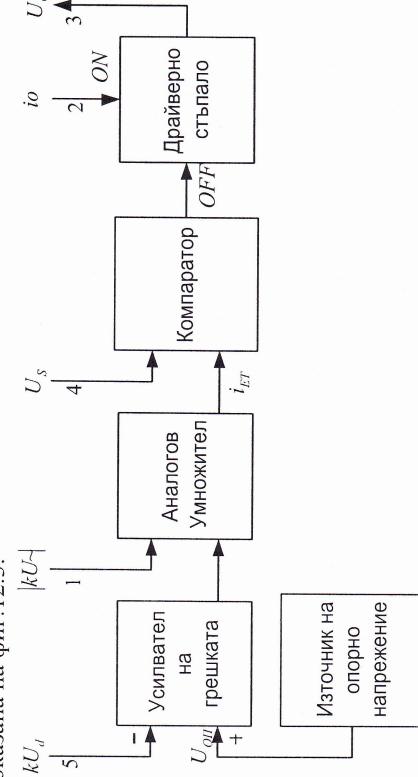
Фиг.12.2

При включване на транзистора VT токът през дросела IL нараства . Когато стойността му достигне стойността на еталонната синусоида за тока i<sub>et</sub>, която се установява в контролера, транзисторът се изключва. Токът през дросела намалява, като е отпущен диодът VD, и кондензаторът Cd се дозарежда. Когато токът през дросела стане равен на 0, което се установява в контролера с помошта на допълнителната намотка W2 от фиг.12.1, транзисторът се включва отново и т.н. На фиг.12.26 са показани няколко тактови интервала на работа на схемата. По този начин средната стойност на тока от мрежата преди противосмутителния филтър, който отстранява висшите хармонични , става синусоидална и във фаза с мрежовото напрежение.

На фиг.12.1 са показани няколко основни сигнала, необходими за действието на схемата за корекция, които се използват в контролера за фактора на мощност:

- сигнал 1 – входното напрежение на повишаващия преобразувател  $|U_{\sim}|$ , служещ за формиране на еталонната синусоида за тока i<sub>et</sub>;
- сигнал 2 – сигнал за установяване спадането на тока през дросела до 0 – i<sub>o</sub>;
- сигнал 3 – импулси за управление на транзистора VT – U<sub>G</sub>,
- сигнал 4 – за следене на тока през транзистора, resp. дросела при включен транзистор, за да се установи момента на достигането му до стойността на еталонната синусоида – U<sub>s</sub>. Получава се като пад на напрежение върху резистор с малка стойност (десети от  $1\Omega$ ).
- сигнал 5- обратна връзка за текущата стойност на изходното напрежение, необходима за стабилизацията му – kU<sub>d</sub>.

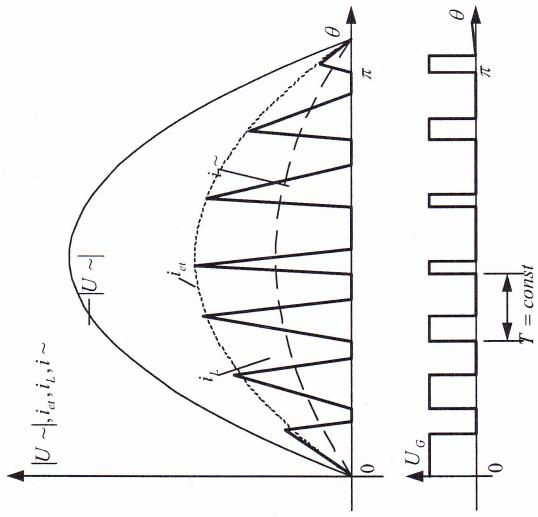
Блокова схема на вътрешната структура на контролера, реализираща този метод, е показана на фиг.12.3.



Фиг.12.3

На входа на усилвателя на грешката се подават два сигнала – напрежение, пропорционално на стойността на изходното  $-kU_d$  и напрежение от вътрешен етапонен източник със стойност около 2 V-UoP. Усилвателят на грешката е обхванат от обратна връзка между изхода и инвертирання вход, елементите от която формират желания закон на регулиране и представяната функция на системата за автоматично регулиране. Текущата стойност на изходното напрежение от усилвателя на грешката се умножава с напрежение, пропорционално на входното на повишаващия преобразувател  $-k|U_{\sim}|$ , като по този начин се формира еталонната синусоида за тока i<sub>et</sub>. В компаратора моментната стойност на тази синусоида се сравнява спада на напрежение върху резистора R<sub>s</sub>-U<sub>s</sub>, който е пропорционален на тока през интервала на проводимост на транзистора VT. При изравняването им се подава сигнал за изключване на транзистора към драйверното стъпало. Сигналът за включване на транзистора се получава от допълнителната намотка на дросела, чрез която се следи спадането на тока през него до нула – i<sub>o</sub>.

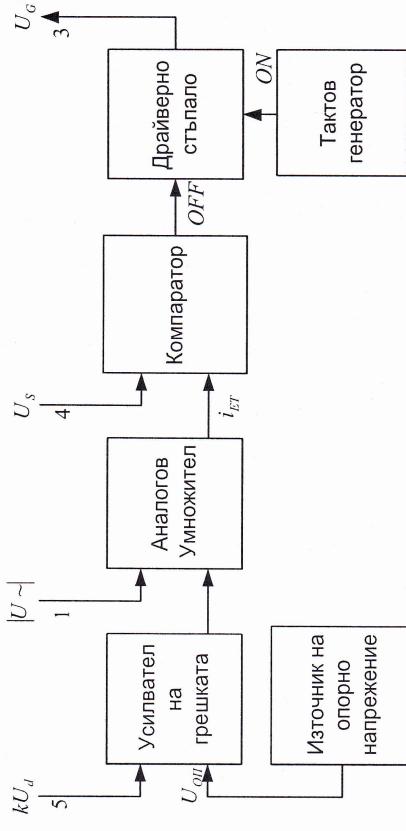
Както се вижда от времедиаграмите на фиг.12.2, този метод на управление се характеризира с променила честота на работа на повишаващия преобразувател, когто поставя по-високи изисквания към противомутителния филтър, за да могат да бъдат филтрирани висши хармонични от по-широк честотен спектър. Възможна е модификация на метода за работа с постоянна честота, като поясняващите времедиаграми са показани на фиг.12.4 [66,67].



Фиг.12.4

Включването на транзистора става винаги през равни интервали от време –  $T=const$ , а изключването – при изравняване на текущата стойност на тока през дросела със стойността на еталонната синусоида. Следователно не е необходима допълнителна намотка на дросела, за да се следи спадането на тока през него до нулага. Обикновено честотата на работа е висока и при различните фирмии варира от 75kHz до 200 kHz.

Структурната схема на контролера за фактора на мощност в този случай е показана на фиг.12.5.

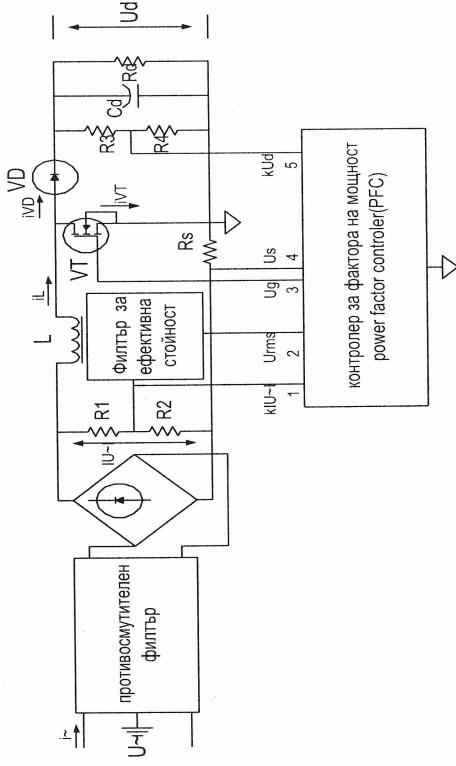


Фиг.12.5

Както се вижда, включването на транзистора на повишаващия преобразувател става под действие на импулсите от вътрешния за контролера тактов генератор, а изключването – отново при равенство на моментните стойности на еталонната синусоида за тока и тока през дросела при включчен транзистор. Предимство на метода вследствие постоянната честота на работа са по-ниските изисквания по отношение на противосмутителния филър. Както се вижда от фиг.12.4 дроселът работи в прекъснат режим на тока, вследствие на което пулсациите на изходното напрежение са повишени в сравнение със случая от фиг.12.2, където работата е в гравитен режим.

На по-късен етап се появява модификация на основната схема от фиг.12.1, при която се следи тока, консумиран от изхода на неуправляемия токоизправител, resp. тока от захранващата мрежа [46,66]. В този случай следнегото е по средната стойност на тока, а дроселът работи в режим на непрекъснат ток. На фиг.12.6 е показана тази модифицирана схема, използвана от други фирмии, производители на контролери, при които липсва допълнителна намотка на дросела и е сменено мястото на включване на резистора  $R_s$ . Освен това за работата е необходим и входен

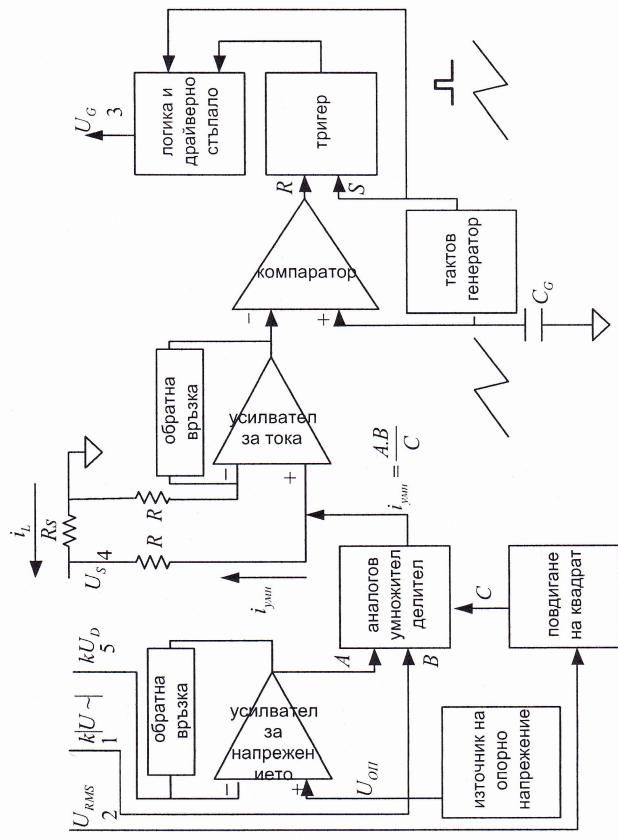
сигнал, пропорционален на ефективната стойност на мрежовото напрежение.



Фиг.12.6

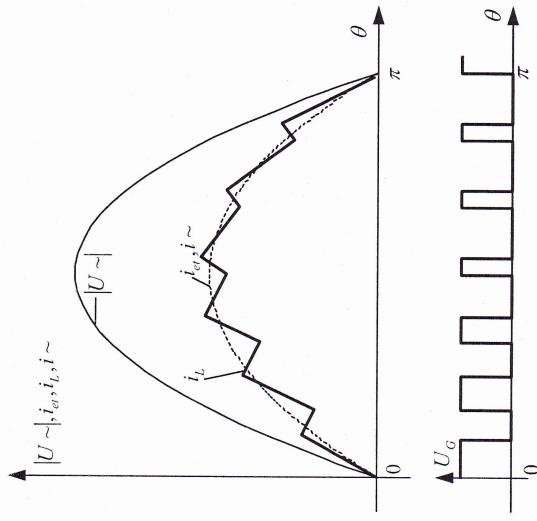
Поясняващите времедиаграми само за един полупериод на захранващото напрежение са показани на фиг.12.7. На фиг.-12.76 са показани няколко такта от работата на схемата. За този случай е характерна работата с фиксирана честота – на фиг.12.76  $T=const$ . Както се вижда от времедиаграмите, токът през дросела се изменя около еталонна синусоида за тока вследствие на вътрешната организация на контролера за фактора на мощност. За разлика от разгледаните преди случаи, включването на транзистора VT не става при нулев ток, което е свързано с известно нарастване на загубите на мощност върху него. От друга страна обаче, следнегото на средната стойност на тока от захранващата мрежа води до намаляване на максималните стойности на токовете през транзистора, диода и дросела. Това се вижда от сравнението между фиг.12.2 и фиг.12.4 от една страна и фиг.12.7 от друга. В първия случай максималната стойност на токовете през приборите и дросела във всеки тактов интервал е приблизително два пъти по-голяма от средната стойност на тока от мрежата. В случая от фиг.12.7 максималните стойности на тока приборите и дросела се различават малко от моментните стойности на тока от мрежата във всеки тактов интервал. Това предполага по-ниски изисквания към приборите и по отношение на дросела на повишаващия преобразувател. Той се проектира при по-малка максимална стойност на тока през него, а също вследствие на непрекъснатия режим на тока може да бъде по-малък по обем, отколкото в първия случай. Използването на директна връзка по смущавашо въздействие ( подаване в контролера на информация за Urms ) повишава бързодействието на системата за

автоматично регулиране, т.к. Urms участва във формирането на етalonната синусоида за тока.

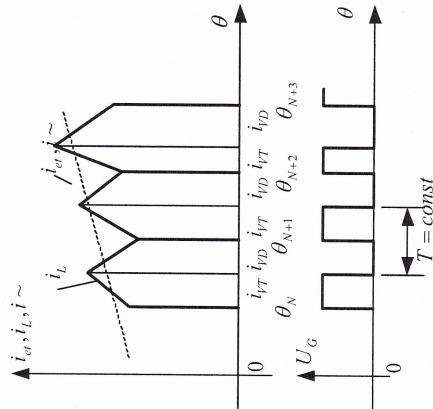


Фиг.12.8

Действието му е следното: Аналоговият умножител/делител с е токов изход. Изходният му ток с форма на етalonна синусоида за тока от изхода на неуправляемия токоизправител юмн, се получава от три сигнала. Сигнал A е от изхода на усилвателя за грещка по напрежение, сравняващ текущата стойност на изходното напрежение  $kUd$  със стойността на опорното- $U_{op}$ . Сигнал B е пропорционален на входното напрежение на повишаващия преобразувател  $-k|U_{\sim}|$ . Сигнал C е пропорционален на квадрата на ефективната стойност на мрежовото напрежение  $Urms$ . Изходният ток на умножителя юмн и токът на дросела  $iL$  противчаг през резистора  $Rs$  в противоположни посоки, като разликата между двата определя дали изходното напрежение на усилвателя за тока ще нараства или ще намалява. В началото на всеки такт, съответстващ на разряд на кондензатора от тиковия генератор  $Cg$ , се изработва импулс за включване на транзистора VT чрез входа S на тригера. Започва линейно нарастване на напрежението върху времезадавния кондензатор от тиковия генератор, когото действа на пининвертиращия вход на компаратора. С включването на транзистора токът през дросела започва да нараства и когато стане положим от моментната стойност на тока на умножителя, изходното напрежение на усилвателя за тока започва да намалява (поради разликата в посоките на двата тока през  $Rs$ ). В момента, когато изходното напрежение



a



б  
Фиг.12.7

Структурна схема на вътрешната архитектура на контролера за фактора на мощност е показана на фиг.12.8[66].

на усилвателя за тока стане по-малко от напрежението на времезадаващия кондензатор, логическото ниво на изхода на компаратора се променя и транзисторът VT се изключва чрез входа R на тригера. Токът през дросела започва да намалява, с което се променя и логическото ниво на входа R<sub>o</sub>, но тригърът може да смени състоянието си, респ. може да се включи отново транзисторът, чак при нов импулс на входа S, съответстващ на началото на следващия тактов интервал.

Независимо от режима на работа на дросела стойността на изходното напрежение винаги трябва да бъде по-голяма от максималната стойност на мрежовото напрежение. Обикновено тя се стабилизира на стойности между 360 и 400 V.

Голям е броят на произвежданите интегрални схеми на контролери за корекция на фактора на мощност от различни фирми. В таблица 12.1 са систематизирани някои от тях. Обикновено фирмите Siemens и Motorola работят с граничен режим на тока през дросела, а фирмите Unitrode и Linear Technology – с непрекъснат режим на тока [46,50,51,66,67]. Фирмата Thomson произвежда контролери за работа и в двата режима [56,57]. Обикновено някои от фирмите-производители предлагат и опростени варианти в 8-кракови корпуси.

Фирмата Power Integration е известна със създаването и производството на трииводни интегрални схеми, съчетаващи в един чип мощн транзистор и управляваща схема с токово управление – т.н. TOPSwitch [55]. Тяхната честота на работа е фиксирана, като за масовите серии е 100 kHz. Основното им предназначение е за реализация на преобразуватели на постоянно в постоянно напрежение, но е възможно те да бъдат използвани и в схеми за корекция на фактора на мощност. Зависимостта между кофициента на запълване D и тока през извода "Control" е линейна. Работи се с постоянна честота – фиг. 12.4. Следователно е необходимо да се намери по какъв начин трябва да се изменя този ток, за да може чрез промяна на кофициента на запълване при фиксирана честота, средната стойност на тока през индуктивността (съвпадаща с тока от изхода на токоизправителя) да се изменя по синусоидален закон в границите на полупериода на мрежовото напрежение. За целта се разглежда един N-ти период на превключване T, в който стойността на напрежението в изхода на токоизправителя се приема за постоянна и равна на U<sub>i</sub>. Тогава за максималната стойност на тока през индуктивността в този период може да се запише:

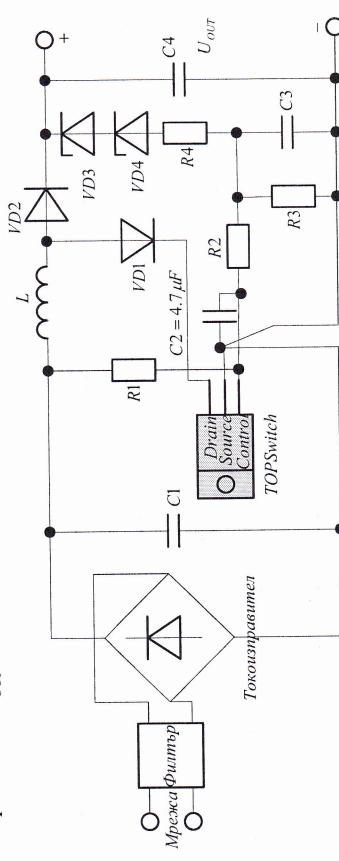
$$I_M = \frac{U_i \cdot D \cdot T}{L} \quad (12.1)$$

Следователно средната стойност на тока през транзистора за период ще бъде:

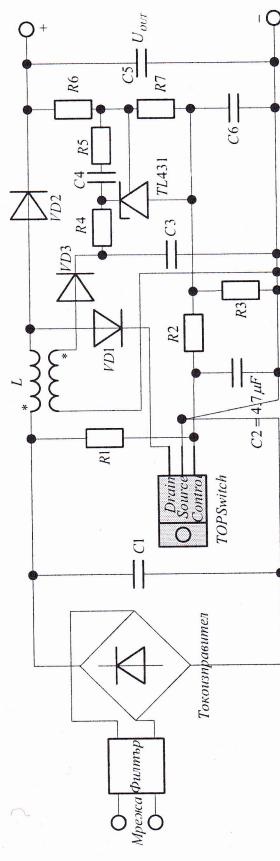
Производител	Означение	Брой изводи	Особености
Siemens	TDA4814	14	Граничен режим. Включва и схема за електронен баласт на луминисцентни лампи.
	TDA4816	16	Граничен режим. Включва схема за електронен баласт.
	TDA4817	8	Опростен вариант за граничен режим.
	TDA4862	8	Граничен режим със схема за вътрешен старт при малък ток.
Linear Technology	LTI508	20	Включва и допълнителен контролер за ШИМ.
	LTI509	20	Включва и допълнителен контролер за ШИМ.
	LTI1248	16	Непрекъснат режим
	LTI1249	8	Опростен вариант на LT1248
Motorola	MC34261	8	Граничен режим. За електронен баласт и кллючови токозахранивачи устройства с малка мощност.
	MC34262	8	Както MC34261, но със защита от пренапрежение в изхода
	ML4812	16	Изход от вътрешния тактов генератор и защита от пренапрежение в изхода.
	SGS-Thomson L4981A/B	20	Непрекъснат режим, стартиране при малък ток, защита от пренапрежение в изхода.
Unitrode	L6560	8	Граничен режим. За електронен баласт и кллючови токозахранивачи устройства с малка мощност.
	MSC60028	18	Непрекъснат режим, защита от пренапрежение в изхода.
	UC3854	16	Непрекъснат режим, защита от пренапрежение в изхода, защита от превишаване на тока.
	UC3853	8	Опростен вариант на UC3854

Таблица 12.1

се има предвид това, както и желаната стойност на изходното напрежение, се определя стойността на  $R_6$ . Захранващото напрежение за TL431 се получава с допълнителна намотка на индуктивността, както и с елементите  $VD3, C3, R4$ . Токът на изходния транзистор на TL431 допълнително променя тока през извода "Control" на TOPSwitch така, че да стабилизира изходното напрежение  $U_{out}$ .



Фиг.12.9



Фиг.12.10

$$I_{L_{avg}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_M \cdot dt = \frac{I_M \cdot D}{2} \quad (12.2)$$

Средната стойност на тока през диода се извежда от равенството на запасената енергия в индуктивността, съответстваща на тока  $I_M$ , и отдалечената енергия през диода за един период, съответстваща на средната стойност на тока през него:

$$I_{L_{avg}} = I_{avg} \cdot T \cdot (U_o - U_i) = \frac{L \cdot I_M^2}{2} \quad (12.3)$$

Следователно

$$I_{L_{avg}} = \frac{L \cdot I_M^2}{2 \cdot T \cdot (U_o - U_i)} \quad (12.4)$$

Средната стойност на тока през индуктивността за един период на превключване (равна на средната стойност на тока, консумиран от изхода на токоизправителя) е сума на определените от (12.2) и (12.4) токове:

$$I_{L_{avg}} = I_{avg} = I_{avg} + I_{avg} = \frac{I_M \cdot D}{2} + \frac{L \cdot I_M^2}{2 \cdot T \cdot (U_o - U_i)} \quad (12.5)$$

При заместване от (12.1) се получава:

$$I_{L_{avg}} = I_{avg} = \frac{T}{2 \cdot L} \left( I_M \cdot D + \frac{U_i^2 \cdot D^2}{(U_o - U_i)} \right) \quad (12.6)$$

С  $U_i$  беше означена стойността на напрежението в изхода на токоизправителя в N-тия период на превключване T. Тя се изменя по синусоидален закон за един полупериод на мрежовото напрежение. Ако и кофициентът на запълване D се изменя също по синусоидален закон, то полученната зависимост за изменението на тока въз основа на (12.6) е близка до синусоида във фаза с напрежението в изхода на токоизправителя [55]. Следователно токът към извода "Control" на TOPSwitch трябва да е пропорционален на напрежението  $U_i$ , т.е. може да се получи посредством резистор от него.

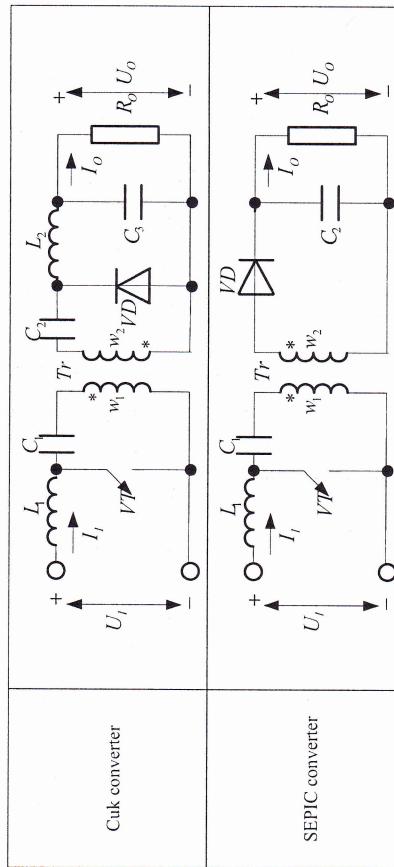
Принципната схема за реализация на активна корекция на фактора на мощност с TOPSwitch е показана на фиг.12.9. Токът през извода "Control" се получава от напрежението в изхода на токоизправителя посредством резистора  $R_1$ . Стабилизирането на изходното напрежение на стойност, която е по-голяма от максималната стойност на мрежковото напрежение, се осъществява по-тревза обратна връзка чрез  $VD3, VD4, R3, R4, C3$ . На фиг.12.10 е показана принципна схема, която позволява по-висока точност на стабилизация на изходното напрежение, като за сравняващ елемент се използва интегралната схема TL431. Напрежението върху  $R_7$  се сравнява с вътрешното опорно за интегралната схема, която има стойност 2.5V. Като

разглеждане и на други схеми за активна корекция на фактора на мощност е направено в [39,41,48,61]. За тази цел се предлага се и използваме на резонанси режими при едностъпни преобразуватели [33]. Разгледаните по-горе схеми не позволяват галванично разделяне на изходното постоянно напрежение от захранващата мрежа, която се налага много често. Обикновено за решаване на този въпрос те се използват като първо стъпало за преобразуване на променливиятоковата енергия на захранващата мрежа в постояннотокова със стабилизация на постоянното напрежение. Полученото постоянно напрежение се преобразува отново в

едно или няколко постоянни напрежения за консуматорите посредством второ стъпало на базата на някоя от известните схеми на DC/DC преобразуватели с гальванично разделение [39].

Реализацията на корекция на фактора на мощност с гальванично разделение може да бъде осъществена в едно стъпало за преобразуване след неуправляемия токонизправител на базата на Cuk или SEPIC преобразуватели, или на базата на комбинирани схеми.

Тий като и Cuk и SEPIC преобразувателите са с възможност за повишаване или понижаване на входното напрежение, то ако се използват без гальванично разделение за корекция на фактора на мощност няма изискване стойността на изходното постоянно напрежение да бъде по-висока от максималната стойност на захранващата мрежа. На фиг.12.11 са представени вариантите на Cuk и SEPIC преобразуватели с гальванично разделение [28,68].



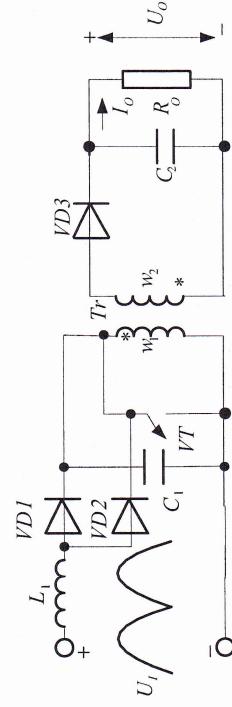
Фиг.12.11

Двата преобразувателя имат аналогично свързване на входната индуктивност и транзистора, което позволява чрез превключването му по подходящ начин да се формира желана форма на тока през индуктивността. Преобразувателят на Cuk с гальванично разделение за активна корекция на фактора на мощност е изследван сравнително по-малко и е намерил по-ограничено приложение, основно поради по-голямия брой елементи. Подробно изследване на SEPIC преобразувател за активна корекция при управление по средна стойност на базата на UC3854 е представено в [67,68,69]. Описана е и схема за превключване на транзистора при нулево напрежение с връщане на енергията от резонансната индуктивност в кондензатора C1. Трябва да се отбележи, че съществуват сериозни проблеми при използването на показаната схема на

фиг.12.11 за получаване на корекция на фактора на мощност при големи мощности. Вследствие изискването за високо изолационно напрежение между първичната и вторичната страна (~4000 V ефективна стойност) магнитната връзка между двете намотки на трансформатора не може да се направи идеална. Възникващата при това индуктивност на разсейване се оказва последователно свързана в първичната страна, предизвиквайки закъснение при превключването и пикове на напрежението върху транзистора. Заедно с кондензатора C1 тази индуктивност образува резонансна верига, чиято честота се оказва от съществено значение при проектирането на затворената система за автоматично регулиране на преобразувателя [69]. Навиването върху магнитопровода на трансформатора и на индуктивността L1 (за по-добра връзка с индуктивността L2 на SEPIC преобразувателя) също води до проблеми. Поради изброените недостатъци практическо приложение схемата е намерила за получаване на постоянно напрежение за шина 48 V при сравнително малка мощност.

Посредством използване на TOPSwitch могат да се реализират схеми на корекция на фактора на мощност с гальванично разделение на изходното напрежение от захранващата мрежа посредством високочестотен трансформатор, при което да се стабилизра или изходното напрежение, или изходния ток [55].

От различните комбинирани в едно стъпало схеми тук се разглежда само показаната на фиг.12.12, като целта е да се поясни принципа на синтезирането и действието им [39,61]. На схемата не е показан входният неуправляем токонизправител, а само формата на изходното му напрежение, което е означено като входно за схемата -  $U_I$ .



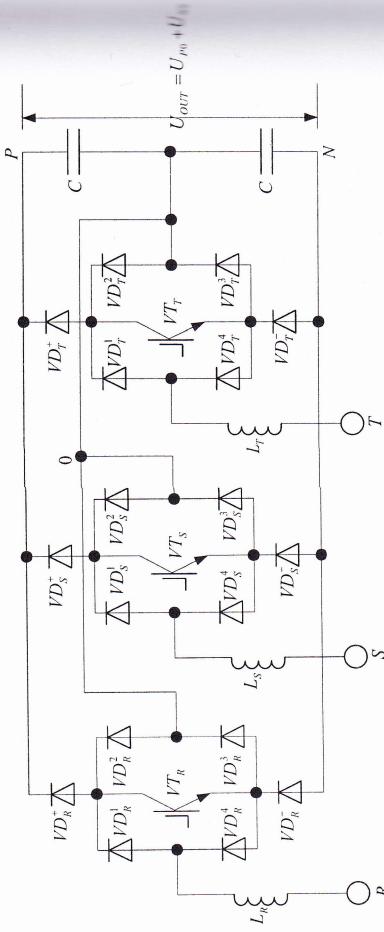
Фиг.12.12

Схемата може условно да се разгледа като аналог на двустъпален преобразувател, първото стъпало на който е повишаващ преобразувател за корекция на фактора на мощност, а второто – обратен (flyback) преобразувател. В случая повишаващият преобразувател се състои от основните елементи  $L_1, VVT, VD_1, C_1$ , а обратният – от  $C_1, VTr, Tr, VD_3, C_2$ . Добавянето на диода  $VD_2$  позволява свързването им в общо стъпало.

Основните особености в действието са следните: 1. Напрежението върху кондензатора  $C_1$  се стабилизира на стойност, която е по-голяма от максималната стойност на захранващото напрежение. 2. Поради това при включване на  $VT$  диодът  $VD_1$  е изключен и токът на индуктивността  $L_1$  нараства през  $VD_2$  и  $VT$ . Едновременно с това транзисторът провежда и тока, пропитащ от кондензатора  $C_1$  през първичната намотка на трансформатора. 3. При изключване на транзистора токът през  $L_1$  спада, като дозарежда кондензатора  $C_1$ , а запасената в първичната намотка на трансформатора енергия се отдава в изхода през диода  $VD_3$ . Трябва да се отбележи, че съществува разнообразие на комбинирани схеми за активна корекция на фактора на монтист с галванично разделение, като в последно време се изследват такива с използване на резонансни режими.

При необходимост от активна корекция на фактора на мощност при захранване с трифазна система напрежения, едно от възможните решения е използване на три еднофазни схеми за корекция с обединяване на изходните им напрежения.

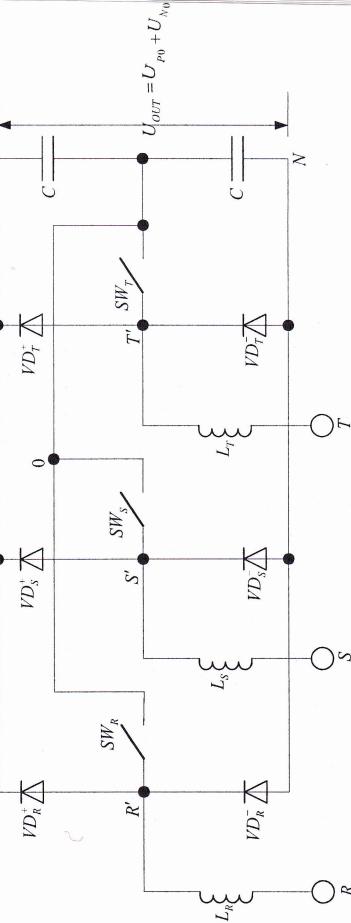
Съществуват и трифазни схеми за активна корекция на фактора на мощност, най-известни от които са г.н. "Vienna" токоизправители (Vienna rectifiers) [45, 53, 58]. Принципната им схема е показана на фиг. 12.13, а на фиг. 12.14 е показана еквивалентна схема за поясняване на действието им.



Фиг. 12.13

Във всяка фаза е включен двупосочен силов прибор, състоящ се например за фаза R от  $VD_R^1 \div VD_R^4$ ,  $VT_R$ , свързан между т.  $R'$  и т. 0. Останалите 6 диода са свързани в схема на трифазен мостов неуправляем токоизправител – фиг. 12.14. Само като възможност би могло да се отбележи, че ако т.0 се свърже не към средната точка на двета

кондензатора, а към нулевата т. на трифазната система захранвания напрежение, то схемата във всяка фаза ще била подобна на тази от фиг. 11.26 и ще могла да работи самостоятелно. Действието на токоизправителя от фиг. 12.13 е следното: При включване на транзистора в дадена фаза токът през индуктивността, свързана към съответното фазово напрежение, нараства по абсолютна стойност (в зависимост от полярността на фазовото напрежение). При изключване токът през индуктивността намалява по абсолютна стойност, като против тъм изхода през  $VD^+$  или  $VD^-$ . Управлението на транзистора за всяка фаза става не самостоятелно, а синхронизирано с управлението на останалите транзистори така, че например при включване на два транзистора към съответното линейно напрежение се свързват две от индуктивностите.



Фиг. 12.14

Нека състоянието на транзистора в дадена фаза се означи с  $S_i = 0$  или 1, за  $i = R, S, T$ . Единицата съответства на включен транзистор, а нулата – на изключен. Ако  $i_j$  е моментната стойност на тока през индуктивността на фаза i (за  $i=R, S, T$ ), а  $U_{i^j}$  – напрежението в условните точки от фиг. 12.14 стръмно т.0, на базата на принципа на действието могат да се запишат следните зависимости:

$$U_{i^j} = 0 \quad \text{за } S_i = 1;$$

$$U_{i^j} = \frac{U_{out}}{2} \quad \text{за } S_i = 0 \quad u \quad i_j \geq 0; \quad (12.7)$$

$$U_{i^j} = -\frac{U_{out}}{2} \quad \text{за } S_i = 0 \quad u \quad i_j < 0;$$

Тук  $i_i \geq 0$  означава противане на тока през индуктивността отдолу-нагоре по схемата от фиг.12.14, а  $i_i < 0$  - отгоре-надолу. Ако се означи с

$$\text{sign}(i_i) = \begin{cases} 1 & \text{за } i_i \geq 0 \\ 0 & \text{за } i_i < 0 \end{cases} \quad (12.8)$$

то системата (12.7) може да се запише като:

$$U_i = (1 - S_i)[2 \cdot \text{sign}(i_i) - 1] \frac{U_{\text{out}}}{2} \quad (12.9)$$

Ако с т.Н условно се означи звездният център на трифазната система захранвани напрежения, а с  $U_{N0}$  - напрежението между него и т.О, това напрежение се определя от зависимостта:

$$U_{N0} = \frac{1}{3}(U_k + U_s + U_r) \quad (12.10)$$

При заместване от (12.9) се получава

$$U_{N0} = \frac{U_{\text{out}}}{6} \{(1 - S_k)[2 \cdot \text{sign}(i_k) - 1] + (1 - S_s)[2 \cdot \text{sign}(i_s) - 1] + (1 - S_r)[2 \cdot \text{sign}(i_r) - 1]\} \quad (12.11)$$

Динамиката на фазовите токове се описва с уравненията:

$$\begin{aligned} \frac{di_i}{dt} &= \frac{1}{L_i} (u_i + U_{N0}) \quad \text{за } S_i = 1; \\ \frac{di_i}{dt} &= \frac{1}{L_i} (u_i + U_{N0} - \frac{U_{\text{out}}}{2}) \quad \text{за } S_i = 0 \quad u \quad i_i \geq 0; \\ \frac{di_i}{dt} &= \frac{1}{L_i} (u_i + U_{N0} + \frac{U_{\text{out}}}{2}) \quad \text{за } S_i = 0 \quad u \quad i_i < 0; \end{aligned} \quad (12.12)$$

Тук  $u_i$  са моментните стойности на фазовите напрежения спрямо т.Н.

На базата на (12.11) и (12.12) е извършен математически анализ и е показана възможността за управление на токоизправителя с помощта на пространствено векторна широчинно-импулсна модулация [58].

От еквивалентната схема на фиг.12.14, както и от описание на принцип на действие се вижда, че този токоизправител е единолосочен преобразувател – от променливотокова в постояннотокова енергия, т.е. той не може да работи в инверторен режим така, както например може да работи преобразувателят от фиг.11.7. Това е негов недостатък, т.к. ограничава областта му на приложение например до захранване на телекомуникационни системи, зареждане на акумуляторни батерии, системи за непрекъсваемо електро захранване и др. [4]. Той не би могъл да намери приложение например при управление на асинхронни

електродвигатели с изискване за рекуперация на енергията в захранващата мрежа при спиране.

Основните предимства на Vienna – токоизправител са следните:

- непрекъснат ток за всяка фаза с форма близка до синусоидална, малък кофициент на хармонични и фактор на мощност близък до 1 (стойности над 0.99);
- не е необходим нулев проводник на трифазната система захранвани напрежения;
- намалени загуби върху силовите прибори с около 40%, по-ниско ниво на електромагнитни смущения и повишен к.п.д. в сравнение с използването на три еднофазни схеми за корекция;
- устойчива работа при несиметрична система захранвани напрежения, дори в случаите на отпадане на едно от тях;
- схемата може да пръдътка да работи като неуправляем трифазен мостов токоизправител при повреда в системата за управление, свързана с изключване на всички транзистори, което се вижда от фиг.13.14.

Фирмата IXYS предлага на пазара двупосочни силови прибори в един корпус, които могат да бъдат използвани за реализация на Vienna – токоизправители. Предлагат се и модули, съдържащи всички силови прибори, необходими за реализацията на този токоизправител в един корпус. При това се изbjаяват свързаните с монтажа неудобства, както и влиянието на паразитните монтажни индуктивности върху работата на схемата.

След направленото разглеждане в тази част е необходимо да се отбележи едно характерно предимство за устройствата, чието захранване се блокира с корекция на фактора на мощност – те могат да работят в широк диапазон на изменение на мрежовото напрежение – например при еднофазна мрежа от 110V/60Hz ±10% до 230V/50Hz ±10%.

Различните фирмди-производители имат индивидуални методики на проектиране на схемата за корекция на фактора на мощност, свързани с особеностите на съответния контролер и режима на работа на дросела. Част от методиката на фирмата Thomson [56], свързана с определяне на токовете през елементите в граничен режим на тока през дросела може да се покаже с

*Пример 12.1.* Да се определят токовете през приборите и изходния кондензатор за схема на корекция на фактора на мощност при следните данни: изходно напрежение  $U_d=380V$ ; изходен ток  $I_d=0.5A$ ; изходна мощност  $P_d=190W$ ; най-голяма ефективна стойност на мрежовото напрежение  $U_{\text{in}}=242V$ .

- Определят се максималните стойности на тока през транзистора, дросела и диода

## 13. СИЛОВИ ЕЛЕКТРОННИ УСТРОЙСТВА ЗА ПОДОБРЯВАНЕ КАЧЕСТВО НА ЕЛЕКТРИЧЕСКАТА ЕНЕРГИЯ

- Определя се ефективната стойност на тока през дросела

$$I_{VPP} = I_{LP} = I_{VDP} = 2 \cdot \frac{P_d}{U \sim_p} = 2 \cdot \frac{190}{\sqrt{2} \cdot 242} = 1.11A$$

- Определя се ефективната стойност на тока през транзистора

$$I_{VTRMS} = \frac{P_d}{U \sim_p} \sqrt{2 - \frac{16U \sim_p}{3\pi U_d}} = \frac{190}{\sqrt{2} \cdot 242} \sqrt{2 - \frac{16\sqrt{2} \cdot 242}{3\pi \cdot 380}} = 0.381A$$

- Определя се средната стойност на тока през диода

$$I_{VDPG} = I_d = 0.5A$$

- Определя се ефективната стойност на тока през диода

$$I_{VDRMS} = \frac{P_d}{U \sim_p} \sqrt{\frac{16U \sim_p}{3\pi U_d}} = \frac{190}{\sqrt{2} \cdot 242} \sqrt{\frac{16\sqrt{2} \cdot 242}{3\pi \cdot 380}} = 0.686A$$

- Определя се ефективната стойност на тока през изходния кондензатор Cd

$$I_{CRMS} = I_d \sqrt{\frac{16U_d}{3\pi U \sim_p}} - 1 = 0.5 \sqrt{\frac{16 \cdot 380}{3\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 242}} - 1 = 0.47A$$

- Определя се ефективната стойност на тока през кондензатора с честотата на основния хармоник на изходното напрежение (два пъти по-висока от мрежовата)

$$I_{C(2f)RMS} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} = \frac{0.5}{\sqrt{2}} = 0.3535A$$

- Определя се ефективната стойност на тока през кондензатора с висока честота

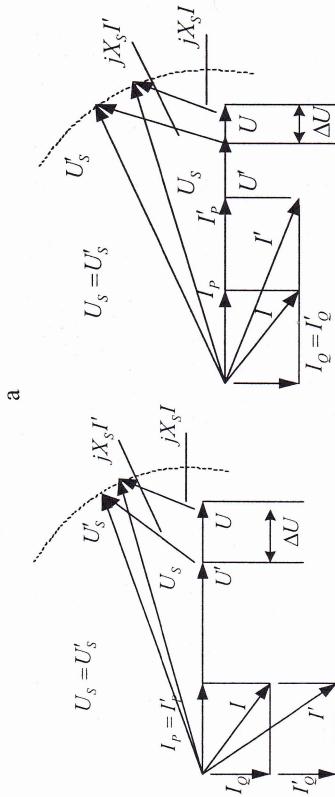
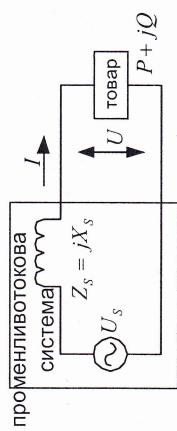
$$I_{C(4f)RMS} = I_d \sqrt{\frac{16U_d}{3\pi U \sim_p}} - 1.5 = 0.5 \sqrt{\frac{16 \cdot 380}{3\pi \cdot \sqrt{2} \cdot 242}} - 1.5 = 0.31A$$

Постиженията в областта на силовата електроника позволяват използване на силови електронни устройства в процесите на генериране, пренасяне и разпределение на електрическата енергия. Включването на такива устройства придава известна адаптивност на тези процеси, поради което използвати ги системи се наричат Flexible AC Transmission Systems (FACTS) [28]. Това наименование се въвежда още при използването на тиристори в предназначените за тази цел силови електронни устройства. С приложението на нови силови прибори - IGBT възниква и нов клас системи – Advanced FACTS. Но – долу са описани накратко особеностите на използваните в т.н. FACTS силови електронни устройства.

Във всяка променливотокова електроснабдителна мрежа е необходимо да се поддържа стойността на напрежението в определени граници около неговата номинална стойност. За стандартите в повечето страни този диапазон е  $\pm 10\%$  около номиналната стойност. Освен това е желателно товарът в трите фази на трифазната система да бъде сдънъкъв (балансиран), за да се избегнат токовете с нулева и обратна последователност, които предизвикват нежелани явления, като например допълнително нагряване на електрооборудването. Товарът в мрежата варира и може стойността на напрежението да излезе извън допустимите граници. Най-голем ефект върху нея имат промените на реактивната мощност на товара, предвид това, че вътрешният импеданс на електроснабдителната система (включваща линии за предаване и разпределение, трансформатори, генератори и др.) има предимно индуктивен характер на мрежовата честота 50 Hz.

На фиг.13.1a е показана опростена еквивалентна схема за една фаза с представяне на системата при предположение, че импедансът ѝ е напълно индуктивен [16,49]. Разглеждат се промените на напрежението в една точка на свързване на товара към захранващата система. Векторните диаграми предполагат изоставане на общия ток на товара  $I = I_p + jI_q$  от напрежението при натоварване с мощност  $P+jQ$ , при което стойността на напрежението на товара  $U$  се различава от тази на източника  $U_s$ . Фиг.13.1б показва нарастване на реактивната мощност с  $\Delta Q$ , при което е нарастваща реактивната компонента на тока с  $\Delta I_q$ , докато активната  $I_p$  не се е променила. В резултат е намаляло напрежението на товара с  $\Delta U$ , вследствие на което ще намале и активната мощност на товара. Фиг.13.1в показва същото процентно нарастване на активната компонента на тока  $I_p$ , докато реактивната е останала постоянна. В този случаи намалението на напрежението на товара  $\Delta U$  е по-малко. От изложеното е ясно, че при

намаляване на реактивната или активната мощност ще се получи повишаване на напрежението в точката на свързване на товара.

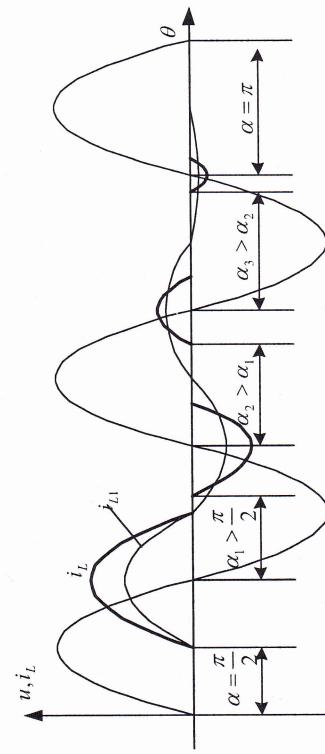
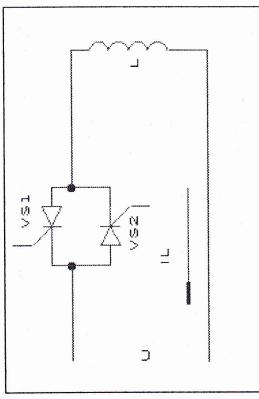


Фиг. 13.1

### Статичен компенсатор на реактивна мощност (SVC)

Някои захранващи системи притежават корегиращи кондензаторни секции така, както е показано на фиг. 7.1, които се превключват с помощта на механични контактори, за да компенсираят бавните промени на реактивната мощност на товара и намалят промените на напрежението. Приложението на мощнни тиристори и съвременни системи за управление и регулиране дава възможност за реализация на бързодействащи статични компенсатори на реактивна мощност (static var compensators - SVC) с доста по-брза реакция на промените на мощността. Основната им част представляват тиристорно-управлявани индуктивности и тиристорно-превключват кондензатори. Тиристорно-управляваемите индуктивности се използват за поемане на регулируема реактивна мощност от захранвашата система, а тиристорно-превключват кондензатори – за отдаване на регулируема реактивна мощност в нея.

Основната схема и времедиаграмите, поясняващи действието на тиристорно-управляемата индуктивност са показани на фиг. 13.2. Посредством нея сравнително бързо може да се променя реактивната мощност, с която се натоварва мрежата.



Фиг. 13.2

При изменение на ъгъл  $\alpha$  от 0 до  $\pi/2$  токът от мрежата има синусоидална форма и изостава на ъгъл  $\pi/2$  спрямо напрежението. Неговата ефективна стойност се определя от зависимостта:

$$I_L = I_{L1} = \frac{U}{\omega L} \quad (13.1)$$

При увеличаване на ъгъла на управление на тиристорите формата на тока е различна от синусоидалната, като ефективната стойност на първата хармонична е:

$$I_{L1} = \frac{U}{\pi \omega L} (2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha) \quad (13.2)$$

Следователно поведението на схемата е като на ефективна индуктивност със стойност

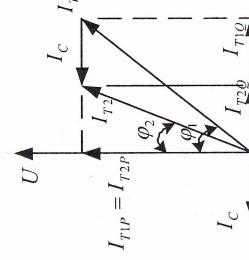
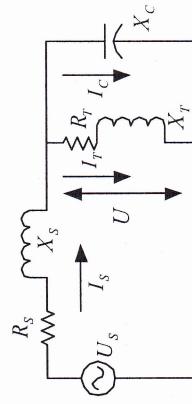
$$L_{EFF} = \frac{U}{\pi \omega I_{L1}} \quad (13.3)$$

Тогава допълнителната реактивната мощност за съответната фаза, към която е включена схемата, е

$$Q = U \cdot I_{L1} = \frac{U^2}{\pi L_{EFF}} \quad (13.4)$$

допълнителна реактивна мощност, поради което понякога паралелно на разгледаната схема към съответната фаза се включва и кондензаторна батерия. Възможно е тези кондензаторни батерии да изпълняват ролята на филтри за висшите хармонични и от допълнително поставяне на такива филтри да няма необходимост [19].

Като източник на допълнителна реактивна мощност за обезпечаване на консуматорите, свързани към системата, с количество по-големи от тези, които могат и с целесъобразно да се осигурят от нея, се използват кондензаторни батерии. Както бе отбелázано, съществува възможност от използването на тиристорно-превключчани кондензаторни батерии. Обикновено те се включват паралелно на товара, като се осъществява т.н. паралелна компенсация. Принципът на работа се пояснява със схемата и векторната диаграма от фиг.13.4., като паралелно на товара е включена кондензаторна батерия. Преди включването токът на товара е бил  $I_1$ , като кофициентът на дефазиране се определя от ъгъла  $\phi_1$ . След включване на кондензаторната батерия токът е намалял с  $\Delta I = I_1 - I_2$ , като  $\cos\phi > \cos\phi_1$ . По този начин се е разговарила системата благодарение на генерацията на реактивна мощност от кондензаторната батерия. От векторната диаграма може да се определи капацитетът на батерията С и реактивната мощност  $Q_C$ , които са необходими за повишаване на  $\cos\phi_1$  до  $\cos\phi_2$ .



Фиг.13.4

От векторната диаграма следва, че

$$I_C = I_{T1\varphi} - I_{T2\varphi} = I_{Tp}(\tg\phi_1 - \tg\phi_2) \quad (13.6)$$

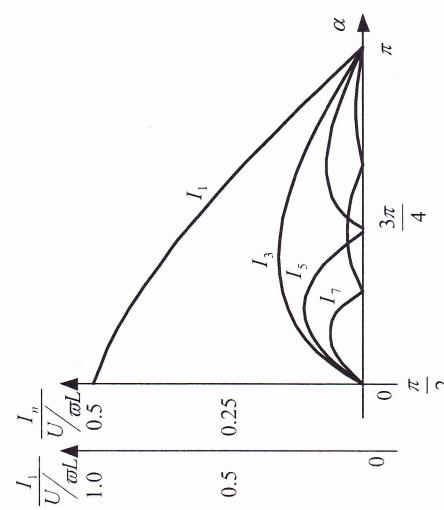
Ог (13.6) следва

$$U \cdot \bar{x} \cdot C = \frac{P}{U} (\tg\phi_1 - \tg\phi_2) \quad (13.7)$$

Освен първата хармонична, токът от мрежата съдържа и висши хармонични, чиито ефективни стойности за п нечетно се определят по формулата:

$$I_{L_n} = \frac{U}{\pi \cdot \bar{x} \cdot L} \cdot \frac{1}{n-1} \left[ \frac{\sin(n-1)(\pi-\alpha)}{n-1} - \frac{\sin(n+1)(\pi-\alpha)}{n+1} \right] \quad (13.5)$$

На фиг.13.3 е показано изменението на основната и на висшите хармонични с най-нисък номер при изменение на ъгъла на регулиране [15]. Най-съществени се явяват хармоничните с номера 3,5,7,9,11 и 13, чиито максимални стойности се достигат при различни ъгли на регулиране. Обикновено три тиристорно-управляеми индуктивности се свързват по схема на триъгълник към трифазната система така, че кратните на 3 хармонични не попадат в системата. Остават хармоничните с т.н. "канонични" номера –  $n = 6k \pm 1$ ,  $k=1,2,3\dots$ . Поради това стапичните компенсатори на реактивна мощност обикновено съдържат и филтри за най-нисшите от тези хармонични (5,7,11 и 13-та) така, както е показано на фиг.7.1. В електрическите системи обаче при допускане за симетрична система захранвачи напрежения, в установен режим могат да възникнат "неканонични" хармонични вследствие на различни ъгли на управление на тиристорите през двата полупериода, или различни ъгли на управление на тиристорите, включени между различните фази.



Фиг.13.3

Поради това от особена важност е поддържането на висока точност на системата за управление в установени и преходни режими. Както бе показано, тиристорно-регулируемата индуктивност се явява консуматор на регулируема реактивна мощност. Но системата може да се нуждае от

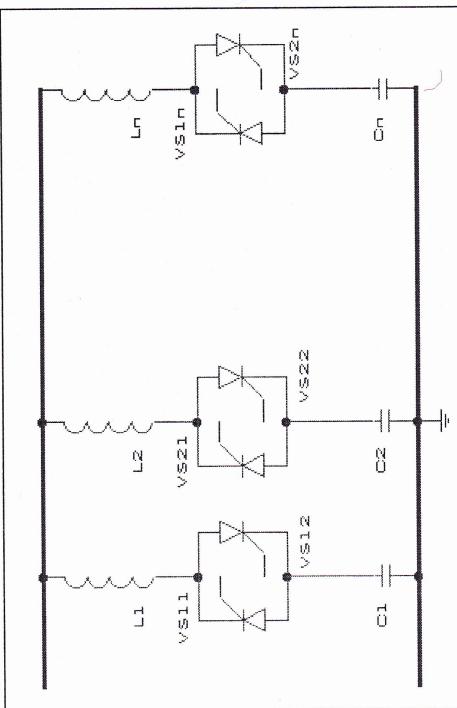
или

$$C = \frac{P}{\sigma U^2} (\lg \varphi_1 - \lg \varphi_2) \quad (13.8)$$

Мощността на батерията ще се определя от:

$$Q_C = U^2 \cdot \sigma \cdot C = P(\lg \varphi_1 - \lg \varphi_2) \quad (13.9)$$

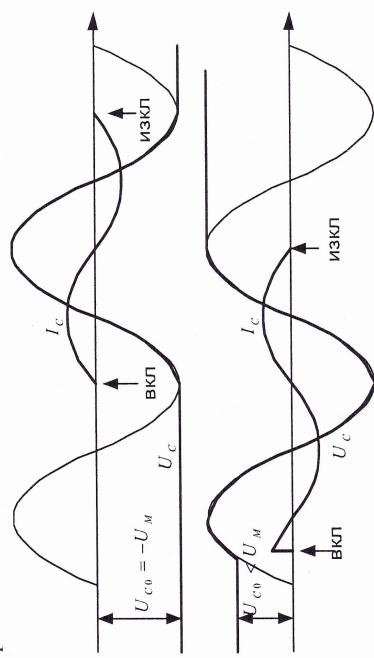
При изменение на товара обаче е възможно да се получи прекомпенсация, като капацитетът на кондензатора да се окаже голям, векторът на общия ток ще изпърза върху вектора на напрежението, като капацитивният ток в системата ще нараства, колкото капацитетът на батерията е по-голям от необходимия. Поради това е необходимо да съществува възможност от поемане на тази излишна реактивна енергия, когато може да се осъществи с разгледаната вече тиристорно-регулируема индуктивност. Освен това обикновено се поставят няколко кондензаторни батерии, които се превключват с помошта на тиристори, в зависимост от нуждите на системата за по-голяма или по-малка стойност на общия капацитет  $C$  – фиг.13.5 [16,19].



Фиг.13.5

Тиристорите на дадена кондензаторна батерия са включени за определен период от време, като моментът на включване зависи от момента на подаване на управляващите импулси. След спиране на управляващите импулси съответният тиристор се изключи при спадане на тока през него под тока му на удържане. Поради дефазирането на тока и напрежението обаче, след изключване на съответният тиристор кондензаторната батерия ще остане заредена. В зависимост от стойността и полярността на това остатъчно напрежение, при следващото включване

токът през включвания се тиристор ще се развие по различен начин. Някои примери са показани на фиг.13.6. С цел ограничаване стойността на тока в преходния процес са включени последователните индуктивности  $L$  от фиг.13.5.



Фиг.13.6

Едновременно с това те трябва така да бъдат подбрани, че собствената честота на последователната верига , образувана от тях и съответния кондензатор, да бъде по-ниска от честотата на хармоничната с най-нисък номер, която може да съществува в променливотоковата система. В противен случай има опасност от възникване на резонанс на честотата на някоя от високите хармонични в системата.

Компенсаторите от комбиниран тип включват обикновено два вида регулиращи елементи- тиристорно-управляеми индуктивности и тиристорно-превключвани кондензатори. За постоянно на регулировъчната характеристика на две до четири кондензаторни батерии се използва една индуктивност със същимерима мощност. На фиг.13.7 е показана схема на компенсатор от комбиниран тип за една фаза на трифазна система. Поставени са и последователни резонансни филтри на 3,5,7,11 и 13-та хармонични. Особено внимание се отделя на системата за измерване и управление на компенсаторите [19]. Съвременните системи за управление са от микрокомпютърен тип. Целта е да бъде осигурена устойчива работа като в статичен режим, така и при динамични изменения. Вградените регулатори в системата за автоматично регулиране имат за цел да осигурят зададено качество на преходните процеси без възможности от претоварване на елементите. За тази цел се използват и различни стратегии на управление от различните фирмии, по-известни от които са Siemens, Brown-Boveri, Westinghouse.

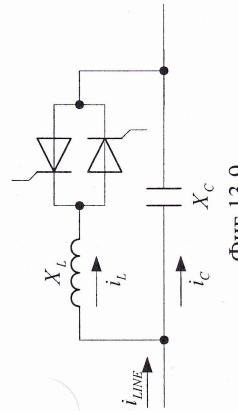
напрежението  $V_T$ . В първия случай STATCOM се явява източник на реактивна енергия, а във втория – консуматор на реактивна енергия. При това разглеждане са пренебрежани загубите на активна мощност в силовите прибори на VSC. Работата в единия или другия режим се определя от дефазирането на изходното напрежение  $V_{out}$  спрямо  $V_T$ , което може да се промени посредством системата за управление на VSC. При определен режим на работа (консуматор или източник на реактивна енергия) стойността на реактивната енергия може да се променя посредством стойността на напрежението  $V_{out}$  също посредством системата за управление на VSC. Стойността на реактивната енергия може да се промени от 100% индуктивна до 100% ѹактивна посредством напрежението  $V_{out}$ .

Имайки предвид описаните на действието на статичния компенсатор на реактивна енергия (Static Var Compensator – SVC), както и това на STATCOM, се вижда основната разлика – изходното напрежение на STATCOM е независимо от стойността на напрежението на системата  $V_T$ , докато при SVC изходното му напрежение се определя от напрежението на системата.

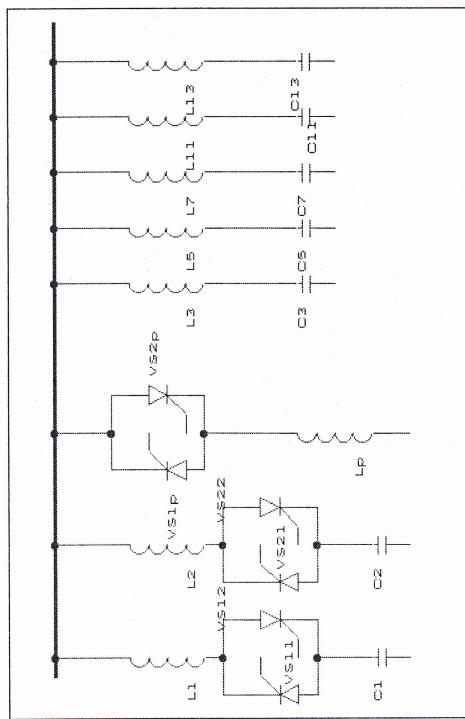
Важна особеност на STATCOM е възможността да се поддържа неизменен по стойност изходният му ток и в двата режими – капацитивен или индуктивен по отношение напрежението на системата  $V_T$ , дори при значително намаляване на стойността на това напрежение. Това става чрез промяна в стойността на изходното напрежение  $V_{out}$  чрез системата за управление на VSC.

### Тиристорно - управляем последователен компенсатор - Thyristor Controlled Series Compensator (TCSC)

Идеята, на която се основава действието му е да се променя импедансът на линията над или под стойността на естествения импеданс по електронен начин. Схемата на TCSC е показана на фиг. 13.9.



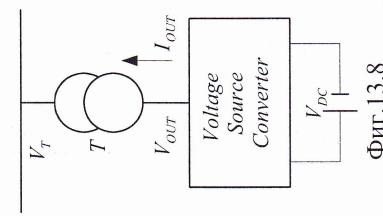
Фиг.13.9



Фиг.13.7

### Статичен синхронен компенсатор (STATCOM)

С помощта на фиг.13.8 е пояснен принципът на действие на статичен синхронен компенсатор (STATCOM). Състои се от съгласуваш трансформатор, инвертор, захранван от източник на напрежение – voltage source converter (VSC) със система за управлението му. Източникът на постоянно напрежение може да бъде или кондензатор или акумулаторна батерия. Най-често това е кондензатор, като



управлянието на преобразувателя става по такъв начин, че изходният му ток  $I_{out}$  може или да изпърварва на  $\frac{\pi}{2}$ , или да изостава на  $\frac{\pi}{2}$  от

Както се вижда, той включва кондензатор с постоянна стойност и тиристорно - регулируема индуктивност, стойността на която зависи от ъгъла на управление на тиристорите  $\alpha$ .

$$X_L(\alpha) = X_L \left( \frac{\pi}{2\pi - 2\alpha - \sin(2\alpha)} \right) \quad (13.10)$$

Следователно стойността на еквивалентния импеданс е:

$$X_{TSCC} = \frac{X_L(\alpha)X_C}{X_L(\alpha) + X_C} \quad (13.11)$$

Т.к. стойността на  $X_L(\alpha)$  може да се променя от  $X_L$  до  $\infty$ , то стойността на  $X_{TSCC}$  може да се променя от  $\frac{X_L X_C}{X_L + X_C}$  до  $X_C$  с изменение на ъгъл  $\alpha$  посредством системата за управление на тиристорите.

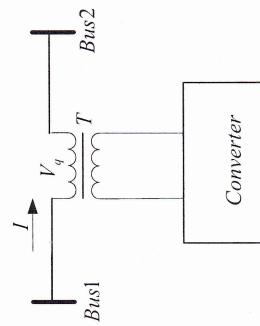
Промяната на импеданса може да се използва за демпфиране на колебания по време или след възникнали смузенции.

Този подход се използва за подтискане на субсинхронен резонанс или електромеханични осцилации в диапазона 0.5 до 2 Hz.

### Статичен синхронен последователен контролер – Static Synchronous Series Controller (SSSC).

Принципът на действието му е пояснен на фиг.13.10. Състои се от преобразувател, кондензатор и трансформатор. Напрежението  $V_q$  се поддържа винаги дефазирано на  $\frac{\pi}{2}$  по отношение на тока  $I$  - или го изпреварва или изостава от него. По този начин се осъществява последователна компенсация, като може да се регулира и стойността на напрежението  $V_q$ .

Поддържа винаги дефазирано на  $\frac{\pi}{2}$  по отношение на тока  $I$  - или го изпреварва или изостава от него. По този начин се осъществява последователна компенсация, като може да се регулира и стойността на напрежението  $V_q$ .



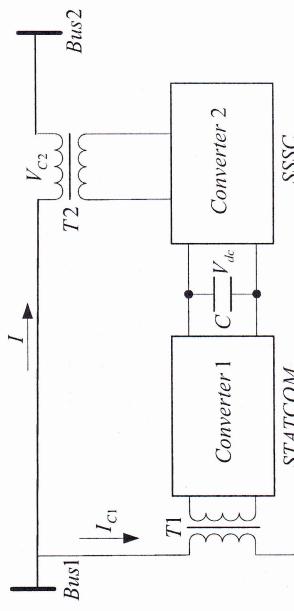
Фиг.13.10

Предаваната активна мощност от bus1 към bus2 може да се регулира посредством това напрежение. Това е вследствие възможността SSSC да инжектира напрежение в линията независимо от тока  $I$ . Т.е. промения се реактивният пад на напрежение върху линията.

### Универсален контролер на потока на мощност - Unified Power Flow Controller (UPFC).

Съврзането на STATCOM и SSSC помежду им откъм постояннотоковата страна при наличие на кондензатор, позволява да се осъществи двупосочко предаване на енергията между условните изходи на STATCOM и SSSC.

На фиг.13.11 е представена схема за пояснение действието на UPFC.

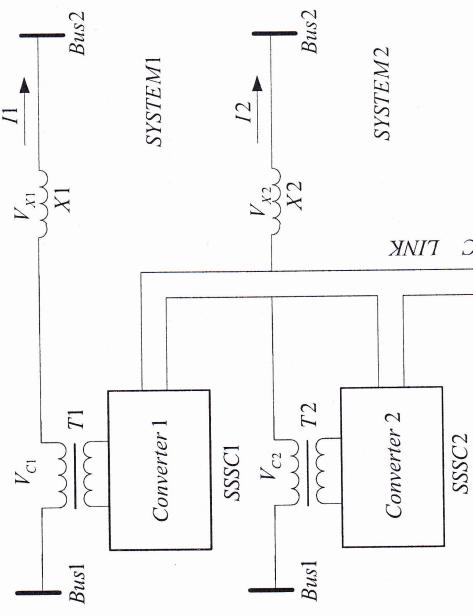


Фиг.13.11

Както се вижда, UPFC включва два инвертора на напрежение - voltage source inverters (VSI), свързани към линията посредством трансформатори – първият чрез shunt transformer T1, а вторият – чрез series transformer T2.

Converter 1 работи в т.н. "Automatic power flow control mode" – той инжектира симетрична трифазна система напрежения  $V_{C_1}$  с възможност за промяна на амплитудата и фазовият им бъгъл, последователно в линията за регулиране на потока на реактивна и активна мощност в нея. Т.е. като задание за системата му за управление и регулиране са активната мощност  $P$  и реактивната  $Q$ .

Converter 2 работи в т.н. "Automatic voltage control mode". Токът  $I_{C_1}$  се състои от две компоненти – активна, която е във фаза или противофаза с напрежението на линията и реактивна, която е изпреварваща или изоставаща на  $\frac{\pi}{2}$  спрямо това напрежение. Ако Converter 2 трябва да отдаде активна мощност, то напрежението върху кондензатора С ще



намалява. Системата за управление на Converter 1 поддържа това напрежение стабилно, т.е. в този случай активната компонента на тока  $I_{C1}$  ще бъде във фаза с напрежението на линията и активна мощност ще постъпва към кондензатора С. Ако Converter 2 трябва да отнеме активна мощност, то напрежението върху кондензатора С ще нараства. В този случай активната компонента на тока  $I_{C1}$  ще бъде в противофаза с напрежението на линията, и активна мощност ще постъпва от кондензатора С към нея. Реактивната компонента на тока  $I_{C1}$  се регулира независимо в съответствие със опорна стойност – индуктивна или капацитивна, за отдаване или отнемане на реактивна мощност от линията с поддържане стойността на напрежението.

От изложеното се вижда, че типичен режим на работа на Converter 2 е като SSSC, а на Converter 1 – като STATCOM. Допълнително системата за управление и регулиране на Converter 1 поддържа неизменно и напрежението на кондензатора  $V_{dc}$ , в съответствие с потока на активната мощност.

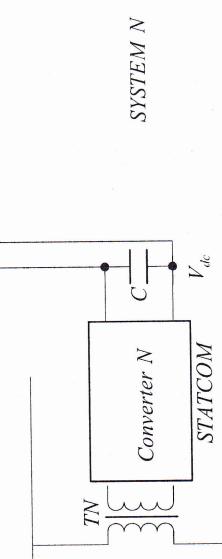
В системата от два преобразувателя, работещи по показания начин, съществуват допълнителни загуби на активна мощност, състоящи се основно от загуби в силовите им схеми и в двета трансформатора.

### Контролер за регулиране потока на мощност между линии - Interline Power Flow Controller (IPFC).

Концепцията за създаването му възниква във връзка от необходимостта да се контролира потока на мощнотите в многолинейни системи за пренасяне на електрическа енергия – най-често една основна линия и няколко разклонения. Това например е компенсация на няколко линии в една подстанция. В такъв случай едно от възможните решения е използване във всяка от линиите на разклоненията на отделен UPFC. Това решение притежава недостатък, че обмен на енергия между отделните линии може да се осъществява само посредством общата линия. По този начин при контролиране на потока от мощноти в една от линиите, може да се наруши качеството на енергията в другите, т.к. SSSC във всяка линия може да инжектира напрежение изпреварващо или изоставащо от тока на

$$\frac{\pi}{2}$$

Идеята на IPFC е да може да се обменя енергия между отделните линии чрез общ постояннотоков източник, захранващ отделни SSSC, включени във всяка от линиите – фиг.13.12.



Фиг.13.12

Постоянното напрежение може да се получи от STATCOM, включен в N – тата линия – най-често основната. Мощността на този Converter N се определя от необходимата максимална мощност на останалите.

### Приспособим статичен компенсатор ( CSC)

Състои се от система от трансформатори, превключватели и преобразуватели, включени по определен начин между линиите. Системата може да се управлява по такъв начин, че да работи като STATCOM, SSSC, UPFC, IPFC..

## Активни силови филтри (APF)

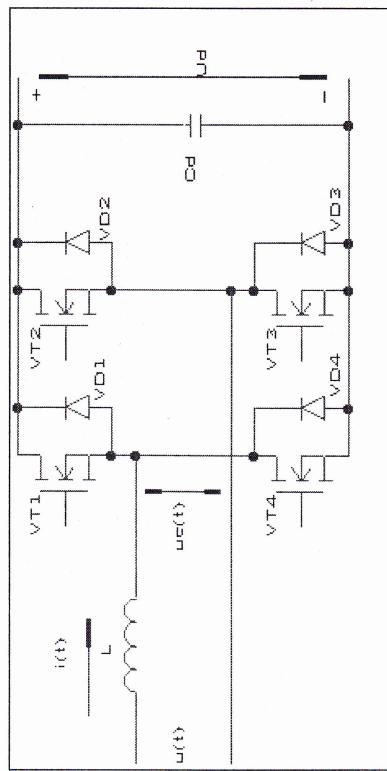
Като основна силова схема при създаването на еднофазни активни силови филтри се използва еднофазният преобразувател с двупосочко предаване на енергията, чиято принципна схема е показана на фиг. 13.13a.

Трифазният вариант на преобразувателя е представен на фиг. 13.13б[5].

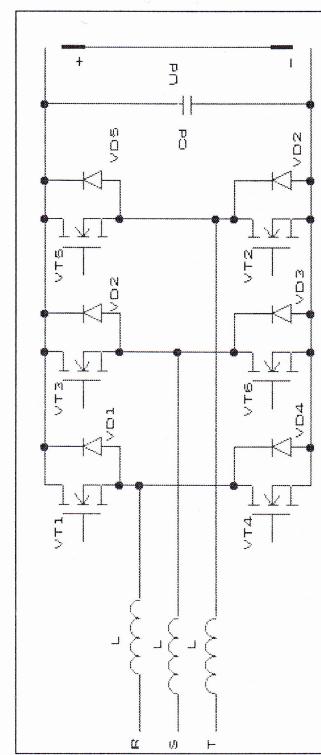
Принципните схеми са показвани с използването на MOS-транзистори, но трябва да се има предвид, че напоследък като основни прибори се налагат монолитни биполярни транзистори с изолиран гейт (IGBT). Принципът на действие ще бъде пояснен с използванието на схемата на еднофазният двупосочен преобразувател (bidirectional converter). Във всеки момент от време са изпълнени зависимостите:

$$(13.12) \quad u(t) = u_c(t) + u_L(t)$$

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}$$



a



Фиг.13.13  
б

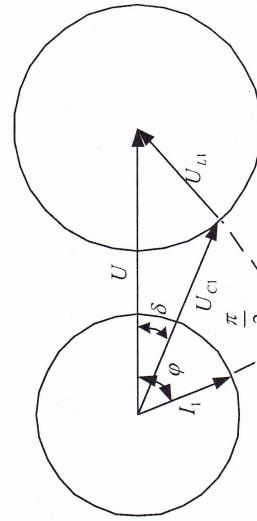
Индуктивността на дросела  $L$  (с отчитане индуктивността на захранващата мрежа) намалява високочестотните пулсации на тока. Ако се приеме, че захранващото напрежение е чисто синусоидално, то за първите хармонични може да се запише:

$$(13.13) \quad U = U_{L1} + U_{c1}$$

$$U_{L1} = j\omega L I_1$$

Векторната диаграма, съответстваща на (13.13) е показана на фиг.13.14 [49].

За базов вектор е принят векторът на напрежението на захранващата мрежа  $U$ . Токът от мрежата II изостава от напрежението  $U$  на ъгъл  $\varphi$ , а дефазирането между мрежовото напрежение и пръвата гармонична на входното напрежение на двупосочния конвертор  $U_{c1}$  е означено с  $\delta$ . На базата на приведената векторна диаграма могат да бъдат съставени зависимости за активната и реактивна мощност.



Фиг.13.14

$$(13.14) \quad P = U I_1 \cos \varphi$$

и тъй като

$$(13.15) \quad U_{L1} \cos \varphi = \sigma L I_1 \cos \varphi = U_{c1} \sin \delta$$

то

$$(13.16) \quad P = \frac{U^2}{\sigma L} \left( \frac{U_{c1}}{U} \sin \delta \right)$$

От друга страна

$$(13.17) \quad Q = U I_1 \sin \varphi$$

и тъй като

$$U_{C1} \cos \delta = U - U_{L1} \sin \varphi = U - \omega L I_1 \sin \varphi \quad (13.18)$$

то

$$Q = \frac{U^2}{\omega L} \left( 1 - \frac{U_{C1}}{U} \cos \delta \right) \quad (13.19)$$

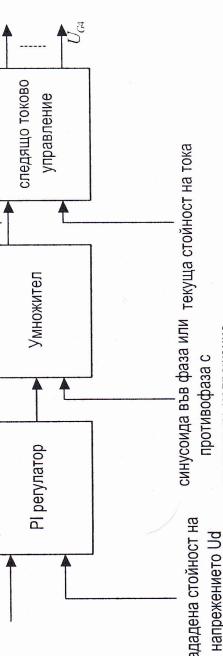
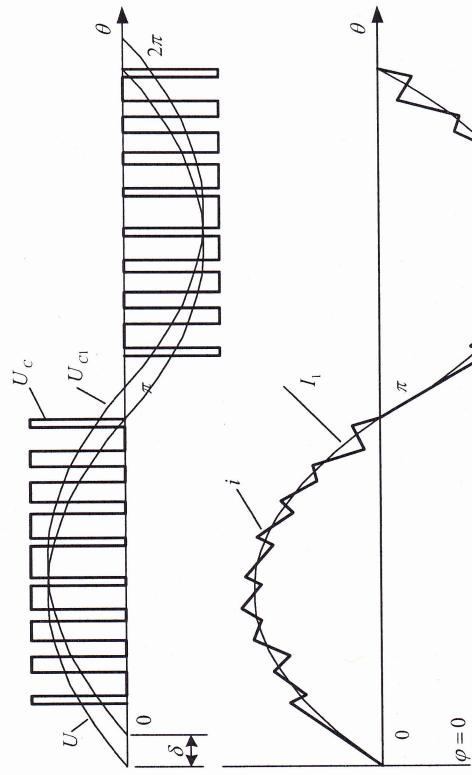
Освен това от (13.13) следва

$$I_1 = \frac{U - U_{C1}}{j \omega L} \quad (13.20)$$

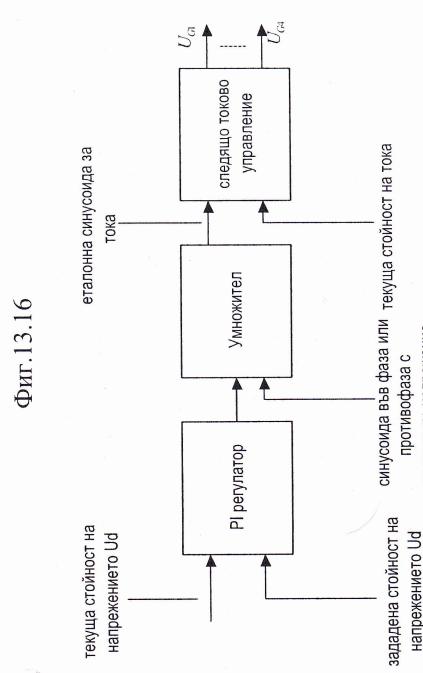
От (13.16) и (13.17) се вижда, че при фиксирана стойност на индуктивността  $L$  и никаква стойност на напрежението на захранващата мрежа  $U$ , желани стойности на мощностите могат да бъдат получени чрез изменение на напрежението на входа на конвертора  $U_{C1}$  и тъгла на дефазирането му спрямо захранващото напрежение  $\delta$ .

От фиг. 13.14 се вижда също как трябва да се променя  $U_{C1}$  в случаи, че се изисква поддържане на  $I_1$  с постоянна стойност.

На фиг. 13.15 са показани векторните диаграмми в изправителен – фиг. 13.15а и инверторен – фиг. 13.15б режими на работа с фактор на мощност, равен на единица.

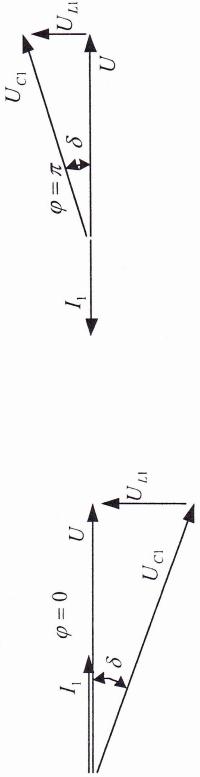


Фиг. 13.16



Фиг. 13.17

Еталонната форма за тока се получава чрез умножение на синусоида във фаза (за работа в изправителен режим) или противофаза (за работа в инверторен режим) с мрежовото напрежение с изходното напрежение на PI – регулатора. На входа му се сравняват текущата и зададената стойности на изходното напрежение  $U_d$ . От принципа на действие е ясно, че в случая на трифазен преобразувател трябва да се



Фиг. 13.15

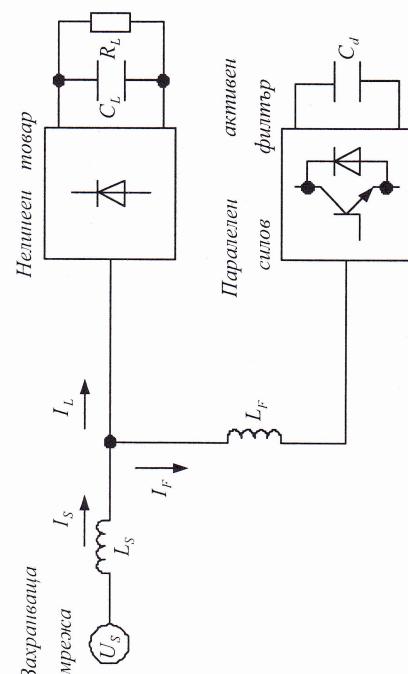
На фиг. 13.16 са показани времедиаграмите на токовете и напрежениета в схемата от фиг. 13.13а, съответстващи на режим на работа от фиг. 13.15а – изправителен с фактор на мощност, равен на единица.

Вижда се, че токът следи предварително зададена еталонна форма (в случаи синусоидална) чрез превключване на силовите прибори. Тогава, когато напрежението  $U_C1$  е нула, токът нараства, а когато е равно на изходното  $U_d$  – токът намалява. Освен това е необходимо изходното напрежение да се поддържа постоянно по стойност в зависимост от желаната стойност на първата хармонична на  $U_{C1}$ .

На фиг. 13.17 е показана структурната схема на системата за управление на схемата от фиг. 13.13а.

следят три еталонни синусоиди за тока, което може да стане подобно на структурната схема от фиг.11.8 за трифазния токоизправител с хистерезисно-токово следене.

Принципът на действие на паралелните активни силови филтри (shunt active power filters) е пояснен на фиг.13.18 [27,32,34,59]. Отнася се както за еднофазни, така и за трифазни системи. Захраниращата мрежа е представена с източник на мрежово напрежение  $U_s$  и преобладаващо индуктивен характер -  $L_s$ , като консумираният от нея ток е  $I_s$ . При липса на активния силов филтър този ток съвпада с тока на консуматора  $I_L$ . Последният в най-общия случай е нелинеен, показан на фиг.13.18 с най-често срещания неуправляем токоизправител с активно - капацитивен характер на товара. В общия случай нелинейният товар наговарва захранващата мрежа с несинусoidalен ток (причина за намаляване на кофициента на изкривяване формата на тока  $v$  и наговарване с мощност на изкривяване  $D$ ), чиято първа гармонична е дефазирана спрямо мрежовото напрежение (причина за намаляване кофициента на дифазиране  $\cos\varphi$  и наговарване с реактивна мощност  $Q$ ). Активният силов филтър е показан чрез най-често използваната силова схема – двупосочен преобразувател, захранван от източник на напрежение. Основната идея се състои в следното: 1. непрекъснато се следят консумираните от товара мощности по различни алгоритми в системата за управление 2. посредством математически преобразувания се намира тази еталонна форма на тока на филтъра  $I_F$ , която ако бъде генерирана от него, би допълнила тока на товара до синусоидален ток за захранващата мрежа. 3. посредством подходящо управление на силовите прибори на филтъра се следи намерената еталонна форма на тока.



Фиг.13.18

Това става непрекъснато в реално време, при което се осигурува минимална зависимост от промените в харектера и стойността на товара. Трябва да се отбележи, че съществуват две възможности: 1. филтърът да коригира само формата на тока до синусоида, без да я сфаизира със захранващото напрежение. 2. филтърът да коригира формата на тока до синусоида във фаза със захранващото напрежение. По-често използван е вторият случай, при който факторът на мощност се приближава до 1. По този начин се свеждат до минимум консумираните реактивна мощност и мощност на изкривяване, като системата товар - активен силов филтър има поведение на активно съпротивление по отношение на захранващата мрежа. Естествено консумираната с филтър активна мощност се повишава за сметка на загубите в него, които практически не надвишават 5%.

Нека разгледаме случая, когато филтърът коригира само формата на тока до синусоида, т.е. компенсира само мощността на изкривяване [28]. Предполага се кофициент на дефазиране  $\cos\varphi$  приблизително равен на 1, което е приблизително върно например за показания на фиг.7.1 товар Ефективната стойност на тока на товара съпътства основен и висши гармонични:

$$I_L = \sqrt{I_{L1}^2 + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}{K_H^2} + \sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2 \left( \frac{1+K_H^2}{K_H^2} \right)} \quad (13.21)$$

$$I_L = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2} \cdot \sqrt{\frac{1+K_H^2}{K_H^2}}$$

Където  $K_H$  е коефициентът на гармонични на товарния ток:

$$K_H = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{Ln}^2}}{I_{L1}} \quad (13.22)$$

Връзката между него и коефициента на изкривяване формата на тока е:

$$v = \frac{I_{L1}}{I_L} \quad (13.23)$$

$$v = \frac{1}{\sqrt{1+K_H^2}} \quad (13.24)$$

Ако се пренебрече активната мощност във филтъра, то неговият ток съпътства само висши гармонични:

$$I_F = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{ln}^2} \quad (13.25)$$

При заместване на (13.25) в (13.22) и имайки предвид (13.24) се получава:

$$I_L = I_F \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \nu^2}} \quad (13.26)$$

Пълната мощност, консумирана от мрежата след включване на филтъра, ще бъде:

$$S = U_s \cdot I_L = U_s \cdot I_F \cdot \sqrt{\frac{1 + K_H^2}{K_H^2}} = U_s \cdot I_F \cdot \sqrt{\frac{1}{1 - \nu^2}} \quad (13.27)$$

В относителни единици зависимостта между мощността на товара, кофициента му на хармонични и необходимата стойност на тока на трифазен и еднофазен активен силов филтър са съответно:

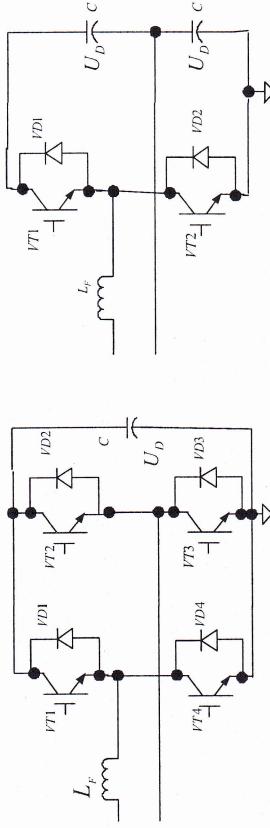
$$\frac{S}{\sqrt{3} \cdot U_{ll}} = I_F \cdot \sqrt{\frac{1 + K_H^2}{K_H^2}} \quad (13.28)$$

$$\frac{S}{U_s} = I_F \cdot \sqrt{\frac{1 + K_H^2}{K_H^2}} \quad (13.29)$$

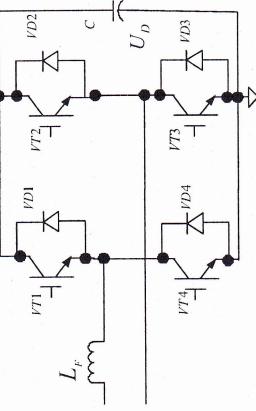
Където  $U_{ll}$  е ефективната стойност на линейното напрежение в трифазната захранваща мрежа,  $U_s$  – ефективната стойност на напрежението в еднофазна мрежа, а  $I_F$  – ефективната стойност на тока на филтъра за фаза. Зависимости (13.28) и (13.29) дават възможност да се определи ефективната стойност на тока на еднофазен и трифазен активни силови филтри, при известна стойност на напрежението, пъната мощност на товара и коефициента му на хармонични, разбира се при направените в началото на разглеждания предположения. Обикновено стойностите на  $S$  и  $K_H$  се установяват след предварителни измервания, за да се изbere подходящ филтър.

Най-широко разпространение за реализация на паралелни активни силови филтри са получили двупосочните транзисторни преобразуватели, захранвани от източник на напрежение – фиг.13.13 [27,59]. При еднофазния вариант може да се използва и полумостова схема, показвана заедно с мостовата на фиг.13.19.

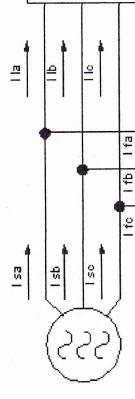
На фиг.13.20 е показано свързване на трифазен паралелен активен силов филтър при трифазна трипроводна система захранвачи напрежения, а на фиг.13.21 – при трифазна четирипроводна система.



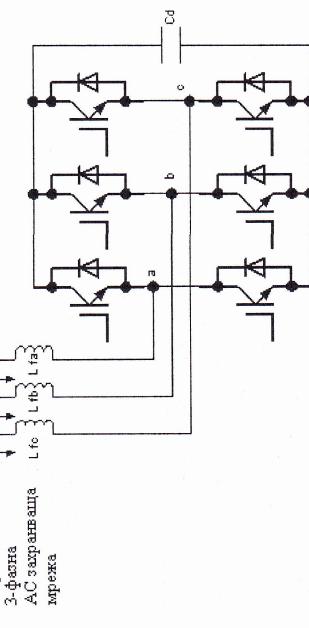
Фиг.13.25



Фиг.13.26



Фиг.13.27



Фиг.13.19

От казаното дотук се вижда, че поради сложността на задачите, които трябва да бъдат решавани в реално време, управлението може да бъде реализирано на базата на цифров сигнален процесор или програмирана логика [37,70]. Две са най-общо основните задачи пред реализацията на управлението на паралелните активни силови филтри. Първа – за правилното функциониране на двупосочните преобразуватели е необходимо да се стабилизира напрежението върху кондензатора  $C_d = U_d$  на стойност по – голяма от максималната на захранващото напрежение. Обикновено това става чрез включване в системата на подходящ пропорционално – интегрален регулатор, влияещ върху стойността на еталонната крива за тока. Втората задача е формирането на тази еталонна крива. Тук съществуват различни методи при еднофазните и трифазни активни силови филтри [27].

извличат висшите хармонични, на тяхна база се формира еталонна крива за тока на филтъра, която се следи по подходящ начин чрез управление на приборите му. Интересен метод, при който освен тока на товара се следи тока от захранващата мрежа, който е приложен при еднофазни и трифазни активни силови филтри, е методът на "еквивалентната синусоида" [29,30]. При него се избягва преобразуванието на Фурие и същността му се състои в следното: Да се формира еталонна синусоида за тока от захранващата мрежа на системата товар - паралелен активен силов филтър, която да съответства само на активната мощност, консумирана от товара, без да работи филтърът. Тази синусоида (или три синусоиди при трифазна система) да се следи чрез превключване на силовите прибори. За реализация на метода, посредством дискретизация на кривите на мрежовото напрежение и тока на товара, се измерва активната мощност  $P_L$ , консумирана от него. От дискретизираната крива на захранващото напрежение се изчислява ефективната му стойност  $U_S$ . При правилна работа на активния силов филтър факторът на мощността на системата товар - филтър по отношение на захранващата мрежа става близък до 1 и ако се пренебрегнат загубите във филъра, пълната мощност след включване на филтъра  $S_{L-APF}$  ще бъде само активна, равна на активната  $P_L$ :

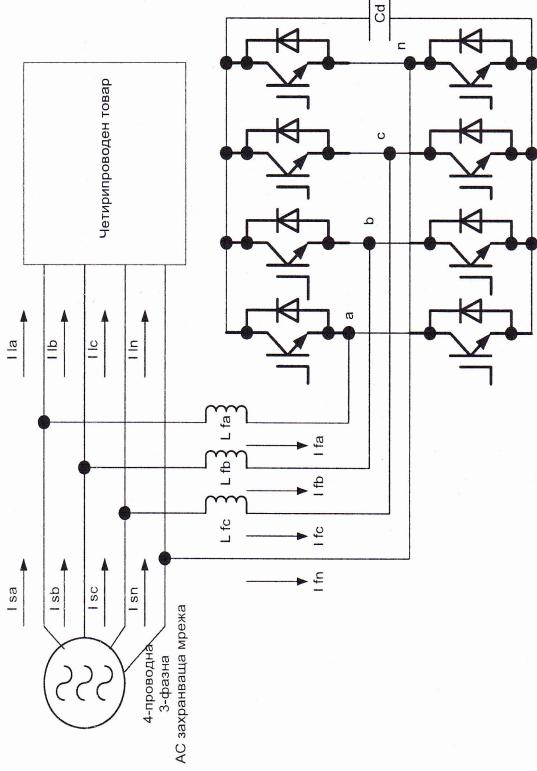
$$S_{L-APF} = U_S I_S = U_S \cdot \frac{I_{SM}}{\sqrt{2}} = P_L \quad (13.30)$$

От последната връзка на (13.30) в реално време за всеки период на мрежовото напрежение се изчислява максималната стойност на "еталонната синусоида" за тока от захранващата мрежа. След това съществуват различни възможности за следене на тази синусоида – хардуерно или софтуерно.

На базата на този метод може да се извърши и балансиране при трифазни несиметрични товари, като се измери активната трифазна мощност  $P_{L3F}$  и се изчисли максималната стойност на "еквивалентната синусоида", като мощността се разпредели равномерно:

$$\frac{P_{L-3F}}{3} = U_S \cdot \frac{I_{SM}}{\sqrt{2}} \quad (13.31)$$

В (13.31) се предполага симетрична система захранвания напрежения. Ог тук могат да се получат трите фазови тока, които трябва да се консумират от системата трифазен товар – трифазен паралелен активен силов филтър, за да бъде факторът на мощност близък до 1. Примерна реализация на метода е показана на фиг. 13.22 за еднофазен филтър по полумостова схема [30]. Вариантът умислено е представен с персонален компютър и развойна система, за да се подчертава важността на

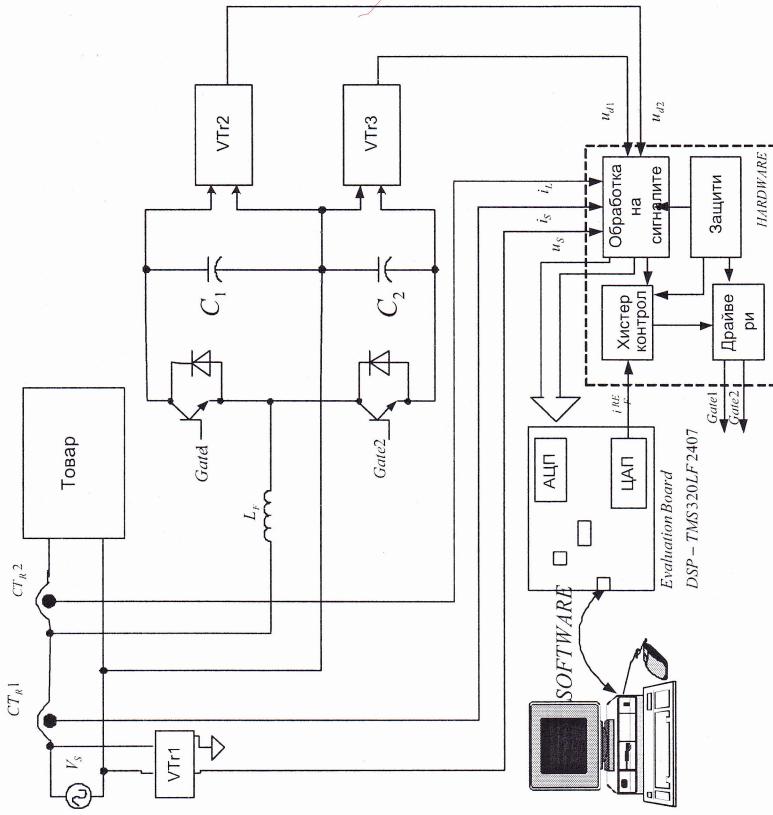


Фиг.13.21

Изборът на метод за използване е свързан и с необходимия брой и вида на датчиците, използвани за обратни връзки. Едната от тях е, както бе отбелязано, за напрежението върху кондензатора  $C_j$ . Втората обратна връзка е за напрежението на захранващата мрежа – за развитието във времето и стойността при еднофазна мрежа и за развитието във времето и стойността на две или три от напреженията при трифазна мрежа. От фиг. 13.18 се вижда, че могат да се използват обратни връзки за трите тока, но кои точно, зависи от използванния метод. Ясно е, че токът на товара (или два от фазовите токове при трифазна система) трябва да бъде следен. Съществуват методи с предсказване (predictive control), които се ограничават само с този ток. Но – често се използва и датчик за тока на филтъра, който се следи във времето. Другата възможна комбинация е ток на товара и общ ток от захранващата мрежа, който трябва да е синусоидален и във фаза със захранващото напрежение. От използваните методи на управление по-известни са: широчинно - импулсна модулация, хистерезисно – токово регулиране с постоянна или променлива честота, следящо управление (sliding mode control), управление с използване на фази - логика или нейронни мрежи, използване на генетични алгоритми и др.

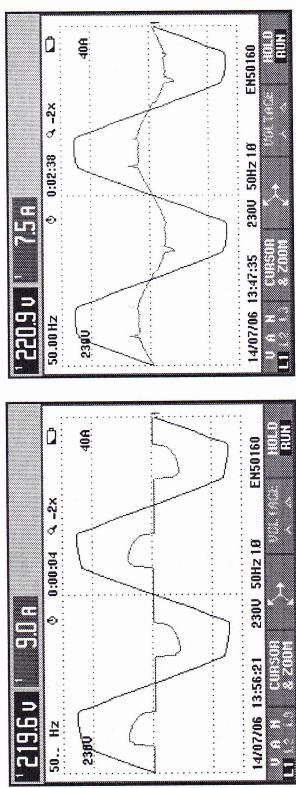
Един от най - разпространените методи е използване на бързо преобразуване на Фурие в реално време, при което от тока на товара се

разработката, оптимизацията и настройката на софтуера. Разбира се в готовото изделие остава само модулът на цифровия сигнален процесор. Както се вижда, използва се три обратни връзки по напрежение (напреженови трансдюсери VTr) и две по ток (токови трансдюсери СTr) – за тока на товара и за общи ток от захранващата мрежа. Следят се напрежението и върху двата кондензатора, поради възможния разбаланс между тях. Разликата между текущата стойност и заданието по напрежение се обработва от пропорционално – интегрален регулатор, реализиран софтуерно. Изходната величина на регулатора умножава максималната стойност на еталонната синусоида, получена от (13.30). След изчисляване еталонната синусоида се синтезира софтуерно и през цифрово – аналогов преобразувател се подава към системата за хистерезисно – токово следене, където се сравнява с текущата стойност на тока от мрежата.

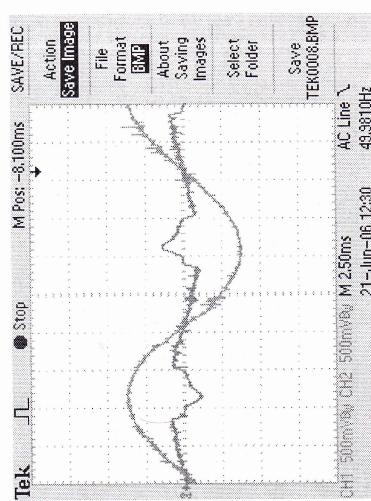


Фиг.13.22

На фиг.13.23 са показани резултати от работата на филтера с нелинеен товар – въвело – без включен филтър, а вдясно – с включен филтър. На фиг.13.24 е представено мрежовото напрежение и кривата на тока, генерирана от филтъра. Тя е допълнила тока на нелинейния товар до синусоида. Представеният пример за реализация на системата за управление, както и резултатите от фиг.13.23 и фиг.13.24 имат за цел да обярнат вниманието на читателя върху комплексния характер и сложността на активните силови филтри. Както бе вече споменато, известни са и други методи за реализации.



Фиг. 13.23



Фиг. 13.24

За управление на трифазни паралелни активни силови филтри най-често се използва „теорията на Акаги-Набас“, известна още като „теория за моментните мощности“ или „р-q теория“[27,59]. Разглежда се трифазна трипроводна система захранваща мрежа – товар. Трифазните системи напрежения и токове от пространствени а-в-с координатни

системи се трансформират в равнинни  $\alpha - \beta$  координатни системи посредством:

$$\begin{bmatrix} e_a \\ e_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{i_\alpha}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (13.32)$$

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{i_\alpha}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (13.33)$$

В тази теория се използват понятията "реална моментна мощност  $p$ " и "имагинерна моментна мощност  $q$ ". В съответствие с нея, мощността  $p$  се дефинира и в двете координатни системи:

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c = e_a i_a + e_\beta i_\beta \quad (13.34)$$

Мощността  $q$  се дефинира само в равнинната система:

$$q = e_\alpha i_\beta - e_\beta i_\alpha \quad (13.35)$$

Изрази (13.34) и (13.35) могат да се представят във вида:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (13.36)$$

Т.к. в  $\alpha - \beta$  координатната система мощността  $p$  се представя като произведение на напрежения и токове с едноименни координати, и там тя има дименсия [W]. Мощността  $q$  въпреки, че представлява произведение на напрежения и токове, има различен характер от  $p$ , т.к. те са с разноименни координати. За нея е предложена дименсия "имагинерен ваг" [W]. При умножение отляво на двете страни на (13.36) с обратната матрица на напрежението, се получава:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (13.37)$$

Този израз може да бъде представен във вида:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a & e_\beta \\ -e_\beta & e_\alpha \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{ap} \\ i_{bp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{aq} \\ i_{bq} \end{bmatrix} \quad (13.38)$$

Имайки предвид (13.34) и (13.38) се получава:

$$\begin{bmatrix} p_a \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a i_\alpha \\ e_\beta i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} e_a i_{ap} \\ e_\beta i_{bp} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a i_{aq} \\ e_\beta i_{bq} \end{bmatrix} \quad (13.39)$$

Следователно:

$$p = p_a + p_\beta = e_\alpha i_{ap} + e_\beta i_{bp} + e_\alpha i_{aq} + e_\beta i_{bq} \quad (13.40)$$

При заместване от (13.38) и (13.39) се получава:

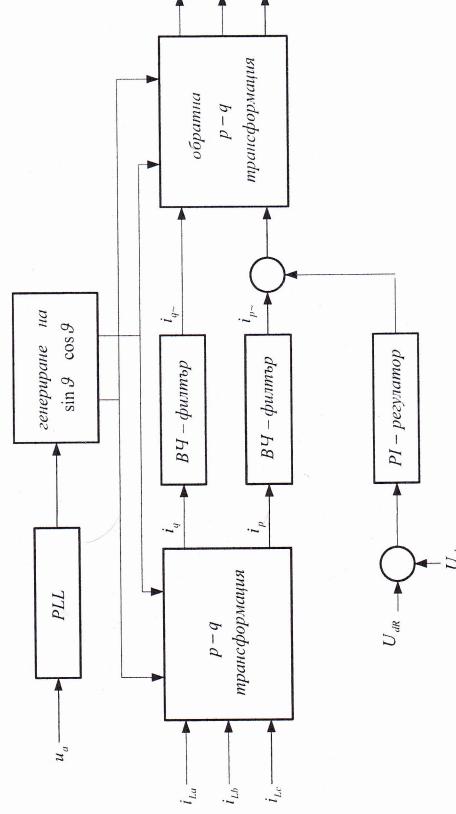
$$p = \frac{e_\alpha^2}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot p + \frac{-e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot q + \frac{e_\alpha e_\beta}{e_\alpha^2 + e_\beta^2} \cdot q \quad (13.41)$$

Сумата на последните два члена е 0. Следователно:

$$\begin{aligned} p &= e_\alpha i_{ap} + e_\beta i_{bp} \\ 0 &= e_\alpha i_{aq} + e_\beta i_{bq} \end{aligned} \quad (13.42)$$

От последните зависимости се правят следните изводи:

- първото уравнение дава активната мощност в трифазната система, но изразена чрез компонентите си в координатната система  $\alpha - \beta$ ;
  - второто уравнение показва, че сумата на тези компоненти е 0, т.е. те взаимно се компенсират и съответстват на реактивната мощност в трифазната система, също изразена чрез компонентите си в координатната система  $\alpha - \beta$ .
- Смисълът на теорията на Акая-Набас се състои в това, че показва компонентите  $i_{aq}, i_{bq}$  на токовете  $i_\alpha, i_\beta$ , които паралелният активен силов филтър трябва да съминирира. Основната блокова схема, показваща реализацията на метода, е показана на фиг. 13.25 [59].



Фиг. 13.25

Синхронизацията със системата захранвани напрежения се осъществява по едно от тях – в случаи  $u_a$ , посредством схема за фазова донастройка на честотата – PLL. Сигналите  $\sin \vartheta$  и  $\cos \vartheta$  са необходими за правата и обратна трансформации на Park (глава 3), а те се генерират цифрово. Следят се трите фазови тока на товара –  $i_{la}, i_{lb}, i_{lc}$ , и от тях се получават компонентите  $i_p, i_q$ . Първоначално чрез (13.37) се получават  $i_{\alpha}, i_{\beta}$ , които след това се подлагат на права трансформация на Park [5].

По този начин изходните токове на блока за права p-q трансформация са:

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & \sin \vartheta \\ -\sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{la} \\ i_{lb} \\ i_{lc} \end{bmatrix} \quad (13.43)$$

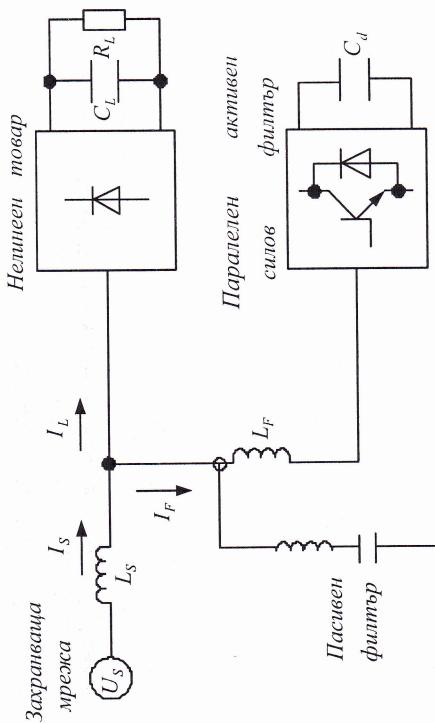
Различните хармонични на фазовите токове взаимодействия с фазовите напрежения, но в равнината координатна система  $\alpha - \beta$ , чрез (13.36) ще дадат различни компоненти на мощностите  $p, q$ , а следователно, имайки предвид (13.37) и (13.43), и на токовете  $i_p, i_q$ .

Първите хармонични на фазовите токове, които са във фаза с фазовите напрежения, взаимодействияки с тях, ще дадат еднополярни криви (подобни на тези след двуполупериодно токонизправяне), съдържащи постоянна съставна. Т.е. постоянните съставни на токовете от (13.43) съответстват на активната мощност в системата.

Висците хармонични на фазовите токове, взаимодействияки с фазовите напрежения, ще дадат променливи съставни на токовете от (13.43). Това са компонентите, които трябва да се компенсират от активния силов филтър. Поради това двата тока се филтрират от високочестотни филтри (обикновено с честота на срязване 10 Hz), на изходите на които се получават само променливите съставни  $i_{p-}, i_{q-}$ . Допълнително съществува контурът за стабилизация на напрежението  $U_d$  върху кондензатора  $C_d$  като изходният сигнал на PI - регулатора формира окончателната съставна на  $i_{p-}$  за следващия блок. В него се осъществява обратна p-q трансформация с използване на обратна трансформация на Park за намиране на заланията за токовете на филтъра  $i_{F,qR}, i_{F,pR}, i_{F,qL}$  в съответствие със зависимостта:

$$\begin{bmatrix} i_{F,qR} \\ i_{F,pR} \\ i_{F,qL} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta \\ \sin \vartheta & \cos \vartheta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{p-} \\ i_{q-} \end{bmatrix} \quad (13.44)$$

По този начин изходните токове на блока за права p-q трансформация са:



Фиг.13.26

В този случай е възможно към съществуващи/пасивни/филтър/ да се инсталира паралелен активен, като се обърне особено внимание на съчетанието на честотните им диапазони.

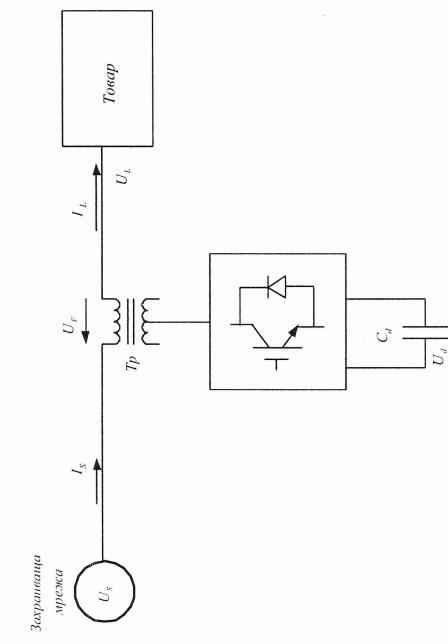
По принцип е възможно използване на последователни активни силови филтри за отстраняване хармоничните на тока на товара. Поточно срещаното и типично тихо използване обаче е за подобряване качеството на захранващото напрежение на чувствителни консуматори – отстраняване на хармонични, смущения и др. [11]. Възможно е в този случай функциите му да бъдат съвместени и с тези на система да не прекъсвамо електрическо захранване. Принципът на действие е пояснен с помощта на показаната на фиг.13.27 схема [27]. Свързането към захранващата система става посредством трансформатор  $Tr$ . Във всеки момент от време напрежението  $U_F$  се сумира със захранващото  $U_s$ , като го допълва до идеално синусоидално. Това напрежение  $U_L$  захранва консуматора. Принципните схеми за реализация на трифазни последователни активни силови филтри са показани на фиг.13.28 и

От така получените опорни сигнали за токовете на филтъра се формират сигналите за управление на силовите му прибори най-често посредством сравнение с трионообразен сигнал с фиксирана честота – обикновено 20 kHz.

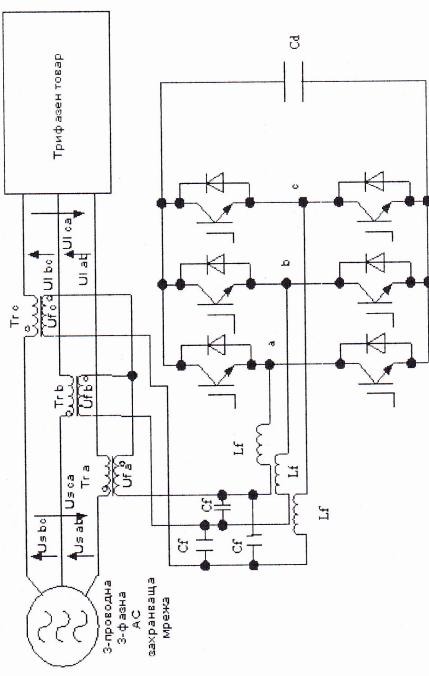
Възможно е използването на паралелните активни силови филтри в съчетание с конвенционални средства [34]. На фиг.13.26 е показан т.н. хибриден филтър – съчетание на паралелен активен силов филтър с пасивен/ силов филтър.

Фиг.13.29. Известе се захранват от източник на напрежение, който се използва по-често, въпреки че по принцип е възможно и използването на източник на ток. Схемата от фиг. 13.28 състои от три еднофазни схеми, а тази от фиг.13.29 е съставена от триphasen транзисторен преобразувател. На нея

базира на триphasen двупосочен транзисторен преобразувател. На нея за всяка фаза е показан и изходния

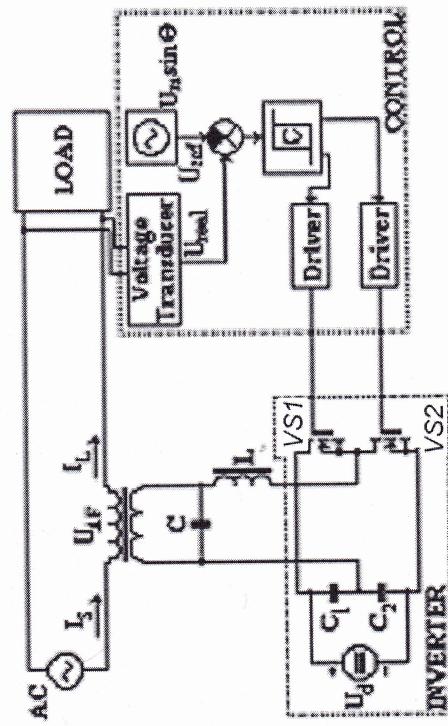


Фиг. 13.27



Фиг13.29.

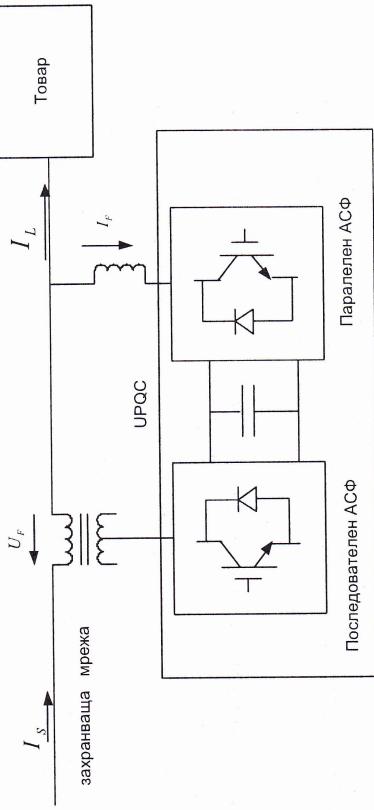
LC - филтъръ, който намалява високочестотните съставни на напреженията между всеки две от т. a, b, c, дължащи се на превключването на силовите прибори. Напрежението на кондензатора на всеки филтър се трансформира към страната на захранващата мрежа и сумира с пейното напрежение.



Фиг.13.28.

Фиг.13.30.

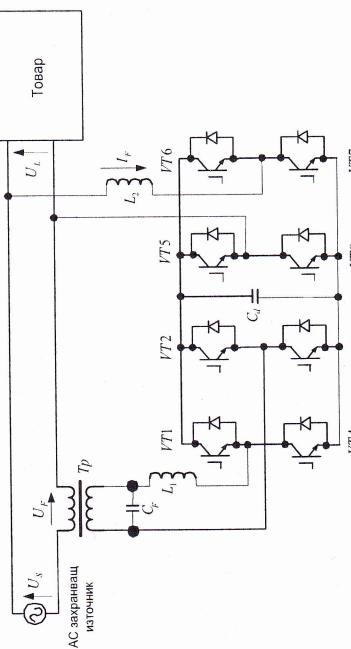
На фиг.13.30 е пояснено действието на системата за управление на еднофазен последователен активен силов филтър, реализиран по полумостова схема [28]. Захраниващото напрежение  $U_d$  може да се получи чрез преобразуване от същата захранваща мрежа или от друг източник на енергия – фотоволтаик, горивна клетка и др. Напрежението на товара се следи посредством обратна връзка и сравнява с еталонна синусоида, синхронизирана с напрежението на захранващата мрежа. Тя може да се получи чрез филтриране на мрежовото напрежение или най-често се генерира по цифров път в системата за управление. Разликата между нея и реалното напрежение на товара с определен хистерезис служи за превключване на силовите прибори – фиг.13.31.



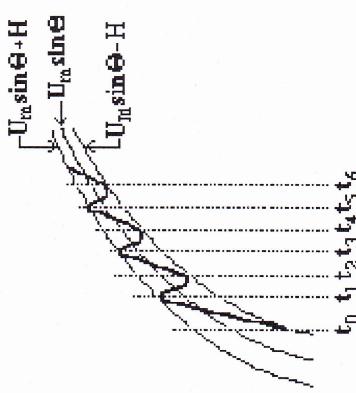
Фиг. 13.32

Ако се предположи, че съхранението на енергия в кондензатора може да става за продължително време (например суперкондензатор) или той е заменен от акумулаторна батерия, то при отпадане на мрежовото напрежение може да продължи да работи паралелният филтър, управляван по алгоритъм, съответстващ на инвертор на напрежение, захранващо товара.

Въз основа на описаната идея на фиг.13.33 е показана силовата схема на еднофазен универсален подобрител на качеството на електрическата енергия. Транзисторите от VT1 до VT4 заедно с  $T_p$ ,  $L_i$ ,  $C_f$  образуваат последователен активен силов филтър, а транзисторите от VT5 до VT8 заедно с  $L_s$  - паралелен.



Фиг.13.33

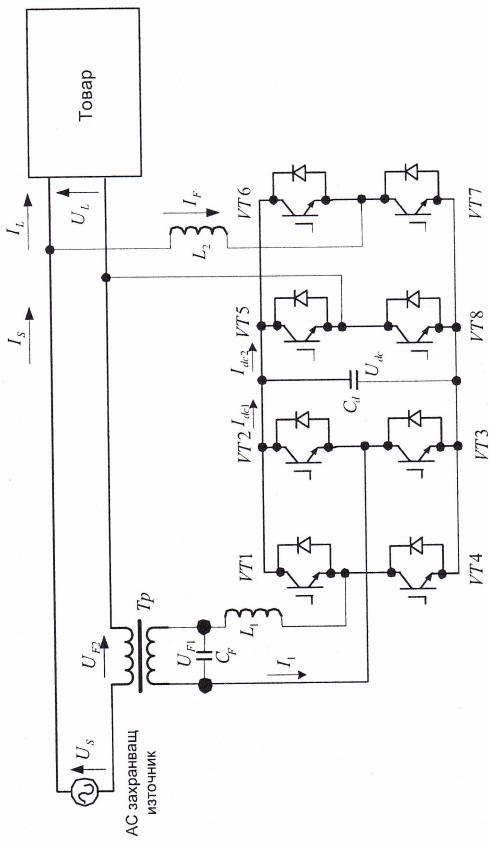


Фиг. 13.31.

Моментите  $t_0, t_1, t_2, \dots$  съответстват на достигане на долнния праг и включване на транзистора VS1, а моментите  $t_1, t_3, t_5$  – на достигане на горния праг и включване на VS2.

#### Универсален подобрител на качеството на електрическата енергия (UPQC)

Съвместното използване на паралелен и последователен активни силови филтри представлява унивърсален подобрител на качеството на електрическата енергия (unified power quality conditioner – UPQC) – фиг. 13.32. Паралелният филтър служи за подобряване фактора на мощност на товара по отношение на захранващата мрежа и отстраняване хармоничните на консумирания от нея ток. Последователният филтър подобрява качеството на напрежението, захранващо товара, отстранявайки нарушенията му.



Фиг.13.35

Активните мощности на последователния и паралелния активни силови филтри могат да бъдат изразени съответно по следния начин :

$$P_{SERIES} = \frac{1}{T} \int_{T_0}^T u_{F2} i_S dt = \frac{1}{T} \int_{T_0}^T u_{F1} i_S dt = U_{DC} I_{DC} \quad (13.46)$$

$$P_{SHUNT} = \frac{1}{T} \int_{T_0}^T u_L i_F dt = U_{DC} I_{DC2} \quad (13.47)$$

От (13.45) следва, че:

$$u_S i_S = u_L i_L \quad (13.48)$$

$$u_S = u_{F2} + u_L, \text{ както и } i_S = i_F + i_L \quad (13.49)$$

то чрез заместване в (13.45) се получава:

$$u_{F2} i_S = u_{F1} i_F = -u_L i_F \quad (13.50)$$

Или от (13.46) и (13.47) следва, че

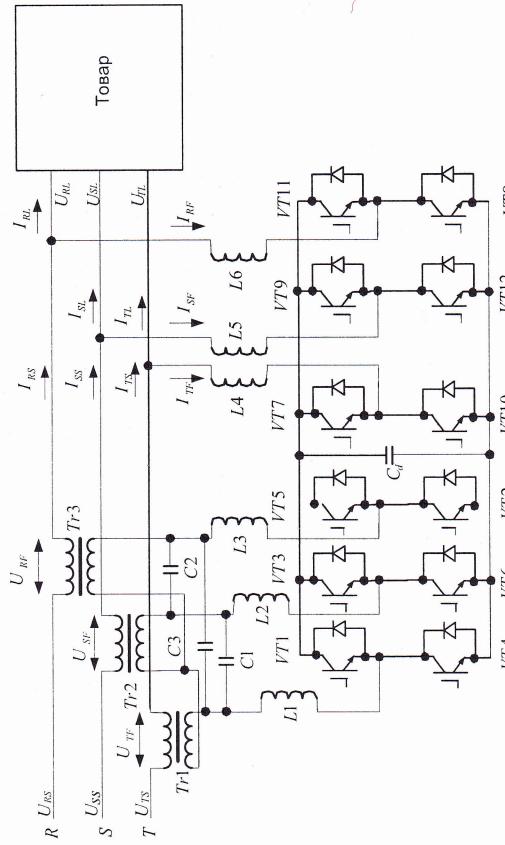
$$P_{SERIES} = -P_{SHUNT} \quad (13.51)$$

или двата тока  $I_{DC1}$  и  $I_{DC2}$  са равни по стойност, но с противоположни посоки.

От казаното следва, че ако активна мощност се консумира от последователния активен силов филтър, то същото количество трябва да се отдава от паралелния активен силов филтър и обратно – ако се консумира от паралелния, трябва да се отдава от последователния. При това разглеждане бяха пренебрегнати загубите на активна мощност в активните и пасивни елементи на двета филтри. Т.к. такива винаги

Силовата схема на трифазен универсален подобрител на качеството на електрическата енергия е представена на фиг.13.34. Последователният активен силов филтър включва транзисторите от VT1 до VT6 заедно с Tr1, Tr2, Tr3, L1, L2, L3 и C1, C2, C3. Паралелният – транзисторите от VT7 до VT11 и L4, L5, L6.

И при двете схеми последователният активен силов филтър трябва да отстрани изкривяванията на мрежовото напрежение  $u_s$  така, че за всяка фаза напрежението на товара  $u_L$  да бъде синусоидално. Паралелният активен силов филтър от своя страна отстранява хармоничните в тока на товара  $i_L$  и компенсира реактивната мощност така, че токът от захранващата мрежа  $i_s$  за всяка фаза да е синусоидален и във фаза с нейното напрежение.



Фиг.13.34

Анализът ще бъде извършен за еднофазния вариант на универсален подобрител от фиг.13.33, като на фиг.13.35 схемата е представена с означенията на нужните за анализа величини. Впоследствие ще бъдат разгледани особеностите на трифазния универсален подобрител. Нека засега пренебрежим загубите на активна мощност в активните и пасивни елементи на силовите схеми.

Ако с изпълнено равенството :

$$P_s = P_i \text{ или } \frac{1}{T} \int_{T_0}^T u_s i_s dt = \frac{1}{T} \int_{T_0}^T u_L i_L dt \text{ или } \int_0^T u_s i_s dt = \int_0^T u_L i_L dt \quad (13.45)$$

то следва, че загуби на активна мощност в универсалния подобрител няма.

съществува, то в реалното устройство активната мощност откъм входа (паралелния или последователния активен силов филтър) ще бъде полюма от активната мощност откъм изхода (последователния или паралелния активен силов филтър). Т.к. системата за управление трябва чрез регулатор да поддържа стойността на междинното постоянно напрежение  $U_{DC}$  неизменна, то поради разликата в мощностите

$P_{SERIES}$  и  $P_{SHUNT}$  за сметка на загубите в двата филтри, ще съществува

разлика в токовете  $I_{DC1}$  и  $I_{DC2}$ , като разликата ще се поеме от кондензатора  $C_d$ . До аналогични изводи се дистига и при математически анализ на работата на трифазния универсален подобрител от фиг. 13.34.

Основните зависимости, приведени при разглеждането на двупосочните конвертори могат да се използват например по начина, показан в

**Пример 13.1.** Еднофазен двупосочен конвертор по схема от фиг. 13.14а работи с активен характер на товара в изправителен режим при ефективна стойност на мрежовото напрежение  $U=200V$  и честота  $f=50Hz$ . Изходната мощност е  $P_d=1kW$ , а индуктивността на дросела  $L=5mH$ . Конверторът е в установен режим, като системата му за управление е установила фактора на мощност, равен на 1. Модулацията на входното напрежение на конвертора е синусоидална и кофициентът на модулация  $M=0.8$ . Да се определи стойността на изходното напрежение  $U_d$  и тъгъта на дефазиране между векторите на мрежовото напрежение и на първата хармонична на входното напрежение на конвертора  $U_{C1}$ . Предполага се

кофициент на полезно действие, равен на 1.

- Определя се ефективната стойност на първата хармонична на тока от захранвашата мрежа II, като се има предвид, че факторът на мощност  $K_p$  и коефициентът на полезно действие са равни на 1:

$$I_1 = \frac{P}{U} = \frac{1000}{200} = 5A$$

- Определя се стойността на изходното напрежение  $U_d$  на конвертора от връзката му със стойността на първата хармонична  $U_{C1}$  при синусоидална модулация и зададен кофициент  $M$ :

$$U_d = \frac{\sqrt{2}U_{C1}}{M} = \frac{\sqrt{2}200.154}{0.8} = 353.82V$$

- Може да се определи каква е стойността на товарното съпротивление  $R_d$  в изхода на конвертора:

$$R_d = \frac{U_d^2}{P} = \frac{353.82^2}{1000} = 125.19\Omega$$

- От зависимост (14.5) се определя стойността на тъгъла  $\delta$ :

$$\delta = \arcsin \left( \frac{P \cdot \varpi \cdot L}{U \cdot U_{C1}} \right) = \arcsin \left( \frac{1000 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 10^{-3}}{200 \cdot 200 \cdot 154} \right) = 2.25^\circ$$

Тя може да бъде получена и от векторната диаграма на фиг. 13.16а:

$$\delta = \arccos \left( \frac{U}{U_{C1}} \right) = \arccos \left( \frac{200}{200.154} \right) = 2.25^\circ$$

**Пример 13.2.** Да се определи реактивната мощност на тиристорно-управляема индуктивност със стойност  $3.75 mH$ , включена към напрежение  $b kV$  при тъгъл на управление на тиристорите  $\alpha=2\pi/3$ . Честотата на мрежовото напрежение е  $50 Hz$ .

- Определя се стойността на ефективната индуктивност от (13.2) и (13.3)

$$L_{EFF} = \frac{\pi L}{(2\pi - 2\alpha + \sin 2\alpha)} = \frac{\pi \cdot 3.75}{\left( 2\pi - \frac{4\pi}{3} + \sin \frac{4\pi}{3} \right)} = 9.59mH$$

- Определя се стойността на реактивната мощност от (13.4)

$$Q = \frac{U^2}{\varpi \cdot L_{EFF}} = \frac{(6.10^3)^2}{2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 9.59 \cdot 10^{-3}} \approx 12.10^6 VA$$

- Определя се стойността на изходното напрежение  $U_d$  на

конвертора от връзката му със стойността на първата хармонична  $U_{C1}$  при

$$U_{C1} = \sqrt{U^2 + (\varpi \cdot L \cdot I_1)^2} = \sqrt{200^2 + (2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5)^2} = 200.154V$$

- Определя се стойността на изходното напрежение  $U_d$  на конвертора от връзката му със стойността на първата хармонична  $U_{C1}$  при синусоидална модулация и зададен кофициент  $M$ :