

## Лекція 11

### Керовані випрямлячі трифазного струму

#### 11.1. Мостовий симетричний керований випрямляч трифазного струму

Аналіз роботи схеми трифазного керованого випрямляча, який працює на активно-індуктивне навантаження (рис.1), проведемо при  $X_{aa} = X_{ab} = X_{ac} = 0$ , а потім розглянемо їх вплив на параметри схеми.

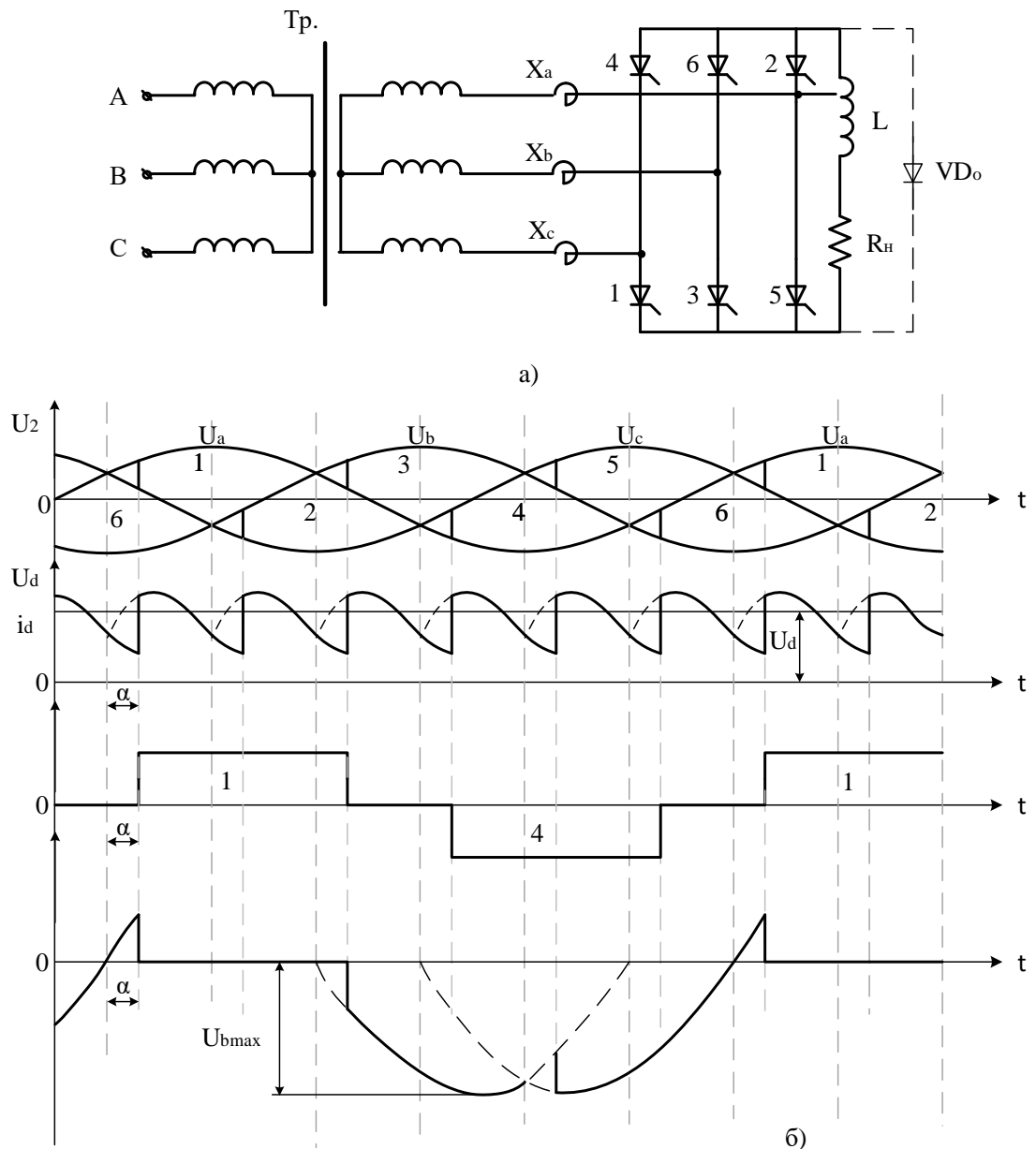


Рис.1

Рисунок 1 - Схема трифазного керованого випрямляча – а), та часові діаграми – б)

При наявності великої індуктивності у ланцюзі навантаження, затримка вступу у роботу чергових тиристорів, створює затримку на такий же кут  $\alpha$  моментів запирання відкритих тиристорів.

В кривій випрямленої напруги, створюються вирізки, внаслідок чого середнє значення напруги зменшується (рис.1б). Таким чином, при зміні кута  $\alpha$  здійснюється регулювання величини напруги.

При зміні кута  $\alpha$  в діапазонах від  $0^\circ$  до  $60^\circ$ , форма кривої напруги  $U_d$  і його середнє значення, однакові як при активному, так і при активно-індуктивному навантаженнях.

При  $\alpha > 60^\circ$ , вигляд кривої  $U_d$  залежить від характеру навантаження. У разі  $L_n \rightarrow \infty$ , струм продовжує протікати через тиристори і вторинні обмотки трансформатора після зміни полярності їх лінійної напруги. У зв'язку з чим у кривій напруги  $U_d$  з'являється ділянка лінійних напруг негативної полярності (рис. 2).

Коефіцієнт потужності випрямляча при  $L_d = 0$  і  $L_a = 0$ .

$$\lambda = (3/\pi) \cdot \cos\alpha.$$

Для поліпшення коефіцієнта потужності у схему (рис. 1), вводять нульовий вентиль, який вступає у роботу при  $\alpha > 60^\circ$ , тобто коли крива миттєвих значень випрямленої напруги змінює знак. Напруга  $U_d$  в період роботи  $VD_0$ , дорівнює нулю, а трансформатор знеструмлюється і струм його обмоток має розривний характер.

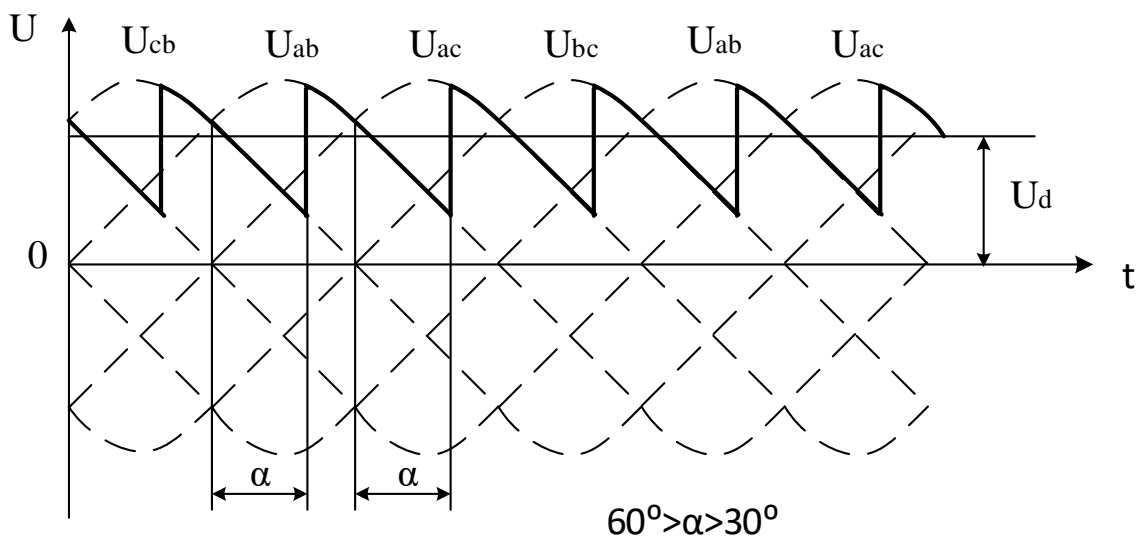


Рис.2

Діод  $VD_0$  вилучає можливість повернення у мережу живлення енергії, накопиченої у магнітному полі дроселя, і тим самим покращує коефіцієнт потужності випрямляча.

При зміні кута  $\alpha$  від  $0^\circ$  до  $60^\circ$ , перехід напруги з однієї лінійної напруги на іншу, здійснюється у межах позитивної полярності ділянок лінійних напруг (рис. 3).

Для  $\alpha > 60^\circ$  і у разі активно-індуктивного навантаження струм  $i_d$  продовжує протікати через тиристори і вторинні обмотки трансформатора після зміни полярності їх лінійної напруги. При цьому у кривій  $U_d$  з'являється ділянки лінійних напруг негативної полярності. При  $L \rightarrow \infty$ , ці ділянки тривають до моментів чергового відмикання тиристорів. Тимчасові діаграми для кутів управління  $90^\circ > \alpha > 60^\circ$  і  $\alpha = 90^\circ$  при  $L_H \rightarrow \infty$ , опрацювати самостійно.

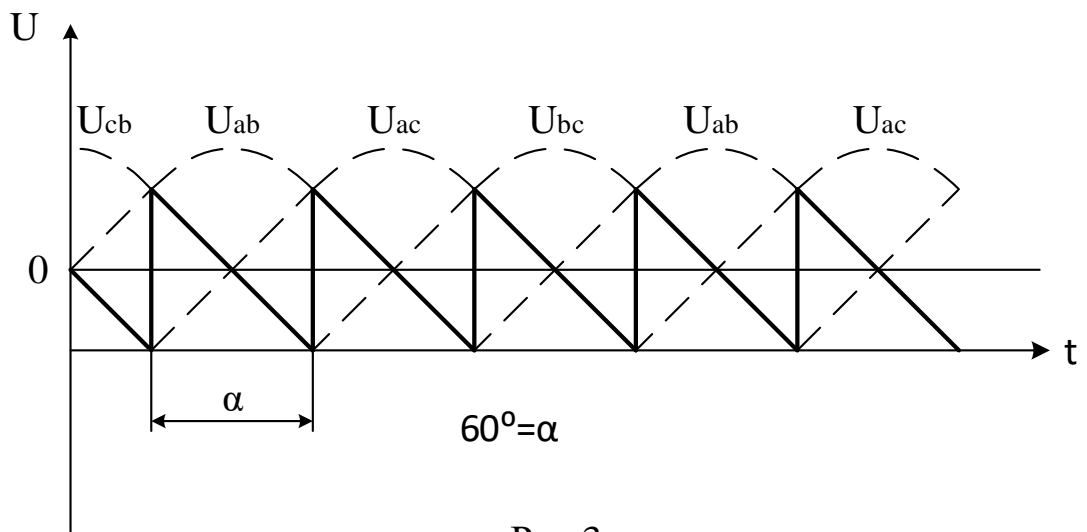


Рис.3

Рівності площ ділянок і умові  $U_d = 0$  відповідає кут  $\alpha = 90^\circ$ . Значення цього кута характеризує нижню межу регулювання напруги  $U_d$  при,  $L_H \rightarrow \infty$ .

При активному навантаженні ділянки напруги негативної полярності відсутні і в кривій  $U_d$  при  $\alpha > 60^\circ$  з'являються нульові паузи.

Напрузі  $U_d = 0$  для активного навантаження буде відповідати значення кута  $\alpha = 120^\circ$ .

Залежність середнього значення випрямленої напруги від кута  $\alpha$  (регульовальна характеристика рис. 4) при  $L_H \rightarrow \infty$ , може бути знайдена на інтервалі  $\pi/3$  усередненням кривої  $U_d$ .

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \cdot \sin v dv = U_{d0} \cdot \cos \alpha,$$

Тобто вона визначається тим же співвідношенням, що і в однофазних схемах.

Ділянку регульовальної характеристики при чисто активному навантаженні, на інтервалі  $120^\circ > \alpha > 60^\circ$ , знаходять за виразом:

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \cdot \sin v dv = U_{do} [1 + \cos(60^\circ + \alpha)]$$

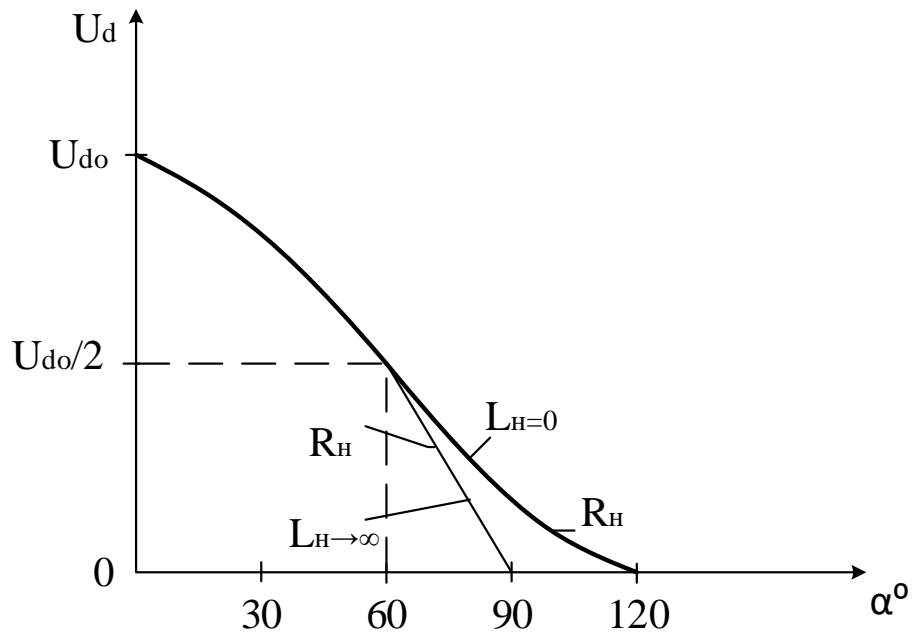


Рис.4

Криві активних струмів і струмів обмоток трансформатора при  $L_H \rightarrow \infty$ , мають фазовий зсув (відставання щодо напруги)  $\varphi = \alpha$ .

Максимальна зворотна напруга на вентилях трифазного випрямляча:

$$U_{b\max} = 1,045U_{do}.$$

## 11.2. Трифазний мостовий несиметричний керований випрямляч

Схема трифазного несиметричного керованого випрямляча містить три тиристора у катодній групі і три діода в анодній групі.

Несиметрична схема (рис. 6) знаходить широке застосування у випрямлячах невеликої потужності.

При збільшенні кута в кривій випрямленої напруги на відміну від симетричної мостової схеми, негативні ділянки не з'являються.

При переході позитивної напівхвилі напруги працюючого тиристора через нуль, наприклад 1, він продовжує проводити струм з діодом 4 цієї ж фази, який вступає в роботу

Ланцюг навантаження при цьому, шунтується елементами 1,4 і напруга на навантаженні дорівнює нулю. Цей інтервал триває до вступу в роботу чергового тиристора 3.

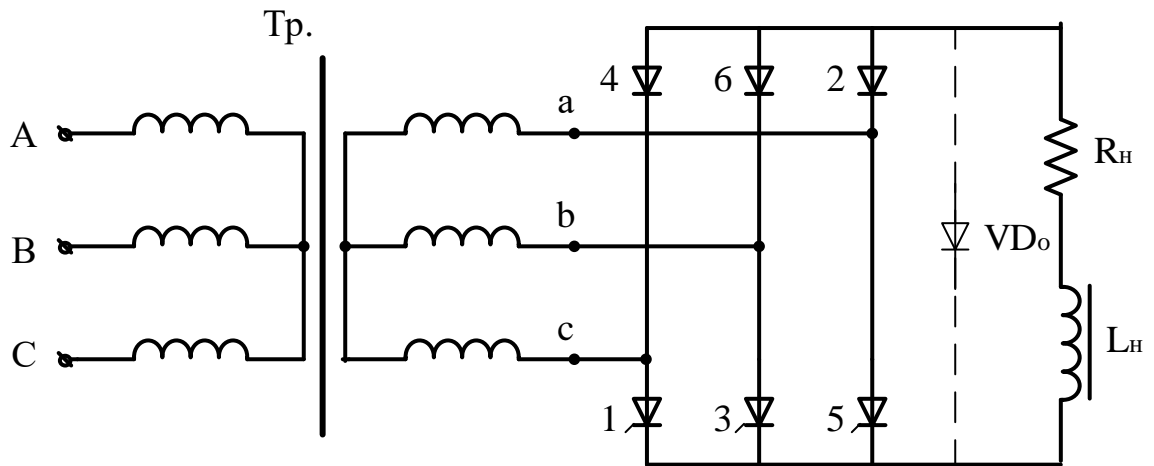


Рис.6

У кривій випрямленої напруги  $U_d$ , з'являються паузи від моменту переходу позитивної напівхвилі напруги живлення через нуль до вступу в роботу чергового тиристора. При  $\alpha = \pi$ , тиристори виявляються повністю замкнені, і напруга  $U_d$  дорівнює нулю.

Середнє значення випрямленої напруги  $U_d$  при зміні кута  $\alpha$ :

$$U_d = U_{do} \frac{1 + \cos\alpha}{2}.$$

Особливістю роботи схеми при активно-індуктивному навантаженні і діапазону регулювання ( $\pi/3 \leq \alpha \leq \pi$ ) є те, що при знятті сигналу керування не вдається забезпечити закриття всіх тиристорів.

При знятті сигналу керування, відбувається замикання двох тиристорів, а третій залишається відкритим за рахунок е.р.с. самоіндукції навантаження, і через нього протікає струм навантаження. Це призводить до зниження діапазону регулювання напруги і погіршення використання вентилів за струмом.

Для підвищення ефективності схеми в неї вводять нульовий вентиль  $VD_0$  (рис. 6), який шунтує навантаження. При наявності нульового вентиля, індуктивність розряджається через нього і не перешкоджає закриванню тиристорів.

Якщо кут управління  $\alpha \leq \pi/3$ , нульовий вентиль  $VD_0$ , весь час закритий і необхідність у ньому відпадає.

Коефіцієнт потужності  $\lambda = \frac{P_1}{S_H}$ , несиметричних мостових схем вище, ніж симетричних. Це пояснюється тим, що енергія, яка накопичилася в індуктивності навантаження, розсіюється в опорі навантаження через вентиля однієї фази, минаючи ланцюги випрямляча.

## Лекція 12.1

### Трифазний мостовий керований випрямляч з урахуванням комутаційних процесів.

Комутаційні процеси у такому випрямлячі викликані індуктивними опорами  $X_{aa}, X_{ab}, X_{ac}$  (рис. 7).

Комутаційні процеси обумовлені переходом струму з тиристора який закінчує роботу, на тиристор, що вступає у роботу тієї ж тиристорної групи. Кожен такий комутаційний процес починається у момент подачі імпульсу управління. Комутація струмів триває протягом інтервалу  $\gamma$ .

Напруга  $U_d$  на етапах комутації, за рахунок падіння напруги на реактивних опорах зменшуються.

$$U_d = U_{do} - \Delta U_{d\gamma}.$$

Комутаційне падіння напруги, до моменту початку комутації, має фазовий зсув на кут  $\alpha$  щодо точок природного відмикання вентилів.

$$U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \cdot \sin(\alpha + \gamma),$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} \frac{\sqrt{6}}{2} U_2 \cdot \sin(\alpha + \gamma) dv = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_{do} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (1,1)$$

Комутаційний струм тиристорів:

$$i_k = \frac{\sqrt{6}}{2X_a} [\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)]$$

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2I_d X_a}{\sqrt{6} U_2} \quad (1,2)$$

Підставивши (1,2) в (1,1) знаходимо:

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3I_d X_a}{\pi}.$$

Середнє значення напруги на навантаженні з урахуванням комутаційних процесів:

$$U_d = U_{do} \cdot \cos\alpha - \frac{3I_d X_a}{\pi}. \quad (1,3)$$

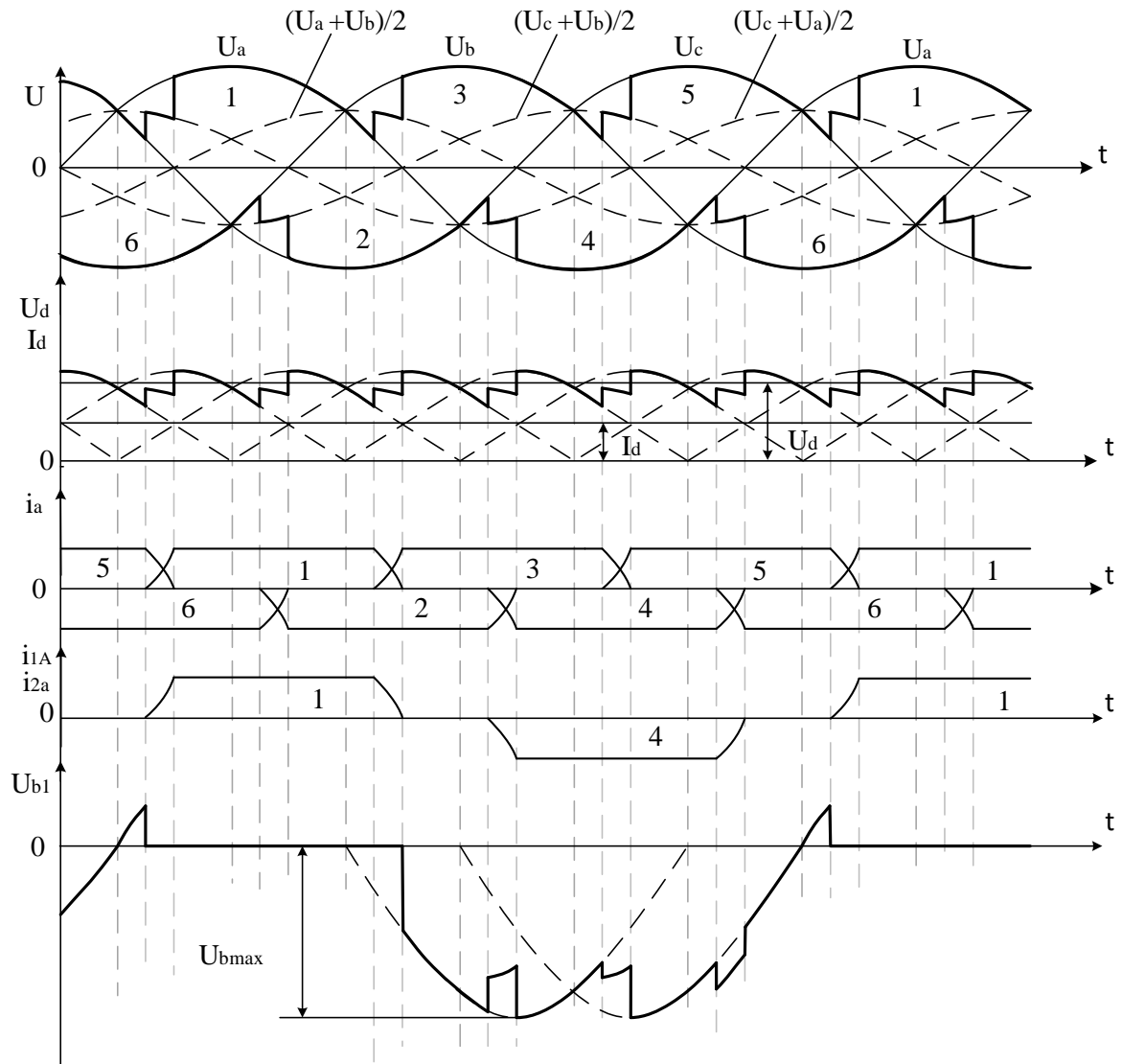


Рис.7

Співвідношення (1,3) є рівнянням зовнішніх характеристик трифазного керованого випрямляча. Як і в однофазних схемах, перші гармоніки кривих первинних і вторинних струмів при комутаційних процесах, мають фазовий зсув (рис. 7), що дорівнює:

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2.$$

Процеси комутації не позначаються на величинах прямої і зворотної напруги на тиристорах. Зворотна напруга на тиристорах дорівнює:

$$U_{b\max} = 1,045U_{d0}.$$

Відмінність струму  $i_1$  від синусоїди свідчить про те, що випрямляч для мережі живлення змінного струму, є генератором деякого спектра вищих гармонійних, які негативно впливають на мережу змінного струму.

Перебіг вищих гармонійних струму по обмотках генераторів, що живлять мережу, викликають в них додаткові втрати потужності і нагрів. Додаткові втрати створюються у передавальній лінії і проміжних трансформаторах.

Падіння напруги від вищих гармонійних на внутрішніх опорах, мережі живлення, викликає спотворення форми кривої напруги живлення, що робить шкідливий вплив на роботу інших споживачів.

Для виключення впливу вищих гармонійних на мережу живлення, застосовують мережеві фільтри.



## Лекція 13.1

### Згладжувальні фільтри на пасивних елементах

1. Загальні відомості про фільтри.
2. Поняття коефіцієнта пульсацій та коефіцієнта згладжування фільтрів.
3. Індуктивні та ємнісні фільтри.
4. Багатошанкові LC фільтри.
5. Резонансні фільтри.

Згладжуючі фільтри застосовуються для згладжування пульсацій випрямленої напруги до рівня, який вимагається за умовами експлуатації пристроїв відповідним випрямлячем.

Оцінка згладжування фільтра проводиться за величиною його коефіцієнта згладжування. Коефіцієнтом згладжування фільтра за основною гармонікою пульсацій, прийнято вважати відношення коефіцієнта пульсацій на вході фільтра  $K_{\text{пвх}}$  до коефіцієнта пульсацій на його виході  $K_{\text{пвих}}$  за першою гармонікою.

$$K_{\text{зг}} = \frac{K_{\text{пвх}(1)}}{K_{\text{пвих}(1)}} \quad (1,1)$$

$$K_{\text{зг}} = \frac{U_{(1)m}^1}{U_d^1} : \frac{U_{1(m)}}{U_d} = \lambda \cdot K_{\text{ф}}, \pi r^2 \quad (1,2)$$

де  $U_{(1)m}^1, U_{1(m)}$  - амплітуди основної гармоніки пульсацій на вході і виході фільтра.

$U_d^1, U_d$  - постійні складові напруг на вході і виході фільтра.

Вираз  $U_d / U_d^1$  називають коефіцієнтом передачі постійної складової напруги з входу фільтра на його вихід, що характеризує втрату напруги у фільтрі, а відношення  $U_{(1)m}^1 / U_{1(m)} = K_{\text{ф}}$  - коефіцієнтом фільтрації, який встановлює у скільки разів зменшується амплітуда пульсацій основної гармоніки на виході фільтра у порівнянні з його амплітудою пульсацій на його вході.

Величина  $\lambda$  для фільтрів випрямлячів великої потужності  $\lambda = 0,99$ ; малої потужності  $\lambda = 0,91 \dots 0,95$ ; для фільтрів без втрат  $\lambda = 1$ .

Нехтуючи втратами у фільтрі, коефіцієнт згладжування прирівнюють до коефіцієнта фільтрації:

$$K_{\text{зг}} = U_{(1)m}^1 / U_{1(m)} = K_{\text{ф}} \cdot \quad (1,3)$$

Коефіцієнт пульсації на навантаженні:

$$K_{\text{п}(1)} = U_{1(m)} / U_d \cdot \quad (1,4)$$

Коефіцієнт пульсації на вході фільтра залежить від обраної схеми випрямляча і визначається з виразу:

$$K'_{п(1)} = \frac{2}{m_n^2 - 1}, \quad (1.5)$$

де  $m_n$  - число основних пульсацій випрямленої напруги за період напруги живлення.

Тоді коефіцієнт фільтрації фільтру через коефіцієнти пульсацій:

$$K_\phi = \frac{K'_{п(1)}}{K_{п(1)}} = \frac{2}{(m_n^2 - 1) * K_{п(1)}}. \quad (1.6)$$

При виборі фільтра, необхідно враховувати умови, при яких працює фільтр, з тим щоб істотно не погіршився режим роботи випрямляча.

Необхідно передбачати малий вихідний опір фільтра:

$$Z_{\text{ВЫХ.Ф}} = \frac{\dot{U}_{(1)m_{\text{ВЫХ}}}}{i_{(1)m_{\text{ВЫХ}}}} = r_{\text{ВЫХ}} + jx_{\text{ВЫХ}(1)} \quad (1.7)$$

Щоб істотно не погіршувався режим роботи випрямляча, необхідно правильно вибрати схему фільтра і параметри його елементів.

Наприклад, у потужних випрямлячах не рекомендується використовувати фільтри з ємнісною вхідною ланкою, так як погіршується форма струму у вентилях і в обмотках трансформатора. І, навпаки, для випрямлячів малої потужності, ємнісні фільтри застосовують.

Згладжуючі фільтри у залежності від того, на яких елементах вони виготовлені, поділяються на:

- фільтри на RLC пасивних елементах;
- електронні фільтри;
- фільтри у мікроелектронному виконанні.

#### **Згладжувальні фільтри на пасивних елементах.**

**Індуктивний фільтр.** Індуктивний фільтр застосовується для випрямлячів середньої і великої потужності, так як дозволяє забезпечити безперервність струму у ланцюзі навантаження і сприятливий режим роботи випрямляча.

Під впливом синусоїдальної ЕРС з амплітудою  $U'_{(1)m}$  на навантаженні (рис.1) виникає напруга з амплітудою

$$U_{(1)n} = \frac{U'_{(1)n}}{\sqrt{r_H^2 + (m_n * w * Ld)^2}} * r_H \quad (1.8)$$

Постійна складова напруги на навантаженні дорівнює середньому значенню напруги на виході випрямляча.

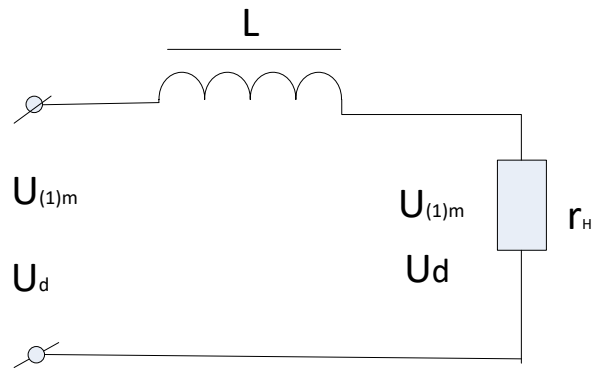


Рисунок 1 – Індуктивний фільтр

Коефіцієнт згладжування фільтра дорівнює коефіцієнту фільтрації:

$$K_{зг} = K_{\phi} = \frac{U'_{(1)m}}{U_{(1)m}} = \frac{\sqrt{r_H^2(m_n * w * L_d)^2}}{r_H}, \quad (1.10)$$

звідки індуктивність фільтра  $L_d = \frac{r_H}{m_n w} \sqrt{K_{зг}^2 - 1}$ .

Враховуючи вираз (1.6) і нехтуя одиницею у виразі (1.10) отримаємо:

$$L_d \approx \frac{r_H}{m_n * w} K_{зг} = \frac{2r_H}{m_n * w * (m_n^2 - 1) * K_{п(1)}}$$

Для випрямляча з двухтактною частотою пульсацій випрямленої напруги ( $m_i = 2$ ):

$$L_d = \frac{r_H}{3wK_{п(1)}}$$

**Ємнісний фільтр.** Для малопотужних споживачів найпростішим фільтром є конденсатор, підключений паралельно навантаженню (рис. 2)

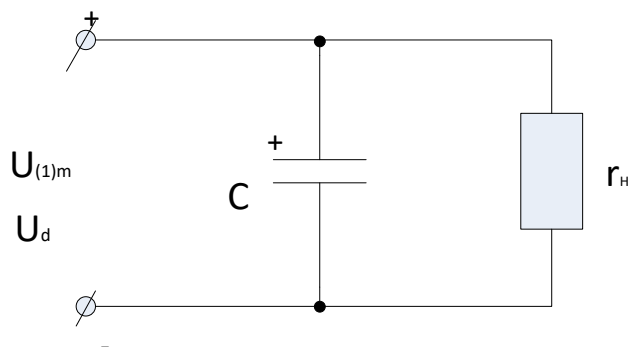


Рисунок 2 – Ємнісний фільтр

Якщо опір навантаження значно більше ємнісного опору конденсатора для основної гармоніки, то можна вважати, що змінна складова струму вентиля дорівнює струму конденсатора, а постійна складова – струму навантаження.

Струм у вентилі однопівперіодного випрямляча визначається за методикою, яка застосовується до розрахунку однофазного мостового випрямляча з ємнісним навантаженням.

$$i_d = \frac{E_{2m}}{r} (\cos v - \cos \theta),$$

де  $r = r_a + r_{up}$  - опори які враховують втрати в обмотках трансформатора і вентилях.

Постійна складова струму у вентилі:

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a dv = \frac{E_{2m}}{\pi \cdot r} (\sin \theta - \theta \cos \theta).$$

Амплітуда основної гармоніки струму у вентилі:

$$I'_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cos v dv = \frac{E_{2m}}{\pi \cdot r} (\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta).$$

Таким чином:

$$\frac{I'_{(1)m}}{I_d} = \frac{\theta - \sin \theta \cdot \cos \theta}{\sin \theta - \theta \cos \theta}$$

Амплітуда змінної складової напруги на конденсаторі (на навантаженні):

$$U_{(1)m} = I'_{(1)m} \cdot \frac{1}{\omega C} \approx \frac{2I_d}{\omega C},$$

де  $I'_{(1)m} \approx 2I_d$ ,  $I_d$  – постійна складова струму вентиля,  $\theta \leq \pi/6$ .

Якщо коефіцієнт пульсації на навантаженні  $K_{п(1)} = \frac{U_{(1)m}}{U_d}$ , то, враховуючи, що  $U_d = I_d \cdot r_H$ , отримаємо вираз, що дозволяє визначити ємність конденсатора для однопівперіодного випрямляча:

$$C = \frac{2}{\omega K_{п(1)} r_H} \quad (1.11)$$

Для двохпівперіодних випрямлячів:

$$I'_{(1)m} = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a \cos 2v dv = \frac{E_2 m_3}{\pi r} \frac{3}{2} \sin^3 \theta;$$

$$I_d = \frac{2Em}{\pi r} (\sin \theta - \theta \cos \theta)$$

звідси

$$\frac{I'_{(1)m}}{I_d} = \frac{\sin^3 \theta}{3(\sin \theta - \theta \cos \theta)}$$

Для більшості режимів  $I'_{(1)m} \approx I_d$ , отже,  $U_{(1)m} = I_d / 2\omega C$ , тому для двохпівперіодних випрямлячів:

$$C = \frac{1}{2\omega r_H K_{\Gamma(1)}} \quad (1.12)$$

Зазвичай  $\omega_{n(1)} L \gg r_H$ , тоді із (1.9)

$$K_{\Gamma} = \frac{\omega_{n(1)} L}{r_H} = \frac{2\pi m_n L}{r_H} \quad (1.13)$$

Згладжуюча здатність фільтра на підставі виразу (1.13) підвищується зі збільшенням числа фаз випрямляча, а також зі збільшенням індуктивності  $L_d$  і зменшення  $r_H$ .

У малопотужних випрямлячах застосування найпростішого індуктивного фільтра менш ефективно, так як  $R_H$  відносно велике. Для отримання необхідного коефіцієнта згладжування, довелося б з метою виконання умови  $\omega_{n(1)} L \gg R_H$ , значно завищувати індуктивність згладжуючого дроселя.

Таку задачу вирішують не збільшенням  $L$ , а зменшенням опору ланцюга навантаження змінному струму, шляхом включення паралельно навантаженню конденсатора фільтра, тобто використанням Г-образного LC- фільтра (рис.3).

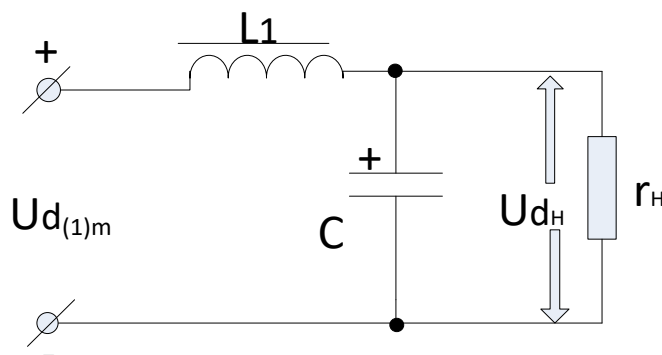


Рисунок 3 – Сгладжуючий LC фільтр

За допомогою конденсатора більш ефективно здійснюється поділ змінної і постійної складових у вхідному ланцюзі випрямляча: затримання дроселем змінної складової напруги  $U_d$  і пропусканням ним постійної складової у навантаження.

Коефіцієнт згладжування  $\Gamma$ -образного LC-фільтра:

$$K_{\Gamma} = \frac{U_{d(1)m}}{U_{dH(1)m}}$$

З урахуванням нерівності  $1/w_{n(1)}C \ll r_H$ ,

$$U_{dH(1)m} = I_{n(1)} \frac{1}{w_{n(1)}C},$$

$$U_{d(1)m} = I_{n(1)} \left( w_{mn(1)}L - \frac{1}{w_{n(1)}C} \right)$$

Звідси 
$$K_{\Gamma} = \frac{w_{n(1)}L - \frac{1}{w_{n(1)}C}}{\frac{1}{w_{n(1)}C}} = w_{n(1)}^2 LC - 1,$$

або через  $f_c$ .  $K_{\Gamma} = (2\pi m f_c)^2 LC - 1$  – для однопівперіодного випрямляча.

Для двохпівперіодного випрямляча  $m = 2$ .

$$K_{\Gamma} = (4\pi f_c)^2 LC - 1,$$

звідси 
$$LC = \frac{K_{\Gamma} + 1}{(4\pi \cdot f_c)^2}, \quad \text{де} \quad L \gg \frac{U'_{(1)m} \cdot r_H}{U_{d_m} \cdot m_n \cdot \omega} = \frac{2}{(m_n^2 - 1)} \cdot \frac{r_H}{m_n \cdot \omega}.$$

При розрахунку LC, враховують його вихідний опір змінному струмі  $Z_{\text{ВЫХ}}$  і постійну часу  $\tau = CR_H$ .

При проектуванні LC- фільтрів, необхідно уникати явища резонансу. Для цього необхідно, щоб власна частота фільтра  $w_{\text{ср}} = 1/\sqrt{LC}$  була менше частоти основної гармоніки пульсацій  $w_{n(1)}$  і не кратна їй. При роботі фільтра, зазвичай є достатнім забезпеченням умов:

$$w_{n(1)}L = (5 \div 10)R_H, \quad \frac{1}{w_{n(1)}C} = (0,1 \div 0,2)R_H.$$

Для отримання кращого згладжування напруги, застосовують багатоланкові  $\Gamma$ - образні LC- фільтри, що складаються з двох, трьох і більше окремих фільтрів (рис. 4).

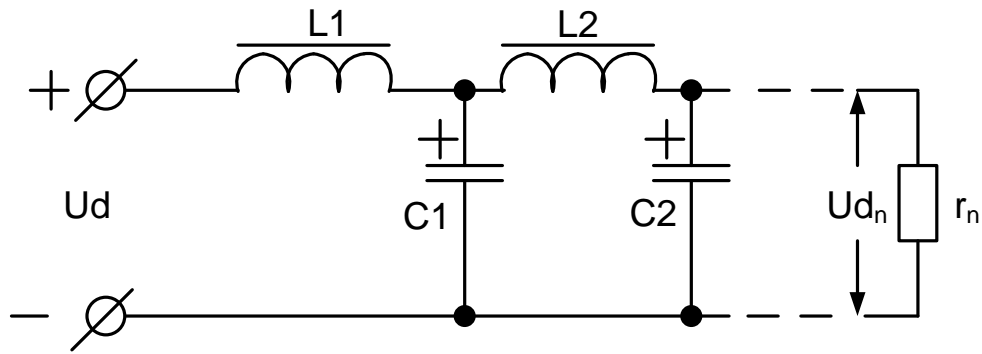


Рисунок 4 – Багатоланковий Г-образний LC – фільтр

Їх застосовують при  $K_{зг} > 100$ . Розрахунок роблять за сумарним коефіцієнтом згладжування з урахуванням коефіцієнта згладжування вхідних ланок  $K_{зг}$ .

$$K_{зг} = K_{зг(1)} * K_{зг(2)} * K_{зг(3)} \dots$$

Приймають елементи фільтра  $C_1 = C_2 = C_3 = C_n$ ,  $L_1 = L_2 = L_3 = L_n$ .

### П-подібний фільтр.

П-подібний фільтр відноситься до багатоланкових фільтрів (послідовне з'єднання LC-фільтрів). Елементи ланок такого фільтра підбирають таким чином, щоб кожна наступна ланка не впливала на роботу попередньої.

Необхідно щоб опір дроселя наступної ланки значно перевищував опір конденсатора попередньої ланки, а опір  $r_H$ , був більше опору шунтуючого конденсатора для основної гармоніки.

В П-образному фільтрі (рис.5), (рис 6) для споживачів малої потужності, першою ланкою є конденсатор, а другим - Г-подібний LC або RC-фільтр.

Коефіцієнт фільтрації П-образних фільтрів

В П-образних фільтрах (рис. 5, 6), для споживачів малої потужності, першою ланкою є конденсатор, а другою - Г-подібний LC або RC-фільтр.

Коефіцієнт фільтрації П-образних фільтрів:

$$K_{\phi} = K_{\phi 1} * K_{\phi 2},$$

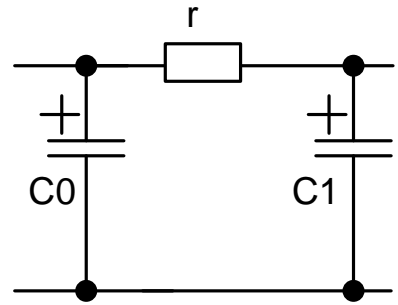
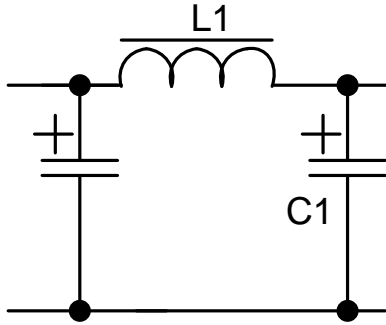


Рисунок 5 - Г- подібний LC- фільтр    Рисунок 6 - Г- подібний RC – фільтр

де  $K_{\phi(1)}$  - коефіцієнт фільтрації ємнісного фільтра;

$K_{\phi(2)}$  - коефіцієнт фільтрації Г- образного фільтра, який пов'язаний з параметрами L і C виразом:

$$LC \approx \frac{10K_{\phi}}{m_n^2}.$$

### Розрахунок П-образного фільтра.

Якщо заданий коефіцієнт пульсації на навантаженні  $K_{n(1)}$  і обрана схема випрямляча  $m_n$ , то розраховуємо коефіцієнт фільтрації усього фільтра. Потім задаємося коефіцієнтом пульсацій на виході першої ланки і обчислюємо ємність  $C_0$ .

При цьому  $K_{n13в}$  рекомендується брати не менше 0,02 і не більше 0,1, так як в протилежному випадку конденсатор  $C_0$  буде сильно спотворювати форму випрямленого струму.

$$C_0 = \frac{1}{2\omega \cdot r_i \cdot K_{n13в}}.$$

Визначивши коефіцієнт фільтрації другої ланки і задавшись ємністю  $C_0 = C_1$ , підраховуємо індуктивність дроселя, щоб виконувалася умова:

$$L > \frac{2}{m_n^2 - 1} \cdot \frac{r_i}{m_n \cdot \omega}.$$

Для випрямлячів, які живлять споживачі малої потужності (струм навантаження кілька міліампер, а опір  $r_H$  кілька тисяч Ом), замість дроселя у Г-образному фільтрі, використовують резистор (рис. 7).



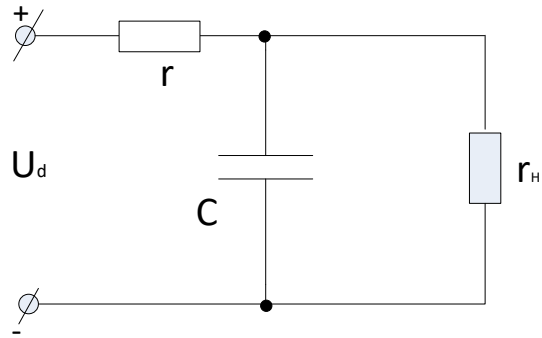


Рисунок 7 – Г – образний RC – фільтр

Коефіцієнт фільтрації такого фільтра

$$K_{\phi} = 1 + j\omega m_n r c, \text{ звідки } r c = \frac{K_{\phi}}{m_n \omega}.$$

$\lambda = \frac{Ud}{U'd} = \frac{r_H}{r_H+r}$  – коефіцієнт передачі постійної напруги з входу на вихід фільтра.

$$K_{сг} = \lambda K_{\phi} = m_n \omega \frac{r^* r_H}{r_H^* r} \text{ – коефіцієнт згладжування.}$$

Величину опору  $r$  вибирають із умови:

$$\frac{U'd}{Ud} = \frac{r_H + r}{r_H} = (1.05 \dots 1.3).$$

З більш складних схем однофазних фільтрів, застосовується схема LC-фільтра з компенсуючою обмоткою (рис. 8).

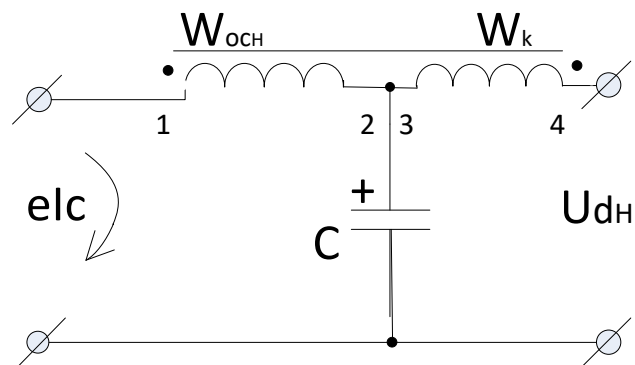


Рисунок 8 – LC - фільтра з компенсуючою обмоткою

Напруга, яка наводиться струмом  $i_c$  на обмотці 3-4, знаходиться у протифазі з напругою на конденсаторі С. Коефіцієнт згладжування для нього:

$$K_{сг} = \frac{K_{сг}}{2 \div 4}$$

Число витків компенсаційної обмотки  $W_k = \frac{W_{осн}}{K_{ст}}$ ,

де  $W_{осн}$  – число витків основної обмотки.

Дросель з  $W_k$  рекомендується застосовувати у другій ланці двухланкового фільтра. Основним недоліком таких дроселів, є вплив величини і характеру навантаження випрямляча на згладжуючі дії фільтра.

**Перенапруги на елементах фільтра.** Перенапруги виникають при включенні випрямлячів і відключенні навантаження. У випрямлячах з ємнісним фільтром при скиданні навантаження, конденсатори заряджаються до амплітудного значення напруги, тобто, до  $U_{cm} = E_2\sqrt{2}$ .

У випрямлячах з індуктивним фільтром при скиданні навантаження напруга на конденсаторах досягає значення

$$U_{cm} = \sqrt{\frac{LI_0^2}{C_1} + U_0^2}.$$

При вмиканні випрямляча, напруга на конденсаторах

$$U_{cm} = U_0 \left( 1 + \frac{\Delta U_{cm}}{U_0} \right).$$

Через це змінна напруга на виході фільтра (обмотки 3-4) буде меншою, ніж на конденсаторі С. В такому фільтрі вдається підвищити коефіцієнт згладжування пульсацій у 3-4 рази.

**Резонансні фільтри.** Резонансні фільтри мають високий коефіцієнт фільтрації гармонік напруги. В них відбувається явище резонансу струмів (рис.9) (**фільтри пробки**) і резонансу напруг (**режекторні фільтри**) (рис.10).

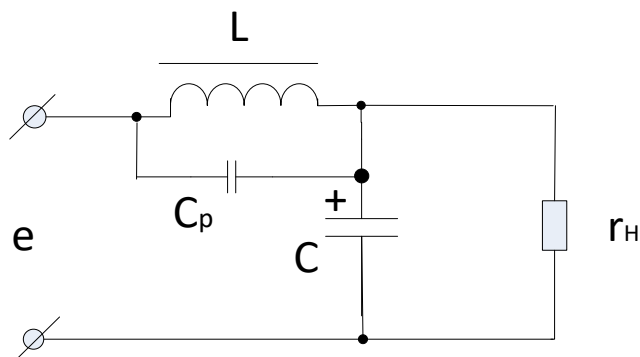


Рисунок 9 – Резонансний фільтр (фільтр - пробка)

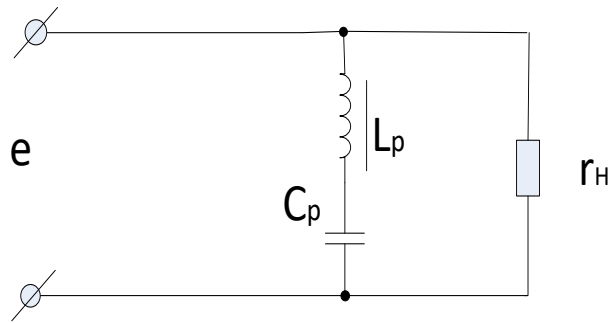


Рисунок 10 – Резонансний фільтр (режекторний фільтр)

Коефіцієнт фільтрації резонансного Г-образного фільтра для будь-якої гармоніки (фільтра-пробки) (рис. 9):

$$K_{\phi} \cong Z_p Y = \frac{q m_n \omega C L}{C_p (r_L + r_C)}$$

Опір резонансного контура:

$$Z_p = \frac{L}{C_p (r_L + r_C)}$$

Застосовуючи ланцюжок фільтрів-пробок, налаштованих кожна у резонанс на певну гармоніку, можна здійснити фільтрації декількох гармонік. Опір резонансного ланцюга  $L_p C_p$  режекторного фільтра (рис.10) при резонансі мінімальний і визначається активним опором гілки  $Z_p = r_L + r_C$ .

Коефіцієнт фільтрації такого фільтра для будь-якої гармоніки:

$$K_{\phi} \cong \frac{Z}{Z_p} = \frac{q m_n \omega L}{r_L + r_C}$$

Для фільтрації ряду гармонійних складових пульсуючого струму, паралельно навантаженню підключають кілька режекторних фільтрів, налаштованих кожен на певну частоту.

Для високої фільтрації гармонік використовують фільтр-пробку і режекторний фільтр спільно.

Недоліками резонансних фільтрів є необхідність індивідуального налаштування кожного фільтра і зниження коефіцієнта фільтрації при зміні частоти зовнішнього джерела живлення.



## Лекція 14.1

### Електронні згладжувальні фільтри

1. Транзисторний фільтр зі зниженням е.р.с. колекторного ланцюга.
2. Транзисторний фільтр з автоматичним зміщенням напруги на базі транзистора.
3. Транзисторний фільтр на базі емітерного повторювача.
4. Фільтри з підвищеним коефіцієнтом згладжування.
5. Фільтри у мікроелектронному виконанні.
6. Мережеві фільтри.

Недоліки RLC - фільтрів:

- велика маса і габарити;
- шкідливий вплив на радіоелектронну апаратуру надають магнітні поля розсіювання дроселя з повітряним зазором.

Напівпровідникові фільтри не містять згладжувальних дроселів. Колекторна характеристика транзистора подібна кривій намагнічування феромагнітного сердечника дроселя. Тому транзистор може виконувати роль дроселя фільтра.

Схеми транзисторних фільтрів розрізняють у залежності від способу підключення навантаження. Це схеми зі споживачем, включеним послідовно у ланцюг колектора, емітера або паралельно транзистору.

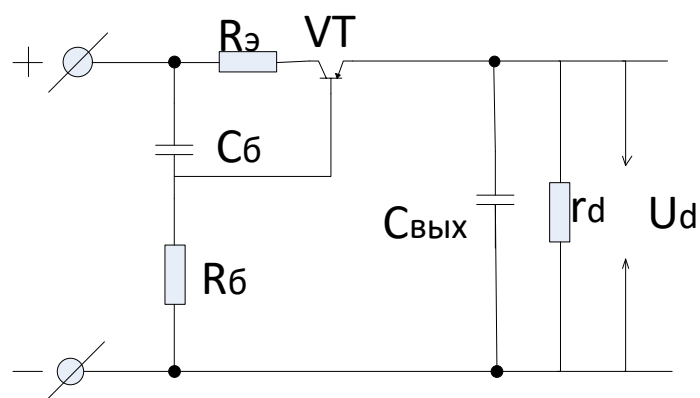


Рисунок 1 - Транзисторний фільтр зі зниженням е.р.с. колекторного ланцюга

Включення в схему (рис.11) резистора  $R_e$  дозволяє значно знизити е.р.с.  $\alpha r_k I_3$  у колекторному ланцюзі, а включення елементів послаблює змінну складову пульсацій на вході транзистора.

- коефіцієнт передачі напруги

$$\lambda \cong \frac{\alpha_0 r_d}{R_3 + (1 - \alpha_0) r_6},$$

де  $\alpha_0$  – статичний коефіцієнт підсилення у схемі із загальною базою.

$$K_{cz} = \lambda \cdot K_\phi \cong r_k \cdot m_n \cdot \omega \cdot C_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{r_d}{R_6} \cdot \frac{\alpha_0}{1 - \alpha_0}.$$

$$C_\phi = \frac{8 \left( 1 + \frac{\alpha \cdot r_k}{R_6} \right)}{m_n \cdot \omega (1 - \alpha_0) \cdot R_6}, \text{ де}$$

$\alpha$  – динамічний коефіцієнт підсилення;  $R_6 = \frac{\alpha_0 (U_{d_k} + U_d)}{(1 - \alpha_0) I_{d_k}}$ , де

$$U_{d_k} \cong 3U_{d_{k \min}} + K_{n(1)} \cdot U_d, \quad R_{\text{ЭОПТ}} = 0,25(1 - \alpha_0) R_6.$$

На рис. 2 представлена схема фільтра з автоматичним зміщенням напруги у базі транзистора.

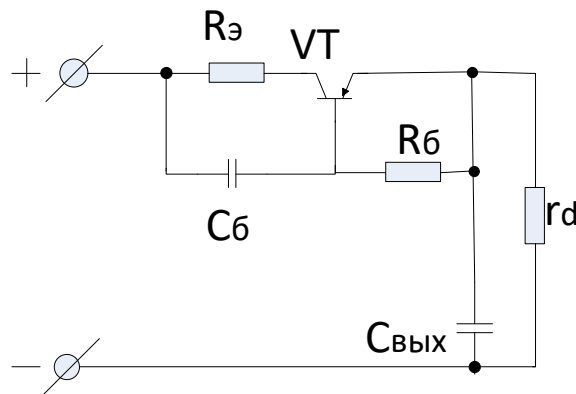


Рисунок 2 - Фільтр з автоматичним зміщенням напруги у базі транзистора

Схема (рис. 2) стійко працює при зміні температури навколишнього середовища у широкому діапазоні. Вона мало чутлива до зміни навантаження і не потребує індивідуального налаштування при заміні транзистора. Але максимальний  $K_{cz}$  її у два рази менше, ніж у схемі з фіксованим зсувом.

Фільтри із споживачем у колекторному ланцюзі, застосовують при малих навантаженнях, коли

$$r_d \gg \frac{1}{m_n \cdot \omega \cdot C_{\text{ВЫХ}}}.$$

тобто коли опір навантаження значно більший вихідного опору фільтра.

Для зменшення вхідного опору, транзисторний фільтр доцільно побудувати на основі емітерного повторювача з включенням споживача в емітерний ланцюг (рис. 3).

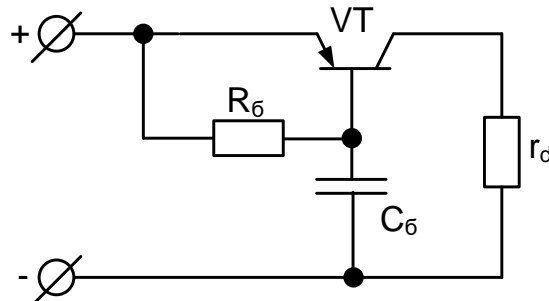


Рисунок 3 - Включення споживача у емітерний ланцюг

В результаті вихідний опір фільтра стає мінімальним, коефіцієнт посилення за напругою дорівнює одиниці. У схемі має місце автоматичний зсув постійної складової напруги на базу транзистора. Тому фільтр стійко працює при зміні температури навколишнього середовища.

$$K_{\phi} \cong \frac{r_k \cdot R_6}{(R_6 + r_k) X_{c6}}$$

$$K_{ce} \cong \frac{r_k \cdot R_6}{X_{c6} (R_6 + r_k)} \cdot \frac{r_d}{r_d + R_6 (1 - \alpha_0)} \quad R_6 = \frac{U_{dK}}{I_{d3} (1 - \alpha_0)}$$

Коефіцієнт згладжування цього фільтра нижче, ніж фільтра з навантаженням у колекторному ланцюзі.  $K_{32}$  можна збільшити, якщо у схему послідовно з резистором ввести дросель L (рис. 4), або застосувати двухфазний фільтруючий ланцюжок на вході (рис. 5), або складовий транзистор (рис. 6), або ж збільшити число ланок (рис. 7).

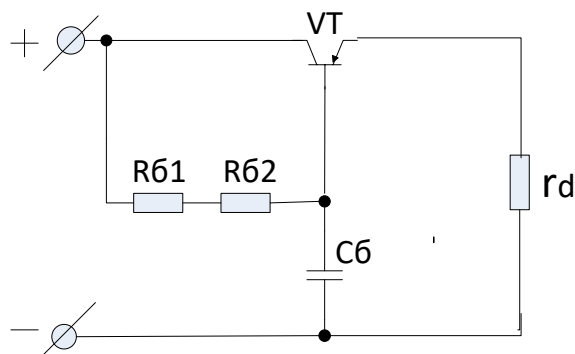


Рисунок 4 –

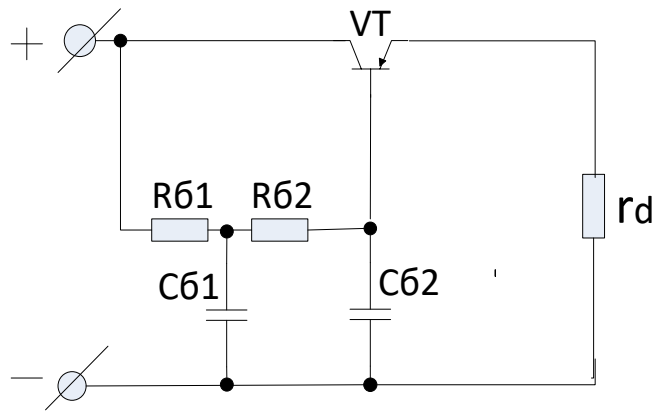


Рисунок 5 –

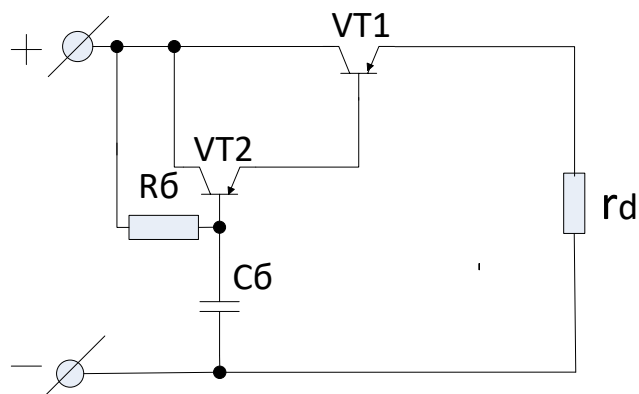


Рисунок 6 –

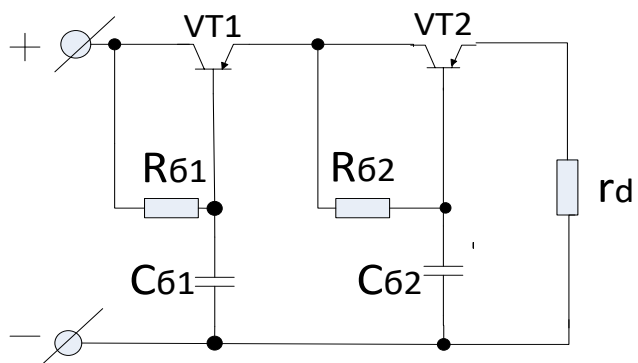


Рисунок 7 –

**Згладжувальні фільтри в мікроелектронному виконанні** мають високі якісні показники - значний коефіцієнт фільтрації, низький вихідний опір, хороші динамічні характеристики.

Схема активного фільтра, що згладжує (АСФ) у гібридно-інтегральному виконанні з регулюючим елементом підвищеної потужності, виготовляється у вигляді складеного транзистора.



**Мережеві фільтри.** Вищі гармонійні струми в обмотках генератора живлять мережу, викликають в них додаткові втрати потужності і нагрів. Падіння напруги від вищих гармонійних на внутрішніх опорах мережі живлення (індуктивностях) викликає спотворення форми кривої напруги живлення, що шкідливо впливає на роботу інших споживачів.

Спотворення форми кривої напруги особливо відчутні, коли випрямляч живиться від мережі, потужність якої порівнянна з потужністю, споживаною випрямлячем. Розкладання в ряд Фур'є кривої первинного струму, однофазних випрямлячів дає:

$$i_1(t) = \frac{4Id}{\pi \cdot n} \left( \sin t + \frac{1}{3} \sin 3t + \frac{1}{5} \sin 5t + \dots + \frac{1}{\nu} \sin \nu t \right).$$

В струмі  $i_1$  крім основної гармоніки, присутні також 3-я, 5-а, 7-а гармоніки і т.д. Процентний склад гармонійних, у кривій струму, по відношенні до амплітуди основної гармоніки, прийнятої за 100% наступний: 3-тя гармоніка - 33%; 5-я - 20%; 7-я - 14,3%; 9-я - 11,1%; 11-я - 9,1%; і т.д.

Крива визначається рядом Фур'є виду:

- для однофазних випрямлячів:

$$i_1(t) = \frac{4Id}{\pi \cdot n} \left( \cos \frac{\theta}{2} \cdot \sin t + \frac{1}{3} \cos 3 \frac{\theta}{2} \cdot \sin 3t + \frac{1}{5} \cos 5 \frac{\theta}{2} \cdot \sin 5t + \dots \right). \quad \text{де } \theta = \alpha.$$

- для трифазного мостового  $\theta = \frac{\pi}{3}$ :

$$i_1(t) = \frac{2\sqrt{3} \cdot Id}{\pi \cdot n} \left( \sin t - \frac{1}{3} \sin 5t - \frac{1}{7} \sin 7t + \frac{1}{11} \sin 11t + \dots \right).$$

У цьому виразі в кривій струму  $i_1$  відсутня 3-тя гармоніка і гармоніки, кратні їй. Завдяки цьому спрощується задача фільтрації гармонійних в кривій струму мережі.

Склад гармонійних: 5-я - 20%; 7-я - 14,3%; 11-я - 9,1% і т.д.

Для виключення впливу вищих гармонійних на мережу живлення, застосовують **мережеві фільтри**. Вони складаються з послідовно з'єднаних конденсаторів і індуктивностей котушок, налаштованих у резонанс на частоту відповідної гармонійної струму. Їх підключають паралельно шинам мережі живлення поблизу випрямлюючого пристрою. Такий ланцюг має малий опір і надає для гармонійної шунтуючу дію, не пропускаючи її у мережу живлення.

## Транзисторні згладжуючі фільтри

В даний час в радіоелектронній апаратурі широко застосовують транзистори і мікросхеми, що відкривають великі можливості для її мініатюризації. Проте комплексна мініатюризація неможлива без суттєвого зниження габаритів і маси вторинних джерел живлення і, зокрема, згладжуючих фільтрів.

Зменшити масогабаритні показники згладжують фільтрів можна, використовуючи замість громіздких фільтруючих дроселів і конденсаторів транзисторні фільтри. Переваги транзисторних згладжуючих фільтрів в порівнянні з їх LC-прототипами проявляються особливо при роботі в умовах низької температури навколишнього середовища, коли ємність фільтруючих конденсаторів зменшується, а також при частоті живильної мережі 50 Гц. Проте, маючи вигоду перед LC-фільтрами за вказаними показниками (в 2 ... 9 разів), транзисторні згладжуючі фільтри поступаються їм в коефіцієнті корисної дії (ККД). Якщо на дроселі індуктивно-ємнісного фільтра падає напруга 1 ... 2 В, то в транзисторних фільтрі на регулюючому транзисторі – до 3 ... 5 В.

Розглянемо кілька відомих варіантів транзисторних згладжуючих фільтрів.

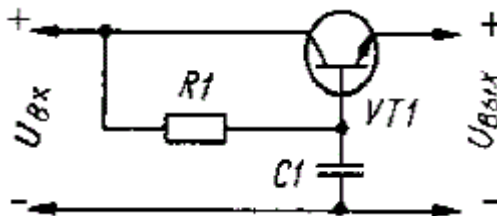


Рис.1

На **рис. 1** представлена схема найбільш простого транзисторного фільтра. Принцип його роботи полягає в наступному. На колектор транзистора VT1 надходить напруга з великою амплітудою пульсації, а ланцюг бази харчується через інтегруючу ланцюг R1C1, яка згладжує пульсації напруги на базі. Опір резистора R1 вибирають з умови достатності струму бази для забезпечення заданого струму в навантаженні. Чим більше стала часу  $T = R1C1$ , тим менше пульсації напруги на базі. Оскільки пристрій являє собою емітерний повторювач, то на виході фільтра пульсації будуть настільки ж малими, як і на базі. Ємність конденсатора C1 може бути в кілька разів менше, ніж у конденсатора в LC-фільтрі, так як базовий струм набагато менше вихідного струму фільтра (колекторного струму транзистора) – Приблизно в  $h_{21e}$  разів.

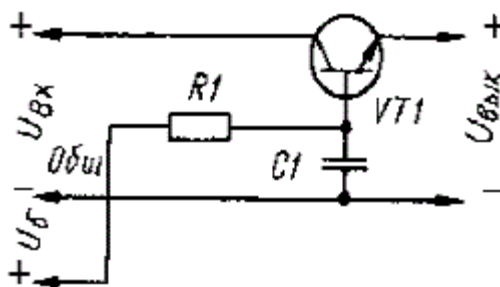


Рис. 2

**Перевага цього фільтра – у простоті. До недоліків слід віднести, по-перше, суперечливі вимоги до значення опору резистора R1 (для зменшення пульсації на виході фільтра слід збільшувати опір, а для підвищення ККД фільтра-зменшувати), по-друге, сильна залежність параметрів фільтра від температури, часу, значення струму навантаження, статичного коефіцієнта передачі струму бази транзистора. У таких фільтрах зазвичай резистор R1 підбирають дослідним шляхом.**

**На рис. 2** представлена схема фільтра, у якого **пульсації вихідної напруги менше**, тому що він дозволяє збільшити опір резистора R1. Така можливість обумовлена тим, що ланцюг бази тут живиться від окремого джерела живлення з напругою  $U_b$ , більшим, ніж у основного джерела ( $U_{вх}$ ). Потужність, що виділяється на резисторі R1, незначна, оскільки струм бази малий. Однак, поряд з позитивним ефектом зменшення пульсації, цьому фільтру притаманні ті ж недоліки, що і виконаному за схемою на рис.1. Крім того, в цьому фільтрі транзистор може увійти в режим насичення і тоді пульсації із входу будуть без якого б то не було обмеження передані на вихід фільтра. Насичення транзистора настане тоді, коли з яких-небудь причин напруга на базі перевищить напругу на колекторі.

**На рис. 3** представлена схема фільтра, що дозволяє уникнути залежності вихідних параметрів від **температури**, часу, навантаження і коефіцієнта  $h_{21e}$  транзистора. Струм через ділник R1R2 вибирають у 5 ... 10 разів більшим, ніж струм, відгалужується в базу. Тому вихідна напруга фільтра буде визначатися розподілом вхідної напруги на ділнику.

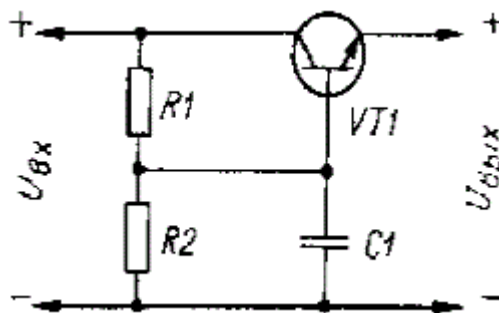


Рис. 3

**Недоліки фільтра:** менший ККД у порівнянні з зібраними за схемами на мал.1 і 2, необхідність збільшення ємності конденсатора C1 для отримання того ж рівня пульсації на виході, що і у попередніх фільтрів. Для поліпшення його фільтруючих властивостей застосовують N-ланкою RC-фільтри в ланцюзі бази транзистора.

**На рис. 4** показана схема пристрою з двухланковим RC-фільтром. Тут сума значень опору резисторів R1 і R2 дорівнює опору резистора R1 в попередньому пристрої, а опір резистора R3 одно опору резистора R2 у фільтрі по рис. 3.

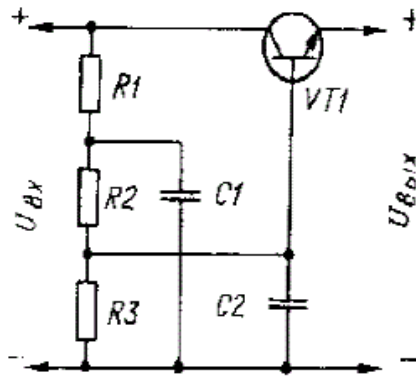


Рис. 4

**Недолік** цього пристрою – порівняно невисокий ККД. З розглянутих фільтрів **практичне застосування отримали пристрої, за схемами на рис.3 і 4.** З урахуванням цікавих якостей, закладених у фільтрі за схемою на рис.2, була проведена робота з удосконалення цього пристрою. Її результатом стали два варіанти фільтра, по ККД та рівню пульсації близького до LC-фільтрам, а по масогабаритні показники значно перевершує їх.

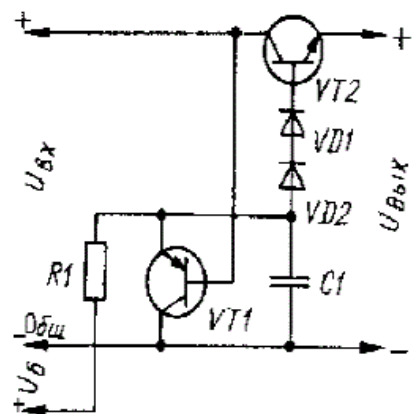


Рис. 5

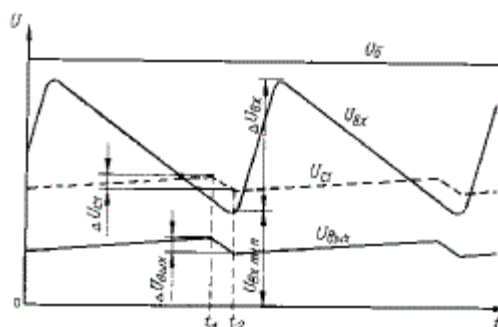


Рис. 6

Схема одного з цих фільтрів показана на рис.5, а на рис.6 – кілька спрощені графіки, що ілюструють його роботу. На колектор транзистора VT2 надходить від випрямляча постійна напруга  $U_{вх}$  з великою амплітудою пульсації. На резистор R1 поступає напруга  $U_{б}$  з додаткового джерела (на рис.6 воно показано що не містить пульсації для полегшення розуміння роботи фільтра; реально воно може мати пульсації). Завжди слід вибирати  $U_{б} > U_{вх}$ , що дозволить збільшити опір резистора R1, а виходить, зменшити ємність конденсатора C1.

Конденсатор  $C1$  буде заряджатися від джерела  $U_b$  через резистор  $R1$ . Поки напруга на конденсаторі менше вхідного (тобто напруги на базі транзистора  $VT1$ ), транзистор закритий. Як тільки напруга на конденсаторі перевищить вхідний на величину  $U_{eбVT1}$  транзистор  $VT1$  відкриється і конденсатор  $C1$  почне розряджатися (момент  $t1$  на рис.6). Розрядка продовжується до тих пір, поки вхідна напруга не почне збільшуватися. У момент  $t2$  транзистор  $VT1$  закриється і конденсатор  $C1$  знову почне заряджатися. Далі цей процес буде періодично повторюватися.

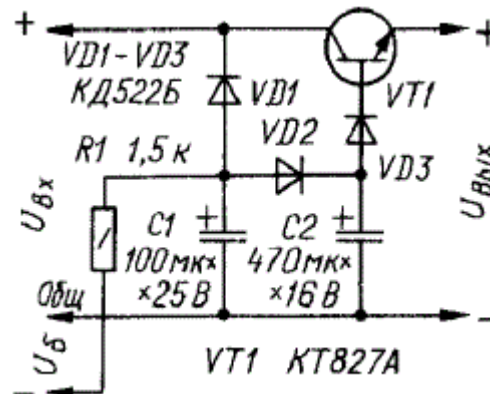


Рис. 7

Розмах пульсації на конденсаторі визначається постійною часу  $T = R1C1$ . Номінал резистора вибирають, виходячи з тих же міркувань, що і в розглянутих раніше фільтрах за схемою на рис.1 і 2. Необхідну ємність конденсатора розраховують з умови, що постійна часу  $T$  більше в 10 ... 20 разів періоду коливаний вхідної напруги  $U_{вх}$ . Взагалі ж, чим більше ємність конденсатора, тим менше розмах пульсації. Напруга з конденсатора  $C1$  надходить на базу транзистора  $VT2$  через діоди  $VD1$ ,  $VD2$ . Так як транзистор  $VT2$  включений за схемою емітерний повторювача, то вихідна напруга фільтра за формою буде повторювати напруга на конденсаторі  $C1$ , тобто пульсації на виході фільтра будуть набагато менше вхідних.

Вихідна напруга жорстко пов'язано з мінімальним значенням вхідної напруги і не залежить від температури, часу, опору навантаження і статичного коефіцієнта передачі струму основного транзистора фільтра. Мінімальна напруга між колектором і емітером транзистора  $VT2$  визначається числом діодів, включених між конденсатором і базою цього транзистора і службовців для зміщення рівня постійної складової вихідної напруги.

На рис.7 зображена схема другого варіанту фільтра. Умови працездатності для нього ті ж, що і для першого (див. рис.5). Зарядка конденсатора  $C1$  продовжується до тих пір, поки напруга на ньому не перевищить вхідний на величину  $U_{прVD1}$  (момент  $t1$  на рис.8). З цього моменту конденсатор  $C1$  розряджається через діод  $VD1$  що відкрився, транзистор  $VT1$  і навантаження, а також через джерело напруги  $U_{вх}$ . Розрядка буде продовжуватися до тих пір, коли вхідна напруга  $U_{вх}$  почне знову зростати (момент  $t2$ ). Цей процес буде повторюватися періодично.

Діоди  $VD2$ ,  $VD3$  служать для зміщення рівня постійної складової, як і в попередньому фільтрі. Крім цього, діод  $VD2$  виконує функцію ключа в піковому

детекторі VD2C2. Тому що струм бази досить малий і конденсатор C2 розряджається тільки через ланцюг бази, то пульсації на ньому будуть менше, ніж на конденсаторі C1. Отже, на виході фільтра пульсації будуть незначні.

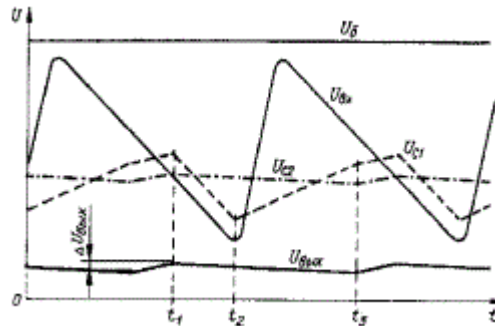


Рис. 8

Наявність конденсатора C2 і діода VD2 змінює характер кривої зарядки конденсатора C1 (рис.8). Поки напруга на конденсаторі C1 менше, ніж на C2, і діод VD2 закрито, нахил кривої  $U_{c1}$  визначається постійної часу зарядки  $T1 = R1C1$ . Коли ж напруга  $U_{c1}$  перевищить напругу  $U_{c2}$  настільки, що відкриється діод VD2 (момент  $t3$ ), то конденсатори виявляться включеними паралельно. Швидкість їх зарядки зменшиться і буде визначатися постійної часу зарядки  $T2 = R1 (C1 + C2)$ . Після того, як напруга на конденсаторі C1 досягне свого максимального значення і почне зменшуватися, діод VD2 закривається і конденсатор C2 повільно розряджається через ланцюг бази транзистора VT1. Параметри цього фільтра так само, як і попереднього (див. рис.5), практично не залежать від дестабілізуючих факторів.

Згладжує фільтр, зібраний по схемі на рис.7, при мінімальному значенні вхідної напруги  $U_{вх \min} = 14 \text{ В}$  з розмахом пульсації  $dU_{вх} = 2,5 \text{ В}$  і  $U_{б} = 18 \text{ В}$  забезпечують

## Лекція 15.1

### Параметричні стабілізатори напруги

1. Стабілізатори напруги, загальні відомості.
2. Призначення, принцип роботи та розрахунок стабілізатора.
3. Мостова схема параметричного стабілізатора.
4. Коефіцієнт стабілізації.
5. Засоби розширення напруги параметричного стабілізатора.

У зв'язку із залежністю напруги  $U_d$  від струму навантаження, зумовленої нахилом зовнішньої характеристики випрямляча, а також від змін напруги  $U_1$  мережі живлення, між випрямлячем і навантаженням включають стабілізатор напруги (СН) (рис.1).

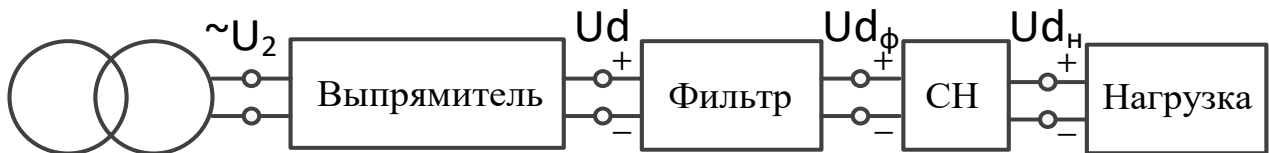


Рисунок 1 – Схема вмикання стабілізатора у ланцюг навантаження

Пристрої, що автоматично підтримують незмінними напругу або струм на стороні споживача електричної енергії з необхідною точністю при зміні дестабілізуючих факторів, називають стабілізаторами напруги або струму.

Стабілізатори ділять на дві групи - параметричні та компенсаційні. Для першої групи стабілізаторів використовується сталість напруги деяких видів приладів при струму, який протікає через нього. З напівпровідникових приладів такою властивістю володіє стабілітрон.

У компенсаційних стабілізаторах завдання стабілізації напруги вирішують за компенсаційним принципом, який заснований на автоматичному регулюванні напруги, що підводиться до навантаження.

### 2. Призначення, принцип роботи та розрахунок стабілізатора

Схема параметричного стабілізатора (рис. 2) складається з баластного резистора  $R_b$  і стабілітрона  $VD$ , який ввімкнений паралельно навантаженню  $R_n$ .

При зміні напруги  $U_d$  під дією коливання напруги мережі живлення, або зміні опору навантаження  $R_n$ , напруга на навантаженні змінюється відповідно зворотній напрузі стабілітрона  $U_{ст}$  при зміні струму, який протікає через нього (рис. 3). Ділянка 1-2 є робочою ділянкою вольт-амперної характеристики стабілітрона.

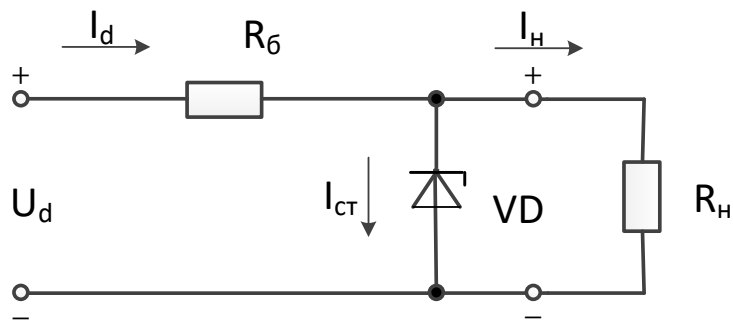


Рисунок 2 – Схема параметричного стабілізатора

Головним параметром приладу є напруга стабілізації, яка дорівнює напрузі лавинного пробію стабілітрона  $U_{пр}$ . Шкала напруг у промислових типів стабілітронів, лежить у межах 3-180 В.

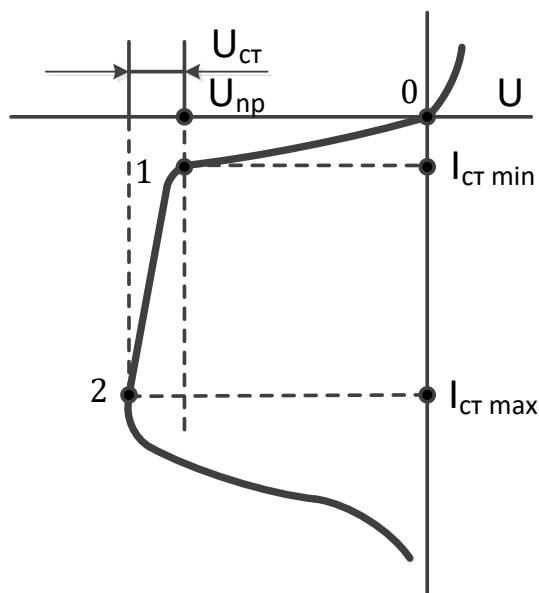


Рисунок 3 – Вольт-амперна характеристика стабілітрона

Точка 1 відповідає мінімальному струму стабілітрона, при якому настає лавинний пробій.

Точка 2 відповідає максимальному струму стабілітрона, в якій ще не настає тепловий пробій р-п-переходу.

Залежно від типу стабілітрона, максимальний струм становить від 2 мА до 1,5 А. Параметром, що характеризує нахил робочої ділянки характеристики, є динамічний опір стабілітрона  $r_g = \Delta U_{cm} / \Delta I_{cm}$ . Величина  $r_d$  для низьковольтних стабілітронів становить 18- 300 Ом.

Показником залежності напруги від температури, служить температурний коефіцієнт нестабільності напруги (ТКН). При зміні температури навколишнього середовища на  $1^\circ\text{C}$  ТКН для кремнієвих стабілітронів, становить  $0,0005$   $0,2\% / 1^\circ\text{C}$ .



## Основні співвідношення для розрахунку параметрів стабілізатора.

При розрахунку стабілізатора вибирають тип стабілітрона на напругу навантаження  $U_{cm} = U_n$  і баластний резистор  $R_b$ , який забезпечують умови його роботи, при яких струм стабілітрона  $I_{cm}$  не перевищує межі робочої ділянки  $I_{cm\min} \leq I_{cm} \leq I_{cm\max}$  (рис. 2).

Скориставшись першим і другим законами Кірхгофа, наведемо основні співвідношення для струмів і напруг:

$$I_d = I_n + I_{cm}, \quad (1.1)$$

$$U_d = U_{R_b} + U_n, \quad (1.2)$$

$$\text{де } U_{R_b} = (I_n + I_{cm}) \cdot R_b.$$

На підставі співвідношень (1.1) і (1.2) для струму стабілітрона, можна записати:

$$I_{cm} = \frac{U_d - U_n}{R_b} - \frac{U_n}{R_n}. \quad (1.3)$$

При зміні струму навантаження  $I_d$  і напруги  $U_d$  струм  $I_{cm}$  буде змінюватися від  $I_{cm\min}$  до  $I_{cm\max}$ . Мінімуму значенню струму  $I_{cm\min}$  відповідно до виразу (1.3), будуть відповідати мінімальні значення  $U_{d\min}$  і  $R_{n\min}$ , а максимальному значенню струму  $I_{cm\max}$  - максимальні значення  $U_{d\max}$  і  $R_{n\max}$ .

Розрахунок стабілізатора зводиться до вибору величини опору  $R_b$ , при якому через стабілітрон протікав би струм  $I_{cm\min}$ .

$$R_b = \frac{U_{d\min} - U_n}{I_{cm\min} + \frac{U_n}{R_{n\min}}} \quad (1.4)$$

Струм  $I_{cm\max}$ , який протікає через стабілітрон, не повинен перевищувати максимально допустимого струму через стабілітрон.

$$I_{cm\max} = \frac{U_{d\max} - U_n}{R_b} - \frac{U_n}{R_{n\max}}.$$

Максимальні потужності, що розсіюються на стабілітроні і резисторі, розраховуємо за формулами:

$$P_{cm \max} = U_{cm} \cdot I_{cm \max}, \quad (1.5)$$

$$P_{R\delta \max} = \frac{(U_{d \max} - U_{cm})^2}{R_{\delta}}. \quad (1.6)$$

Зміна напруги на навантаженні характеризується зміною напруги на стабілітроні при зміні струму  $I_{cm}$ , тобто визначається його динамічним опором  $r_d$ .

Показником якості стабілізації напруги, служить коефіцієнт стабілізації  $K_{cm}$  який показує, у скільки разів відносно збільшення напруги на виході стабілізатора менше, викликавши його відносним збільшенням напруги на вході.

$$K_{cm} = \frac{\Delta U_d}{U_d} \cdot \frac{\Delta U_n}{U_n}, \quad (1.7)$$

де

$$\Delta U_n = \frac{\Delta U_d (r_g \parallel R_n)}{R_{\delta} + r_g \parallel R_n}. \quad (1.8)$$

З урахуванням того, що  $R_n \parallel r_d$  і  $R_{\delta} \parallel r_d$ , співвідношення (1.8), можна записати у вигляді

$$\Delta U_n = \frac{\Delta U_d \cdot r_g}{R_{\delta}} \quad (1.9)$$

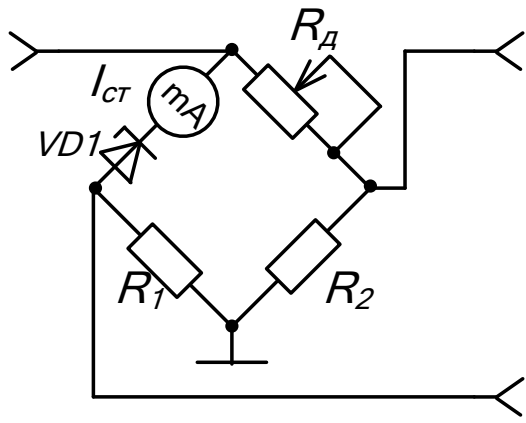
Підставивши (1.9) в (1.7), отримаємо вираз для  $K_{cm}$  параметричного стабілізатора напруги.

$$K_{cm} = \frac{U_n \cdot R_{\delta}}{U_d \cdot r_g}$$

$K_{cm}$  не перевищує  $20 \div 50$ . Іншим параметром стабілізатора є його вихідний опір  $R_{вих}$ .

$$R_{вих} = r_d \parallel R_{\delta} \approx r_d$$

**Мостовий параметричний стабілізатор.**



## Лекція 16.1

### Компенсаційні стабілізатори напруги

1. Загальні відомості.
2. Паралельний компенсаційний стабілізатор напруги.
3. Послідовний компенсаційний стабілізатор напруги.
4. Порівняльні характеристики стабілізаторів.
5. Коефіцієнт корисної дії та коефіцієнт стабілізації стабілізаторів.

Їх принцип роботи заснований на тому, що зміна напруги на навантаженні (при зміні  $U_{вх}$  або  $I_H$ ), передається на спеціальний регулюючий елемент (РЕ), що перешкоджає зміні напруги  $U_H$ .

Регулюючий елемент (транзистор) може бути включений або паралельно навантаженню, або послідовно з ним.

Залежно від цього, розрізняють два типи компенсаційних стабілізаторів напруги: **паралельні** (рис. 1) і **послідовні** (рис. 2).

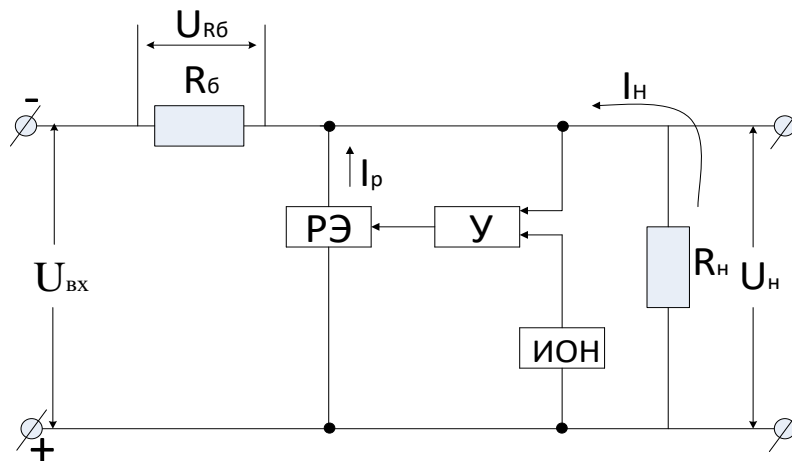


Рисунок 1 – Паралельний компенсаційний стабілізатор напруги

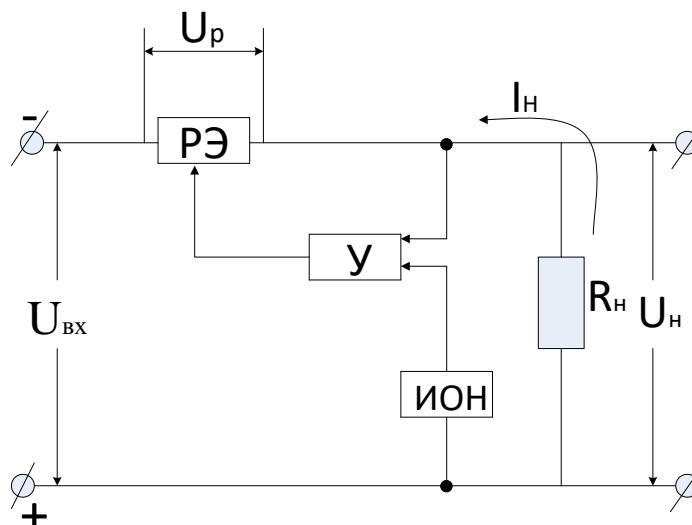


Рисунок 2 – Послідовний компенсаційний стабілізатор напруги

На РЕ в обох типах стабілізаторів, впливає керуюча схема, яка складається з підсилювача постійного струму  $У$  і джерела опорної напруги ДОН. За допомогою ДОН, відбувається порівняння напруги на навантаженні з опорною напругою. Функція підсилювача зводиться до посилення різниці порівнюваних напруг і подачі посиленого сигналу на регулюючий елемент.

У схемі (рис. 1) стабілізація напруги на навантаженні досягається зміною напруги на баластному резисторі  $R_6$  шляхом зміни струму регулюючого елемента. Зміна струму навантаження від нуля до  $I_{н\max}$  супроводжуватиметься відповідною зміною струму регулюючого елемента від  $I_{н\max}$  до нуля.

У схемі (рис. 2) РЕ включений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги навантаження здійснюється шляхом зміни напруги на РЕ. Струм РЕ дорівнює струму навантаження.

Принцип дії компенсаційних стабілізаторів постійної напруги заснований на зміні опору регулюючого елемента. Наявність РЕ обумовлює втрати енергії в стабілізаторі. Потужність яка втрачається у схемі (рис. 1), складається з втрат у резисторі і РЕ та становить:

$$\begin{aligned}(U_{\text{вх}} - U_{\text{н}})(I_{\text{н}} + I_{\text{р}}) + U_{\text{н}}I_{\text{р}} &= P \\ (U_{\text{вх}} - U_{\text{н}})I_{\text{н}} + U_{\text{вх}}I_{\text{р}} &= P.\end{aligned}$$

У схемі (рис. 2), потужність втрачається у регулюючому елементі. Вона дорівнює:

$$P = (U_{\text{вх}} - U_{\text{н}})I_{\text{н}},$$

Тобто менше, ніж в попередній схемі, на величину  $U_{\text{вх}}I_{\text{р}}$ .

Коефіцієнт корисної дії (к.к.д.) послідовних стабілізаторів, більш високий, ніж паралельних. Тому послідовні стабілізатори знайшли найбільше застосування на практиці.

З переваг паралельних стабілізаторів, слід вказати їх не критичність до перевантажень за струмом  $I_{\text{н}}$ , зокрема коротких замикань вихідного ланцюга. Послідовні стабілізатори вимагають пристроїв захисту РЕ при перевантаженнях за струмом.

У принциповій схемі послідовного компенсаційного стабілізатора (рис.3) транзистор VT1 служить регулюючим елементом, а підсилювач постійного струму виконаний на транзисторі VT2. Джерелом опорної напруги є стабілітрон VD. Резистор R (пунктиром) використовують для виведення стабілітрона на робочу ділянку характеристики, якщо струм  $I_{\text{э2}}$  транзистора VT2 малий. Резистори R1 і R2 - дільник вихідної напруги.

Напруга  $U_{бэ2}$  між базою та емітером транзистора VT2:

$$U_{бэ2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_H - U_{оп}.$$

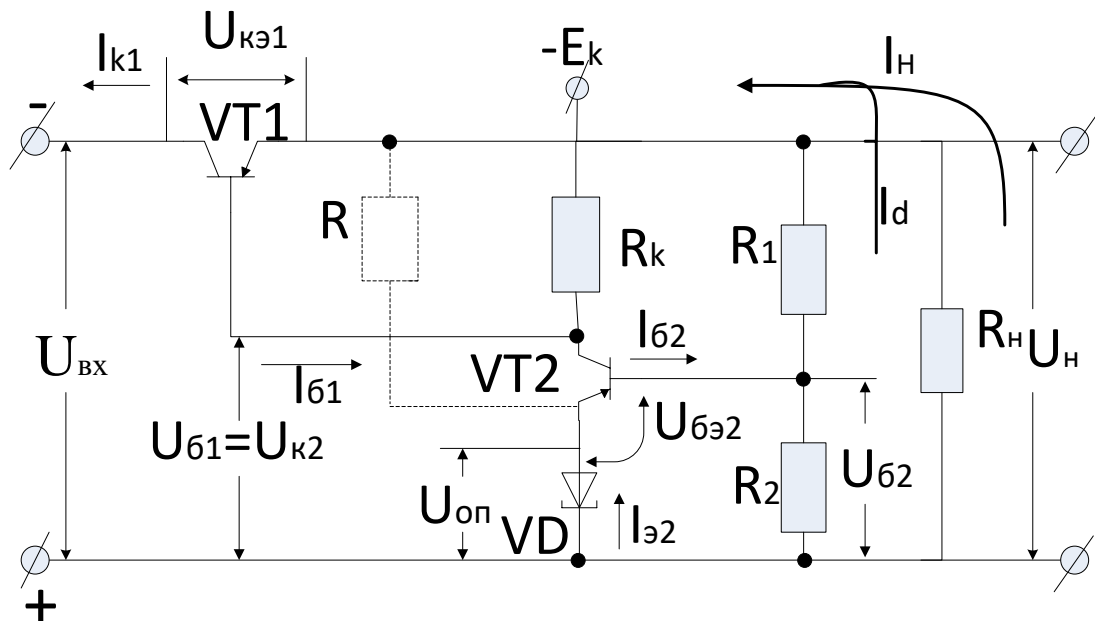


Рисунок 3 – Принципова схема послідовного компенсаційного стабілізатора

Силова ланцюг стабілізатора, що включає джерело живлення, транзистор VT1 і навантаження, являє собою підсилювальний каскад на транзисторі VT1 із загальним колектором.

Для отримання необхідної напруги  $U_H$  необхідно, щоб напруга на виході підсилювача ( $U_{к2} = U_{б1}$ ) була близька до напруги  $U_H$ . Для цього живлення колекторного ланцюга транзистора VT2 здійснюють від окремого джерела  $-E_k$ .

Стабілізуюча дія схеми зумовлена наявністю у ній глибокого негативного зв'язку, але збільшенням вихідної напруги  $U_H$ .

Припустимо, що під дією зменшення напруги  $U_{вх}$ , напруга  $U_H$  стала менше номінальної. Зниження  $U_H$  викликає зменшення напруги на базі  $U_{б2}$  і напруги транзистора VT2, а отже, його струмів  $I_{б2}$  і  $I_{к2}$ . Зменшення струму  $I_{к2}$  призводить до меншого падіння напруги на резисторі  $R_k$  і збільшення напруг  $U_{б1}$  і  $U_{бэ1}$  транзистора VT1.

Внаслідок збільшення напруги  $U_{бэ1}$  напруга  $U_{кэ1}$  транзистора VT1 зменшується, підвищуючи до колишньої величини напруги  $U_H$ . Аналогічно здійснюється компенсація зміни напруги  $U_H$  при збільшенні  $U_H$ , і так само при зміні струму навантаження.

Коефіцієнт стабілізації стабілізатора знаходять із співвідношення:

$$K_{CT} = \frac{R_K}{r_{BX2} * A + R_K \frac{r_{\beta 2}}{r_{K(\beta)2}} \left(1 + \frac{R1 \parallel R2}{r_{\beta 2}}\right)}$$

де  $r_{BX2}, r_{\beta 2}, r_{K(\beta)2}$  - відповідно, вхідний, базовий і колекторний опір транзистора VT2.

$A = 1 + \frac{r_g}{r_{BX2}} + \frac{R1 \parallel R2}{r_{BX2} \beta_2}$  - поправочний коефіцієнт, що враховує вплив динамічного опору стабілітрона  $r_d$  і опорів подільника у базовому ланцюзі транзистора VT2.

Завдання регулювання напруги на навантаженні, вирішують шляхом зміни співвідношення вихідного дільника, що реалізується введенням у ланцюг резисторів додаткового потенціометра R1-2 (рис. 4).

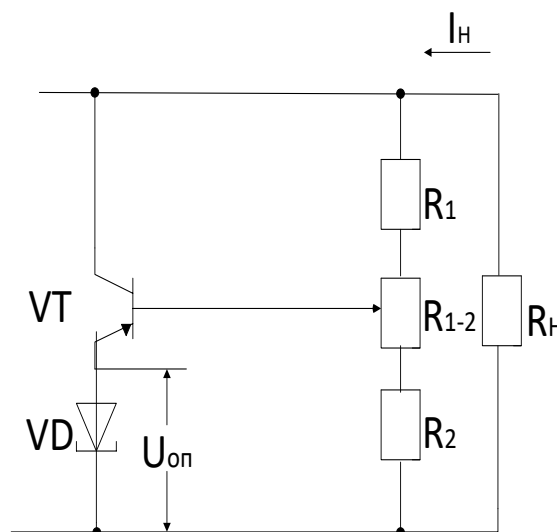


Рисунок 4 – Схема стабілізатора з регулюванням вихідної напруги

Межі регулювання напруги при цьому становить:

$$U_{H \max} \approx U_{оп} \frac{R1 + R1 - 2}{R2}$$

$$U_{H \min} \approx U_{оп} \frac{R1}{R2 + R1 - 2}$$

Якщо прийняти  $U_{оп} = 10V$ ,  $R1 = 300 \text{ Ом}$ ,  $R2 = 360 \text{ Ом}$  і  $R1-2 = 240 \text{ Ом}$ , то вихідну напругу стабілізатора, можна регулювати у діапазоні від 5 до 15 В.

Напруга  $U_H$  пов'язана з напругою вхідного ланцюга транзистора VT1 співвідношенням:

$$U_H = U_{\beta 1} - U_{\beta \beta 1} = U_{K2} - U_{\beta \beta 1}, \text{ або } U_H = E_K - (I_{\beta 1} + I_{K2})R_K - U_{\beta \beta 1}.$$





стабілізаторів, досягається шляхом збільшення коефіцієнта посилення підсилювача за рахунок використання у ньому декількох каскадів.

У даний час використовують інтегральний принцип виготовлення стабілізаторів, при якому вся малопотужна частина схеми стабілізатора реалізується у вигляді мікросхеми. Існують також імпульсні стабілізатори напруги.

## Лекція 17.1

### 17.1 Коефіцієнт потужності і ККД випрямлячів

Найбільш сприятливим режимом випрямного пристрою є споживання тільки активної потужності. Це означає, що струм  $i_1$  теж синусоїдальний і не має фазового зсуву щодо напруги живлення. Наявність фазового зсуву свідчить про те, що випрямляч споживає від мережі крім активної потужності  $P_1$  також реактивну потужність  $Q_1$ .

Споживання реактивної потужності і наявність в кривій струму вищих гармонійних призводять до збільшення діючого значення струму мережі і зростання втрат при передачі енергії до випрямної установки.

Це явище характеризується коефіцієнтом потужності випрямляча

$$\lambda = \frac{P_1}{S_1}, \quad (1.1)$$

де  $P_1$  - активна потужність, яка споживається випрямлячем

$$P_1 = U_1 \cdot I_{1(1)} \cdot \cos \varphi, \quad (1.2)$$

$S_1$  - повна потужність, споживана від мережі змінного струму

$$S_1 = U_1 \cdot I_1,$$

З урахуванням гармонічних струму

$$\begin{aligned} I_1 &= \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}; \\ S_1 &= U_1 \cdot \sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}. \end{aligned} \quad (1.3)$$

Підставивши (1,2) і (1,3) в (1,1), отримаємо

$$\lambda = \frac{I_{1(1)} \cos \varphi}{\sqrt{I_{1(1)}^2 + I_{1(3)}^2 + \dots + I_{1(v)}^2}} = k \cos \varphi,$$

де  $k$  - коефіцієнт спотворення форми кривої струму;

$\cos \varphi$  - коефіцієнт зсуву першої гармоніки струму.

Як відомо, кут зсуву  $\varphi$  першої гармоніки струму  $i_1$  що до  $U_1$  залежить від кута управління  $\alpha$  і кута комутації  $\gamma$  і при  $L \rightarrow \infty$  дорівнює

$$\varphi \approx \alpha + \gamma/2.$$

Для всіх видів випрямлячів, крім випрямляча з нульовим діодом і мостових несиметричних випрямлячів, коефіцієнт зсуву

$$\cos \varphi = \cos\left(\alpha + \frac{\gamma}{2}\right).$$

Це співвідношення використовується для побудови сімейства кривих (рис.1), що характеризують залежність коефіцієнта зсуву від кута управління  $\alpha$  і кута комутації  $\gamma$ .

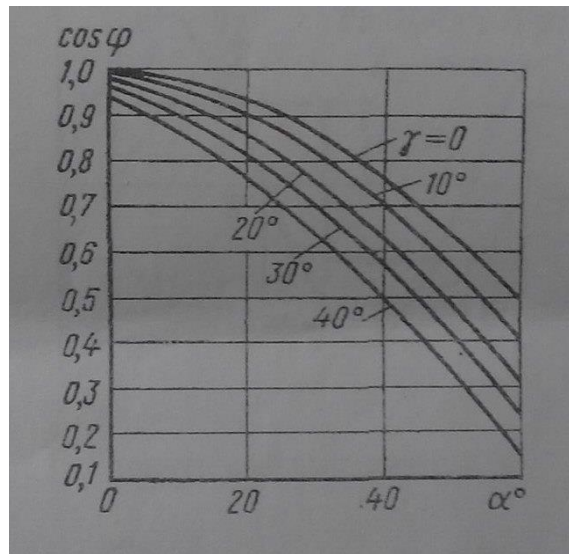
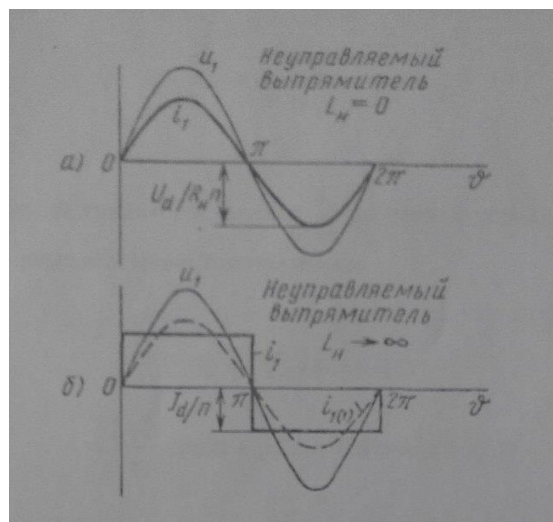


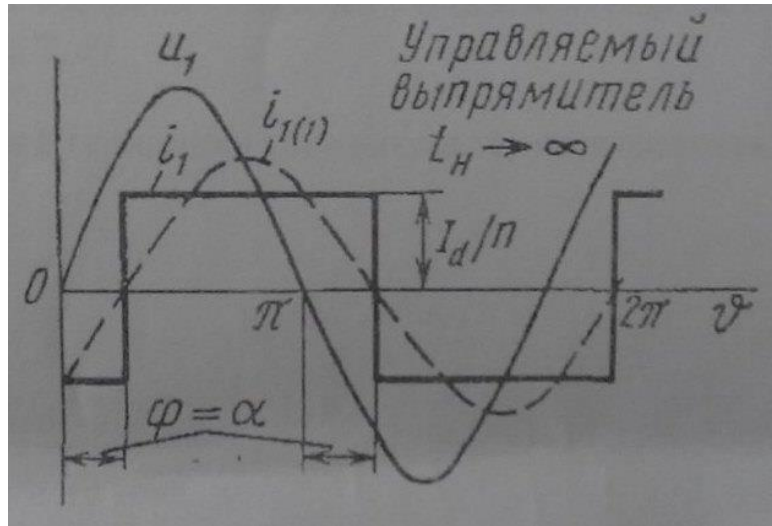
Рисунок 1- Залежність коефіцієнта зсуву від кута управління

Коефіцієнт спотворення  $K$  залежить від схеми випрямляча і характеру навантаження, оскільки від цих чинників залежать амплітуди і діюче значення гармонійних в кривій струму  $i_1$ .

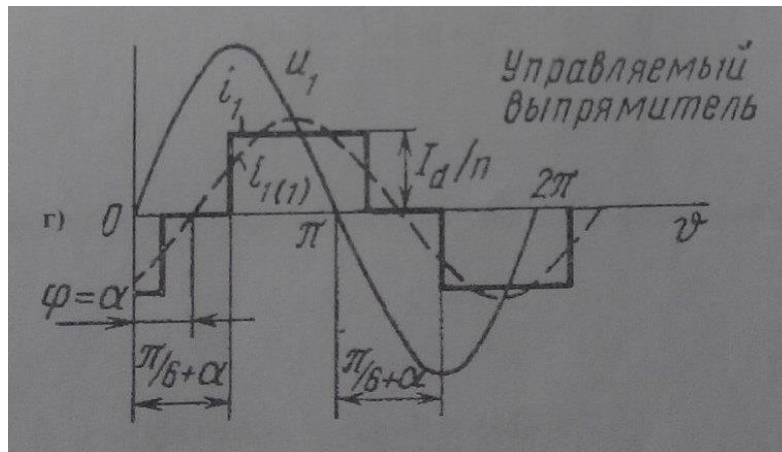
Для визначення  $K$  однофазних випрямлячів при  $L_H \rightarrow \infty$ , можна скористатися кривою струму  $i_1$  (рис. 2 б, в).



Однофазна нульова схема випрямляча (а,б)



Управляемый однофазний випрямляч (в)



Управляемый 3-х фазний мостовой випрямляч (г)

Рисунок 2 – Криві струмів випрямлячів з урахуванням гармонійних

Чинне значення першої гармоніки струму

$$I_{1(1)} = \frac{4I_d}{\pi \cdot n \cdot \sqrt{2}},$$

а діюче значення самої кривої становить  $I_d/n$ , у зв'язку з чим для однофазних випрямлячів маємо

$$K = 2\sqrt{2} / \pi = 0.9, \quad \lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos(\alpha + \gamma/2)$$

Аналогічно, для трифазної мостової схеми без урахування комутації коефіцієнт  $K$  можна визначити за кривою струму  $i_1$  (рис. 2, г).

Чинне значення першої гармоніки струму знаходиться з виразу

$$I_{1(1)} = \frac{2\sqrt{3}I_d}{\pi \cdot n \cdot \sqrt{2}},$$

а діюче значення повного струму

$$I_1 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} \frac{I_d^2}{n^2} dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{I_d}{n}$$

Коефіцієнт спотворення  $K$  і коефіцієнт потужності  $\lambda$  для 3-х фазного мостового випрямляча складають

$$K = 3/\pi = 0.955,$$

$$\lambda = (3/\pi) \cos(\alpha + \gamma/2) = 0.955(\alpha + \gamma/2).$$

При однакових параметрах навантаження і тому ж куті управління  $\alpha$ , його коефіцієнт потужності на 5,5% вище, ніж у однофазних випрямлячів. Зростання керуючого кута  $\alpha$  призводить до зниження їх коефіцієнта потужності, що позначається на завантаженні мережі живлення реактивним струмом індуктивного характеру.

Для поліпшення якості споживаної енергії від мережі підключають генератори реактивної потужності, синхронні компенсатори або конденсатори. Застосування мережевих фільтрів, так само позитивно позначається на підвищенні коефіцієнта потужності випрямної установки.

Коефіцієнт корисної дії характеризується відношенням активної потужності, що віддається у навантаження, до повної активної потужності, споживаної установкою від мережі.

$$\eta = P_d / (P_d + \sum \Delta P),$$

де  $\sum \Delta P$  - сумарна потужність втрат випрямляча.

Активна потужність втрат складається з наступних складових:

$\Delta P_v$  - втрати в вентилях;

$\Delta P_{TR}$  - втрати в трансформаторі;

$\Delta P_{DR}$  - втрати в дроселі;

$\Delta P_{УПР}$  - втрати в схемах керування тиристорами.

Загальна витрата потужності випрямляча становить 0,5 - 3% від  $P_d$ .

Втрати у вентилі

$$\Delta P_e = m_e \Delta U_a I_a, \text{ где}$$

$m_e$  - кількість вентилів в схемі;

$\Delta U_a$  і  $I_a$  - спад напруги в вентилі і його середній струм.

**Втрати в силовому трансформаторі:**  $\Delta P_{mp} = \Delta P_c + \Delta P_m$ ,

де  $\Delta P_c$  - втрати в сталі;  $\Delta P_m$  - втрати в міді.

**Втрати в дроселі:**  $\Delta P_{dp} = I_d^2 R_{dp}$ .

Коефіцієнт корисної дії (ККД) установки можна представити у вигляді добутку ККД трансформатора  $\eta_{mp}$  і ККД випрямної установки  $\eta_{в.с.}$ .

$$\eta_y = \eta_{mp} \cdot \eta_{в.с.}, \quad \text{де } \eta_{в.с.} = \frac{U_d}{U_d + \Delta U_a}, \text{ де}$$

пряма напруга  $\Delta U_a \approx 0,3 \div 0,6$  В – для германієвих,  $0,8 \div 0,12$  В – для кремнієвих діодів,  $0,6 \div 1,5$  В – для тиристорів.

## 17.2 Розрахункові співвідношення для однофазних і 3-х фазних випрямлячів

### Однофазний нульовий некерований випрямляч.

При  $L_H = 0$ ,  $\alpha = 0$ .

$U_d = f(I_d)$  - зовнішня характеристика випрямляча;

$U_d = 0,9U_2$  - зв'язок між  $U_d$  і  $U_2$ ;

$U_2 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot U_d = 1,11 \cdot U_d$  - напруга вторинної обмотки трансформатора;

$n = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{w_1}{w_2}$  - коефіцієнт трансформації;

$K_{II} = \frac{U_{d1m}}{U_d} = \frac{2}{m^2 \cdot n - 1}$  - коефіцієнт пульсації;

$I_a = \frac{I_d}{2}$  - середній струм вентиля;

$U_{В\max} = 2\sqrt{2}U_2$  - зворотна напруга вентиля; або  $U_{В\max} = \pi \cdot U_d$ ;

$I_2 = \frac{\pi}{4} I_d$  - діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора;

$I_1 = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_d$  - діюче значення струму первинної обмотки трансформатора;

$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 1,23U_d \cdot I_d = 1,23P_d$  - потужність первинної обмотки трансформатора;

$S_2 = 1,74P_d$  - потужність вторинної обмотки трансформатора;

$S_{TP} = \frac{(S_1 + S_2)}{2} = 1,48P_d$  - потужність трансформатора.

При  $L \neq 0$ ,  $\alpha = 0$ .

$U_d = 0,9U_2$ ;  $U_2 = 1,11U_d$ ;  $I_2 = \frac{I_d}{2}$  - діюче значення струму вторинної обмотки трансформатора;

$I_1 = I_d / n$  - діюче значення струму первинної обмотки трансформатора;

$$S_1 = U_1 \cdot I_1 = 1,11P_d; S_2 = 2U_2 \cdot I_2 = 1,57P_d; S_{TP} = \frac{(S_1 + S_2)}{2} = 1,34P_d$$

$$U_{B\max} = 2\sqrt{2}U_2 - \text{максимальна зворотна напруга на вентилях.}$$

$$K_{CT} = \frac{U_{d1m}}{U_{dH1m}} - \text{коефіцієнт сгладжування.}$$

**При RC навантаженні.**

$$\tau = c \cdot R_n = (4 \div 8) / f_c - \text{постійна часу.}$$

$$K_n = \frac{1}{2\pi f \cdot \tau} - \text{коефіцієнт пульсації вихідної напруги.}$$

$$U_{2m} = 1,41U_2 - \text{амплітудне значення напруги режиму х.х.}$$

$$I_{am} = (3 \div 8)I_d - \text{амплітудне значення струму діодів.}$$

$$U_{B\max} = 2\sqrt{2}U_2 - \text{зворотна напруга вентиля.}$$

**Однофазний мостовий некерований випрямляч.**

**При  $\alpha = 0$ ,  $L_n = 0$ .**

$$U_d = 0,9U_2 - \text{зв'язок між } U_d \text{ і } U_2;$$

$$U_2 = 1,11U_d - \text{напруга вторинної обмотки трансформатора;}$$

$$I_a = \frac{I_d}{2} - \text{середній струм вентиля;}$$

$$U_{B\max} = 2\sqrt{2}U_2 = \frac{\pi}{2} \cdot U_d - \text{зворотна напруга вентиля;}$$

$$I_2 = \frac{U_2}{R_n} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \cdot I_d - \text{діюче значення струму первинної обмотки;}$$

$$S_{TP} = S_1 = S_2 = 1,23P_d - \text{потужність трансформатора.}$$

**При  $L_n \neq 0$ ,  $R_n \neq 0$ .**

$$I_2 = I_d; I_1 = \frac{I_d}{n}; S_T = S_1 = S_2 = 1,11P_d$$

$$I_{kp} = \frac{U_d \cdot K_{n(1)ex}}{L_{op} \cdot m_n \cdot f_c \cdot \pi} - \text{критичний струм. При } I_d = 0, U_d = U_{d0} = 2\sqrt{2}.$$

**Нульовий трифазний некерований випрямляч.**

**При  $R_n \neq 0$ ,  $L_n = 0$ .**

$$I_d = \frac{U_d}{R_n} - \text{струм навантаження;}$$

$$U_d = 1,17U_2 - \text{середня випрямлена напруга;}$$

$$U_2 = 0,85U_d \text{ зв'язок між } U_d \text{ і } U_2;$$

$$K_{n(1)} = \frac{2}{m^2 n - 1} = 0,25\% \text{ - коефіцієнт пульсацій;}$$

$$I_a = \frac{I_d}{3} \text{ - середній струм вентиля;}$$

$$U_{B_{\max}} = \frac{2\pi}{3} U_d = 2,09 U_d = \sqrt{2} \sqrt{3} U_2 \text{ - зворотна напруга вентиля.}$$

$$\text{При } m = 3, I_2 = 0,583 \cdot I_d.$$

$$S_2 = m_2 U_2 I_2 = 1,48 P_d \text{ - потужність вторинної обмотки трансформатора;}$$

$$I_1 = 0,476 \cdot n \cdot I_d \text{ - діюче значення струму первинної обмотки;}$$

$$S_1 = m_1 U_1 I_1 = 1,22 P_d \text{ - потужність первинної обмотки трансформатора;}$$

$$S_{TP} = 1,35 P_d \text{ - потужність трансформатора.}$$

### **Трифазний мостовий некерований випрямляч.**

**При  $R_n \neq 0, L_n \neq 0$ .**

$$U_d = 2,34 \cdot U_2 \text{ - зв'язок між } U_d \text{ і } U_2; \quad U_2 = 0,425 \cdot U_d.$$

$$K_{n(1)} = \frac{2}{m^2 n - 1} = 0,057(5,7\%) \text{ - коефіцієнт пульсацій;}$$

$$I_a = \frac{I_d}{3} \text{ - середній струм вентиля;}$$

$$U_{B_{\max}} = \sqrt{6} U_2 \text{ - зворотна напруга на вентилі, або } U_{B_{\max}} = \frac{\pi}{3} U_d = 1,045 U_d.$$

$$I_2 = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \text{ - діюче значення струму вторинної обмотки;}$$

$$I_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{1}{n} \cdot I_d \text{ - діюче значення струму первинної обмотки;}$$

$$S_{TP} = S_1 = S_2 = 1,045 P_d \text{ - потужність трансформатора.}$$

### **Однофазний керований випрямляч.**

**При  $\alpha \neq 0, L_n = 0$ .**

$$U_d = U_{d0} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \text{ - напруга на навантаженні, де } U_{d0} = 0,9 U_2.$$

$$\tau = \frac{L_n}{R_n} \text{ - постійна часу індуктивності.}$$

$$\text{При } L \rightarrow \infty \text{ і } \alpha = 90^\circ, U_d = 0, U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha.$$

**З урахуванням комутації струму**  $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \Delta U_\gamma$ , де

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{\pi} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \text{ тоді}$$



$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi}$  - середнє значення напруги з урахуванням комутації

струму;

$i_k = \frac{\sqrt{2} \cdot U_2}{X_a} (1 - \cos \alpha)$  - струм короткого замикання;

$U_d = U_{d0} - \frac{I_d \cdot X_a}{\pi}$  - середнє значення напруги  $U_d$  при  $\alpha = 0$ ;

$\varphi \approx \alpha + \frac{\gamma}{2}$  - фазовий зсув першої гармоніки  $i_{1(1)}$ .

### Трифазний керований випрямляч ( $L_n \rightarrow \infty$ ).

Середня напруга на навантаженні  $U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha$ .

При  $L_n = 0$ ,  $U_d = U_{d0} [1 + \cos(60^\circ + \alpha)]$  - на інтервалі  $120^\circ \geq \alpha \geq 60^\circ$ .

З урахуванням комутації струму

$$U_d = U_{d0} - \Delta U_{d\gamma}, \text{ де}$$

$$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \text{ тоді} \quad (1.4)$$

$U_d = U_{d0} \cdot \cos \alpha - \frac{3I_d \cdot x_a}{\pi}$  - середнє значення напруги на навантаженні з

урахуванням комутації, де  $x_a = \frac{U_k}{I_{1n} \cdot n^2}$  - індуктивний опір обмотки.

Струм короткого замикання

$$i_k = \frac{\sqrt{6} \cdot U_2}{2x_a} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)], \text{ де}$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2x_a I_d}{\sqrt{6} \cdot U_2}. \quad (1.5)$$

Підставимо (1.5) в (1.4), тоді

$\Delta U_{d\gamma} = \frac{3I_d \cdot x_a}{\pi}$  - середнє значення комутаційної напруги.

## Лекція 18.1

### Схеми управління тиристорами

Призначені для формування і генерування імпульсів управління певної форми і тривалості, розподілу їх по фазах і зміни моменту подачі їх на керуючі електроди вентилів перетворювача.

У перетворювальній техніці через свою простоту, знайшов імпульсний спосіб управління.

Основні вимоги до система управління:

- достатня амплітуда напруги і струму керуючого імпульсу;
- крутизна фронту керуючих імпульсів;
- широкий діапазон регулювання;
- симетрія керуючих імпульсів по фазах;
- тривалість імпульсу повинна бути такою, щоб за час його дії анодний струм тиристора досяг струму утримання.

Час реакції системи на керуючий вплив має становити тисячні частки секунди. Системи управління поділяються на одно- і багатоканальні, а в залежності від принципу зміни фази керуючого імпульсу - на горизонтальні, вертикальні, дискретні та цифрові.

#### Горизонтальний метод управління.

При цьому методі формування керуючого імпульсу здійснюється в момент переходу синусоїдальної напруги через нуль, а зміна його фази забезпечує зміною фази синусоїдальної напруги, тобто зміщенням його по горизонталі. Структурна схема одного каналу системи управління приведена на рис. 1.

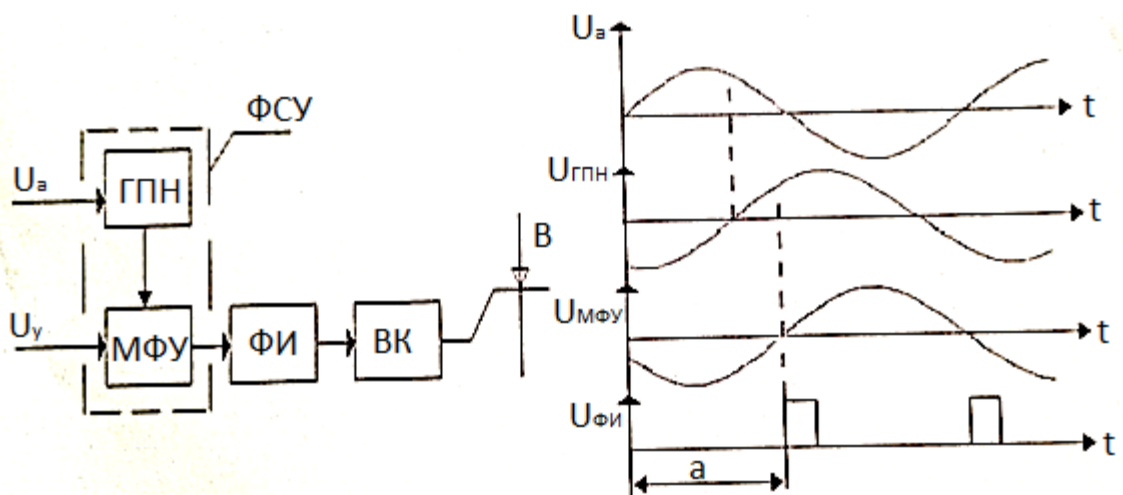


Рисунок 1 – Структурна схема та часові діаграми горизонтального методу управління

Напруга ГПН (генератор змінної напруги) знаходиться в певному фазовому співвідношенні з анодною напругою вентиля даного каналу мостового фазозсуваючого пристрою МФУ, надходить на формувач імпульсів ФІ, де в момент переходу синусоїди через нуль формується керуючий імпульс, який посилюється підсилювачем потужності ВК.

Кут зсуву фаз регулюється зміною напруги управління  $U_y$ . ГПН і МФУ утворюють фазозсуваючий пристрій ФСУ. Горизонтальний метод управління не знайшов широкого поширення, так як мостові фазозсуваючі пристрої чутливі до зміни форми і частоти напруги.

### Вертикальний метод управління.

У схему каналу вертикального методу, входить генератор опорної напруги (ГОН), нуль-орган (НО) і підсилювач-формував (УФ) імпульсів. ГОН формує напругу  $U_0$  синусоїдальної, трикутної, пилкоподібної або іншої форми. За допомогою НО, опорна напруга генератора порівнюється з керуючою напругою  $U_y$  перетворювача.

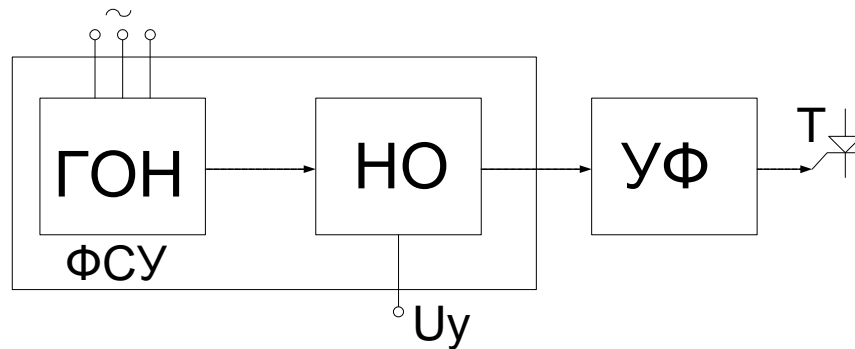


Рисунок 2 – Структурна схема вертикального методу управління тиристорами

Коли опорна напруга досягає напруги  $U_y$ , на виході НО виникає імпульс, який після посилення подається у керуючий ланцюг тиристора (рис. 2).

Зрушення у часі вихідного імпульсу, і регулювання кута  $\alpha$  здійснюється шляхом зміни величини напруги  $U_y$  нуль-органу.

Блоки генератора опорної напруги та нуль-органа, виконують функцію фазозсуваючого пристрою (ФЗП). Оскільки робота ФЗП заснована на порівнянні двох напруг (опорної та керуючої), його принцип дії називається **вертикальним** (рис. 3).

У багатоканальних системах управління, регулювання кута  $\alpha$  здійснюється аналогічно одноканальному. Кількість каналів при цьому дорівнює числу тиристорів у схемі.

В якості генераторів опорної напруги  $U_0$ , найбільшого поширення набули генератори з пилкоподібною (одне - або двухполярною) формою кривої вихідної напруги.

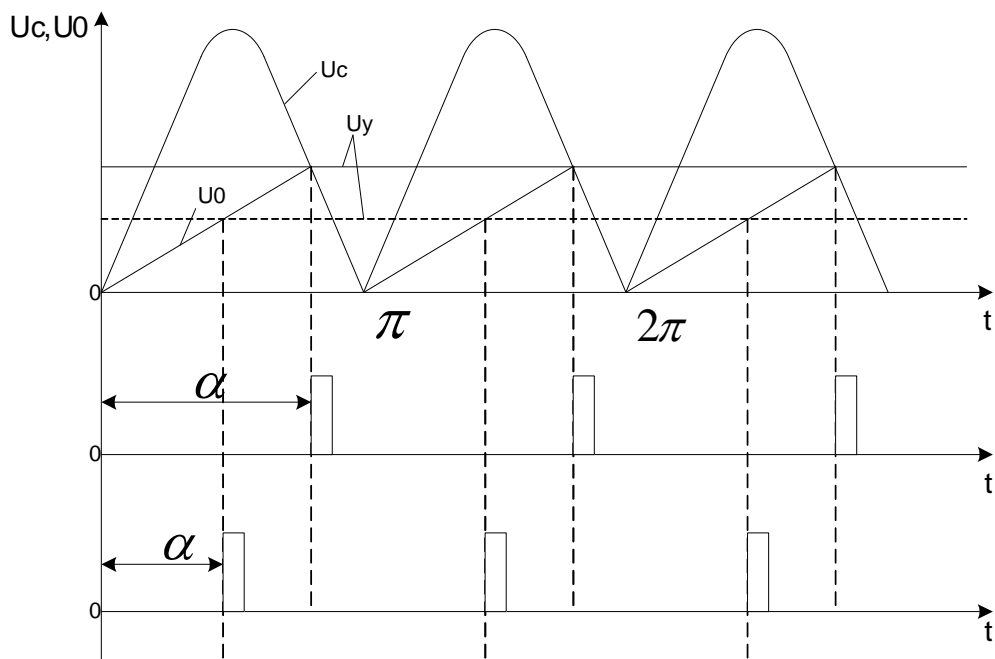


Рисунок 3 - Синхронний принцип вертикального методу управління тиристорами

#### Дискретний метод.

При роботі керуючого випрямляча вентиля відкриваються з частотою, що перевищує частоту мережі живлення в  $m_2$  раз. Необхідну послідовність керуючих імпульсів з даної частотою, можна отримати в автономному імпульсному генераторі і потім розподілити імпульси по відповідним вентилям (рис. 4).

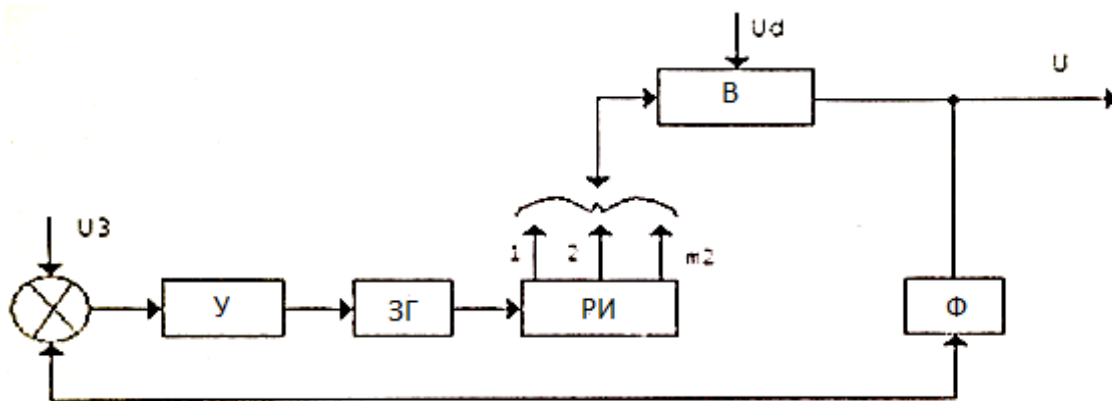


Рисунок 4 – Дискретний метод керування тиристорами

#### Амплітудний метод керування тиристорами.

Амплітудний метод керування полягає в тому, що на електрод тиристора, що керує, подають позитивну напругу, що змінюється по величині. Тиристор відкривається в той момент, коли ця напруга стає достатньою для протікання

через керуючий перехід струму випрямлення. Змінюючи напругу на електроді, що керує, можна змінювати момент відкриття тиристора.

Амплітудний метод керування, схема якого приведена на рис. 5, дозволяє проводити регулювання від  $0^{\circ}$  до  $180^{\circ}$ , а включення тиристора в діагональ випрямного моста - регулювати напругу на навантаженні протягом обох напівперіодів напруги мережі.

Конденсатор  $C1$  заряджається через резистори  $R1$  і  $R2$  до напруги, при якій через перехід тиристора, що керує, протікає струм, який дорівнює струму випрямлення. При цьому тиристор відкривається, пропускаючи струм через навантаження.

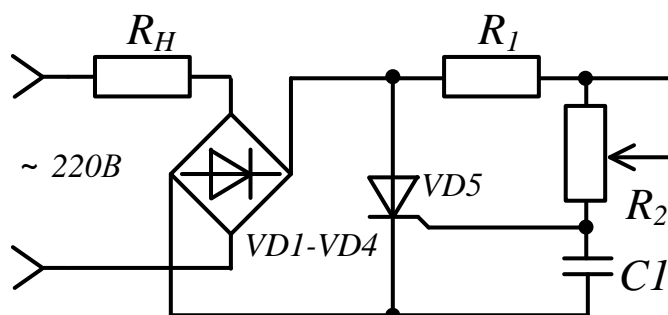


Рисунок 5 – Амплітудний метод керування тиристором  
**Фазовий метод керування тиристором.**

При фазовому методі керування тиристором за допомогою фазо-обертаючого моста змінюють фазу напруги, що керує, щодо напруги на аноді тиристора.

На рис. 6 приведена схема однопівперіодного регулятора напруги, в якій зміна напруги на навантаженні здійснюється резистором  $R2$ , включеного в одне з плечей моста, з діагоналі якого напруга поступає на управляючий електрод тиристора.

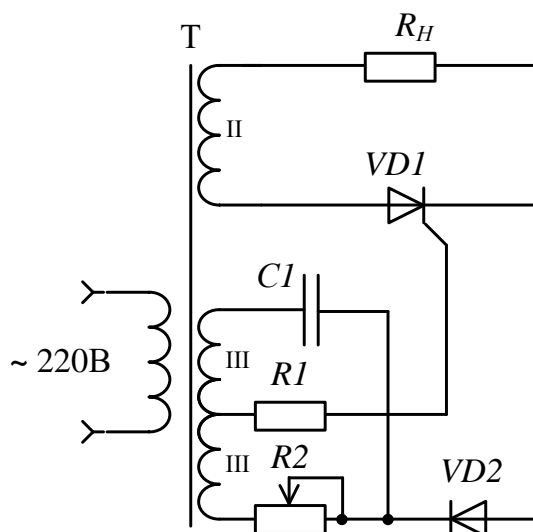


Рисунок 6 – Фазовий метод керування тиристором

Напруга на кожній половині обмотки III керування, повинна дорівнювати 10 В. Решта параметрів трансформатора визначається напругою і потужністю навантаження.

### Фазо-імпульсний метод керування тиристором.

Фазо-імпульсний метод керування тиристором відрізняється від попереднього тим, що з метою підвищення точності і стабільності моменту відкриття тиристора на його електрод, подають імпульс напруги з крутим фронтом.

На рис. 7 приведена схема одного з найпростіших пристроїв, в якому використаний фазо-імпульсний метод керування тиристором. При позитивній напрузі на аноді тиристора VD3, конденсатор C1 заряджається через діод VD1 і змінний резистор R2.

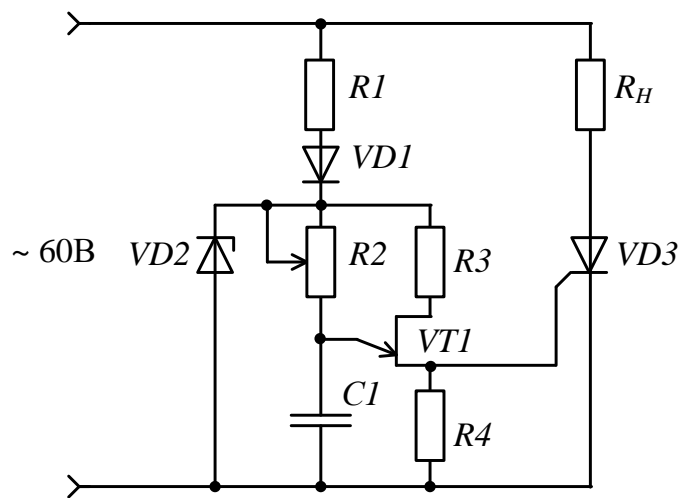


Рисунок 2.3 – Фазо-імпульсний метод керування тиристором

Коли напруга на конденсаторі досягає напруги включення одноперехідного транзистора VT1, він відкривається і конденсатор розряджається через перехід тиристора VD3. Цей імпульс розрядного струму відкриває тиристор VD3 і через навантаження  $R_H$  починає протікати струм. Змінюючи резистором R2 струм заряду конденсатора, можна змінити момент відкриття тиристора в межах напівперіоду напруги мережі.

## Лекція 19.1

### Регулятори змінної напруги

#### 1. Схема релейного стабілізатора напруги 220

За допомогою релейного стабілізатора (рис.1) забезпечується надійний захист приладів та інших електронних пристроїв, для яких стандартний рівень напруги складає 220В. Даний стабілізатор напруги 220В, схема якого всім відома. Користується широкою популярністю, завдяки простоті своїй конструкції.

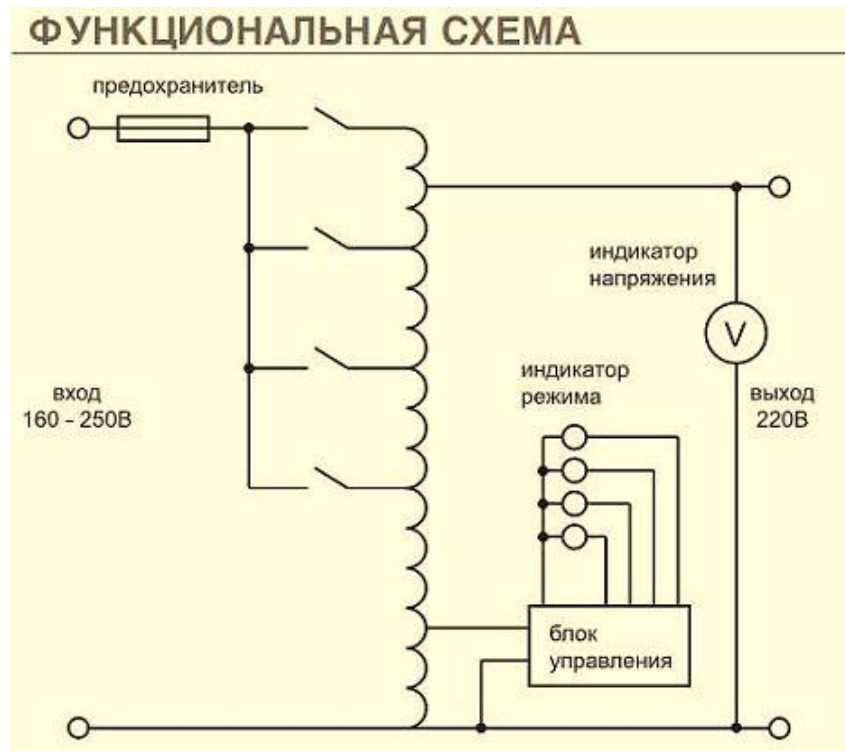


Рисунок 1 - релейний стабілізатор напруги

Для того щоб правильно експлуатувати цей пристрій, необхідно вивчити його пристрій і принцип дії. Кожен релейний стабілізатор складається з автоматичного трансформатора і електронної схеми, що управляє його роботою. Крім того, є реле, поміщене в надійний корпус. Даний прилад відноситься до категорії Вольтододавкові, тобто з його допомогою лише додається струм в разі низької напруги.

Додавання необхідної кількості вольт здійснюється шляхом підключення обмотки трансформатора. Зазвичай для роботи використовується 4 обмотки. У разі занадто високої струму в електричній мережі, трансформатор автоматично зменшує напругу до потрібного значення. Конструкція може бути доповнена і іншими елементами, наприклад, дисплеєм.

Таким чином, релейний стабілізатор напруги має дуже простий принцип роботи. Струм вимірюється електронною схемою, потім, після отримання результатів, він порівнюється з вихідним струмом. Отримана різниця в напрузі

регулюється самостійно шляхом підбору необхідної обмотки. Далі, підключається реле і напруга виходить на необхідний рівень. **Релейні стабілізатори** - це електронні прилади, принцип дії яких побудований на базі ступінчастого регулювання електроенергії з допомогою блоку управління. В середині корпусу розміщується тороїдальний трансформатор. Комутація здійснюється за допомогою силових електронних реле. Кількість рівнів стабілізації відповідає кількості реле.

Перевагами релейних стабілізаторів виступають:

- задовільна швидкість регулювання напруги - в середньому 40мс;
- простий принцип роботи та відсутність складних компонентів, а отже немає потреби в постійному техобслуговуванні, а ремонт буде недорогим;
- стійкість до перепадів напруги, присутній захист від перенапруги та короткого замикання;
- невисока вартість, обумовлена простими та недорогими компонентами;
- невеликі габарити та вага;
- стійкість до мінусових температур - можуть працювати в окремо стоячих неопалювальних приміщеннях;
- не потребують додаткового охолодження.

Релейні вирівнювачі напруги мають і кілька значних **недоліків**:

- відсутність запасу потужності - не рекомендується їх застосування для потужного моторного обладнання, варто купувати прилад із значним запасом потужності (+ 30-40%),
- шумність - перемикання реле супроводжуються клацанням середнього рівня звуку,
- реле з часом зношуються, що знижує точність стабілізації та підвищує вірогідність ремонтних операцій,
- ступінчаста система регулювання не дає високої точності на виході напруги, яка необхідна для роботи сучасної електроніки, погрішності можуть досягати 20 В.

Найпоширенішою причиною виходу з ладу релейних стабілізаторів напруги є перевантаження. Їх рекомендується використовувати для малопотужних приладів в мережах, що характеризуються невеликими коливаннями напруги.

**2. Стабілізатори електронного типу** - симісторні та тиристорні. Це сучасні вирівнювачі вхідної **напруги для дому** та промисловості. Їх принцип дії полягає в перемиканні обмоток автотрансформатора спеціальними силовими ключами - тиристорами або симісторами.

**Сімісторний** стабілізатор має дещо простішу схему від тиристорного та здатен пропускати струм в обох напрямках. Тиристорний стабілізатор дає



більш точну стабілізацію та більш стійкий до стрибків напруги. На цьому відмінності завершуються. Решта характеристик ідентичні. Ступінчаста система регулювання досконаліша від релейних і дає більш точний результат на виході. Ці апарати легше реагують на перевантаження. Чим більше ступенів регулювання, тим кращим буде результат стабілізації.

#### **Перевагами електронних стабілізаторів стали:**

- довговічність та надійність - напівпровідникові компоненти не схильні до механічного зносу й мають великий запас робочого ресурсу;
- широкий діапазон вхідної напруги - працюють з критичними відхиленнями,
- висока швидкодія регулювання - до 20 мс;
- безшумна робота - відсутність механічних елементів та голосного їх перемикавання;
- невелика вага та розміри;
- високий рівень захисту від різких перепадів - практично всі моделі мають захист від перевантаження;
- можливість роботи при різних температурах як плюсових, так і мінусових, що спрощує питання розміщення приладу;
- високий ККД досягається за рахунок того, що відсутні обмотки, реле й рухомі елементи, а це знижує рівень власного енергоспоживання.

#### **Недоліками виступають:**

- слабкий захист від підвищеної вологості;
- ступінчаста система регулювання, яка блокує можливість максимальної точності регулювання;
- висока ціна.

### **3. Малопотужні стабілізатори напруги змінного струму на кремнієвих стабілітронах (рис. 2)**

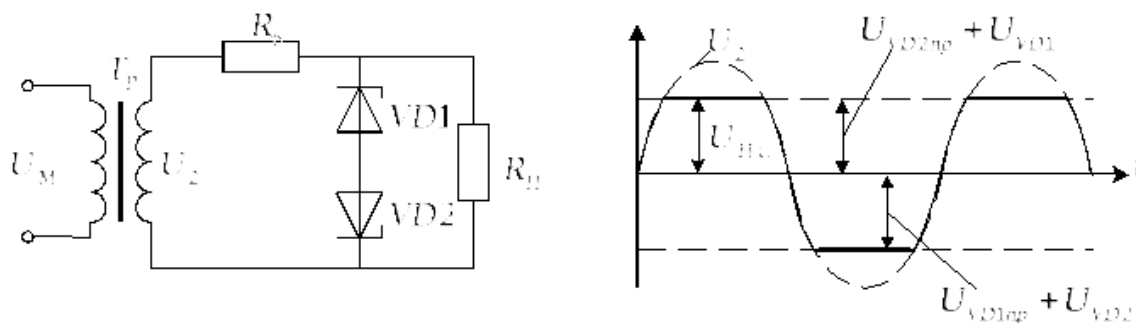


Рисунок 2 - Малопотужні стабілізатори напруги змінного струму на кремнієвих стабілітронах

Баластний опір може бути не лише активним резистором, але мати індуктивний або ємнісний характер.

При зміні входньої напруги амплітудне значення напруги  $U_{\text{нс}}$  залишається незмінним, а діюче значення дещо змінюється за рахунок зміни площі трапеції. **Недолік** – через розкид параметрів стабілітронів у вторинній обмотці може проходити **постійний струм** (тоді позитивна і негативна півхвилі будуть мати різну амплітуду). Крім цього, при активному індуктивному балансовому опорі може виникнути підмагнічування осердя трансформатора і спотворення форми кривої напруги живлення, а це менший ККД.

Таких недоліків менше з мостовою випрямляючою схемою (рис. 3).

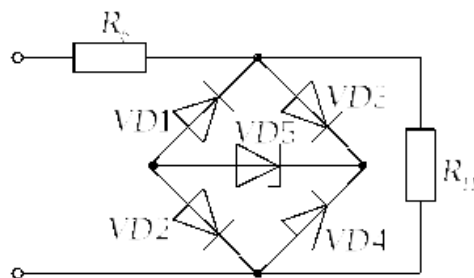


Рисунок 3 – Стабілізатор з мостовою випрямляючою схемою

#### 4. Електронний стабілізатор змінної напруги

Регулюючим елементом **електронної схеми** стабілізації (рис. 4), виступає потужний польовий транзистор типу IRF840. Напруга для обробки (220-250В) проходить первинну обмотку силового трансформатора, випрямляється доданими мостом VD1 і надходить на стік транзистора IRF840. Істок цього ж компонента з'єднаний з мінусовим потенціалом діодного моста.

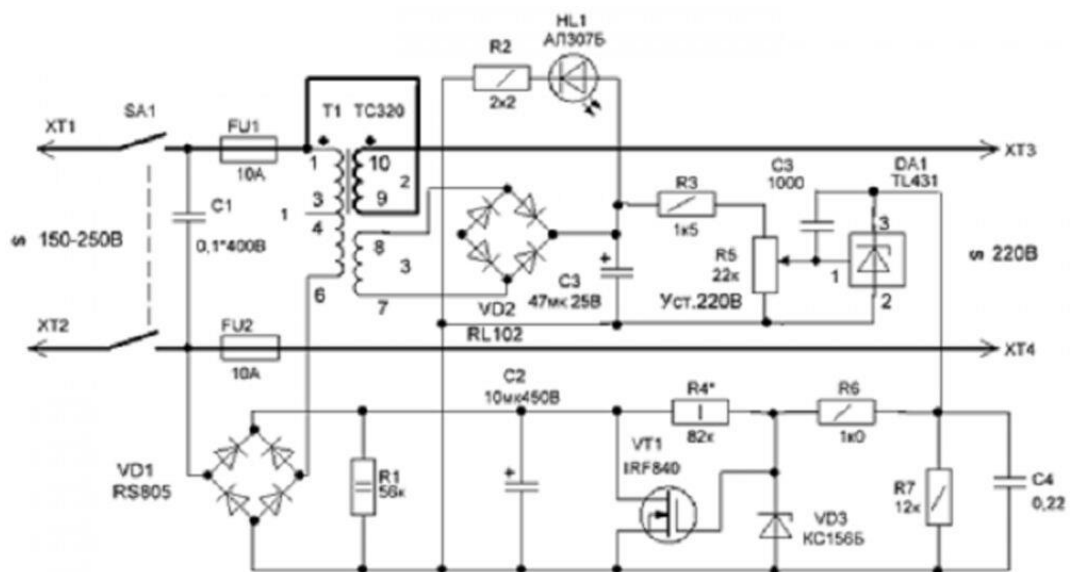


Рисунок 4 – Принципова схема електронного стабілізатора

Схема принципова стабілізуючого блоку високої потужності (до 2 кВт), на основі якої були зібрані і успішно використовуються кілька апаратів. Схема показала оптимальний рівень стабілізації при зазначеній навантаженні.

Частина схеми, в яку включена одна з двох вторинних обмоток трансформатора, утворюється доданими випрямлячем (VD2), потенціометром (R5) і іншими елементами електронного регулятора. Цією частиною схеми формується керуючий сигнал, який надходить на затвор польового транзистора IRF840.

На випадок підвищення напруги живильної мережі керуючим сигналом знижується напруга затвора польового транзистора, що призводить до закриття ключа. Відповідно, на контактах підключення навантаження (ХТ3, ХТ4) можливе підвищення напруги обмежується. Зворотним варіантом працює схема на випадок пониження мережевої напруги.

Налаштування приладу особливою складністю не відрізняється. Тут потрібно звичайна лампа розжарювання (200-250 Вт), яку слід включити на клеми виходу приладу (Х3, Х4). Далі обертанням потенціометра (R5) напруга на зазначених клеммах доводять до рівня 220-225 вольт.

Вимикають стабілізатор, відключають лампу розжарювання і включають прилад вже з повноцінною навантаженням (не вище 2 кВт).

Після 15-20 хвилин роботи знову відключають апарат і виробляють контроль температури радіатора ключового транзистора (IRF840). Якщо нагрів радіатора істотний (більш 75°), слід підібрати більш потужний тепловідвідний радіатор.

## 5. Імпульсні регулятори змінної напруги

Як і при регулюванні постійної напруги, при імпульсному регулюванні змінної напруги між джерелом живлення (мережею) та навантаженням ставлять керований ключ  $S$ , який періодично замикається та розмикається з певною частотою  $f_k$ . В регуляторах змінної напруги напруга живлення  $U_m$  має періодичний характер частотою  $f_m$  (періодом  $T_m$ ). У залежності від співвідношення частот  $f_k$  та  $f_m$  можна виділити такі способи імпульсного регулювання змінної напруги:

- регулювання на низькій частоті (НЧ), при  $f_k < 2f_m$  (рис. 5.1);
- регулювання на основній частоті (ОЧ), при  $f_k = 2f_m$  (рис. 5.2);
- регулювання на високій частоті (ВЧ), при  $f_k > 2f_m$  (рис. 5.3).

Якщо відношення частот  $f_k$  та  $f_m$  є кратним, регулювання називають синхронним. В іншому випадку регулювання є асинхронним.

Як і при регулюванні сталої напруги при регулюванні змінної напруги може використовуватися широтно-імпульсне (ШИП) та частотно-імпульсне (ЧИП) регулювання. При ШИП регулювання може бути як синхронним, так і асинхронним. При ЧИП регулювання є асинхронним і тільки при певних значеннях частоти  $f_k$  стає синхронним.

Оскільки при імпульсному регулюванні на основній частоті (ОЧ)  $f_k = 2f_m$ , то таке регулювання є синхронним. Отже регулювання можливе лише за рахунок широтно-імпульсної модуляції. Таке регулювання називають фазовим регулюванням.

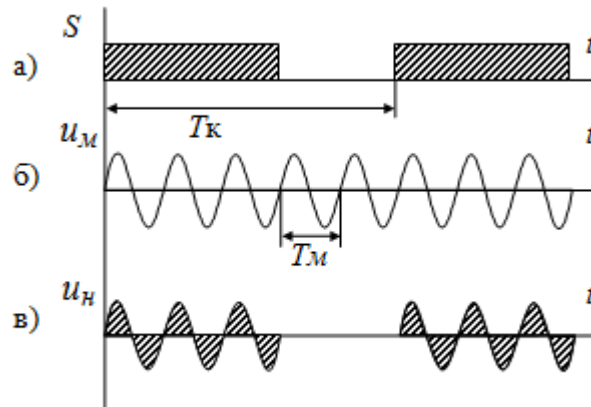


Рисунок 5.1- Часові діаграми регулювання на низькій частоті:

а) – діаграма перемикання ключа  $S$ ; б) – напруга  $u_m$  мережі живлення; в)  $u_n$  – напруга на навантаженні

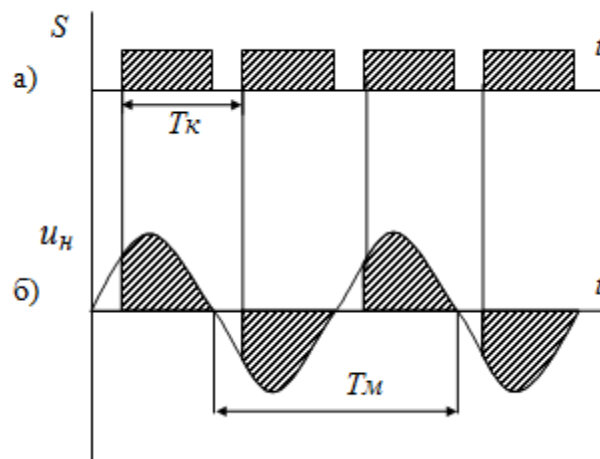


Рисунок 5.2 - Часові діаграми регулювання на основній частоті:

а) – діаграма перемикання ключа  $S$ ; б) – напруга  $u_n$  на навантаженні

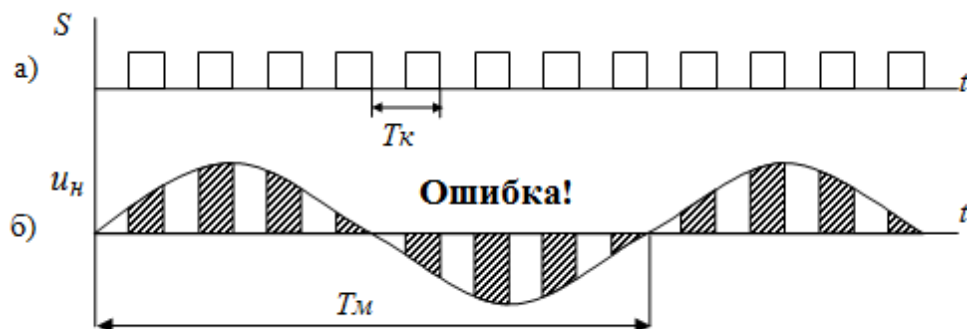


Рисунок 5.3 - Часові діаграми регулювання на високій частоті:

а) – діаграма перемикання ключа  $S$ ; б) – напруга  $u_n$  на навантаженні

## 5.1 Регулювання на низькій частоті

Метод регулювання на низькій частоті (НЧ) застосовується у тих випадках, коли навантаження є інерційним (нагрівачі, холодильні установки, то що). При цьому коливання регульованого параметра (наприклад, температура у приміщенні) в процесі регулювання є незначним. Якщо замикання ключа відбувається у моменти проходження напруги мережі через нуль, такі регулятори практично не створюють радіозавад.

Головним недоліком таких регуляторів є те, що вони спотворюють струм, а, отже і напругу мережі. При широкому діапазоні регулювання суттєво падає коефіцієнт потужності. Тому таке регулювання застосовується рідко і доцільне, коли потужність навантаження значно менша потужності мережі. Якщо потужність навантаження наближається до потужності мережі доцільно застосовувати паралельну роботу кількох регуляторів з їх взаємною синхронізацією (аналогічно багатофазним імпульсним регуляторам). При цьому результуючий коефіцієнт потужності значно підвищується, а вплив на мережу живлення зменшується.

При імпульсному НЧ регулюванні може застосовуватися як широтно-імпульсне, так і частотно-імпульсне регулювання, причому перевагу можна віддати *ЧИР*, оскільки при цьому можна досягти більш високих якісних показників регулювання, а система керування є простішою, ніж при *ШИР*.

## 5.2. Фазове регулювання на основній частоті ( $f_k = 2f_m$ )

Найбільш широке застосування має *фазове регулювання* в зв'язку з простотою схем, що його реалізують, високим *ККД*, малими габаритами та ін. Головний недолік таких схем – зменшення коефіцієнта потужності із збільшенням діапазону регулювання.

Фазове регулювання моментів вмикання та вимикання силових ключів, що включаються послідовно з навантаженням на основній частоті ( $f_k = 2f_m$ ) можна виконати *трьома способами*:

- вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням його у момент природного вимкнення (рис. 5.4, а);
- вмиканням силового ключа у момент природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 5.4, б);
- вмиканням силового ключа із запізненням відносно моменту природного ввімкнення і вимиканням з випередженням відносно моменту природного вимкнення (рис. 5.4, в).

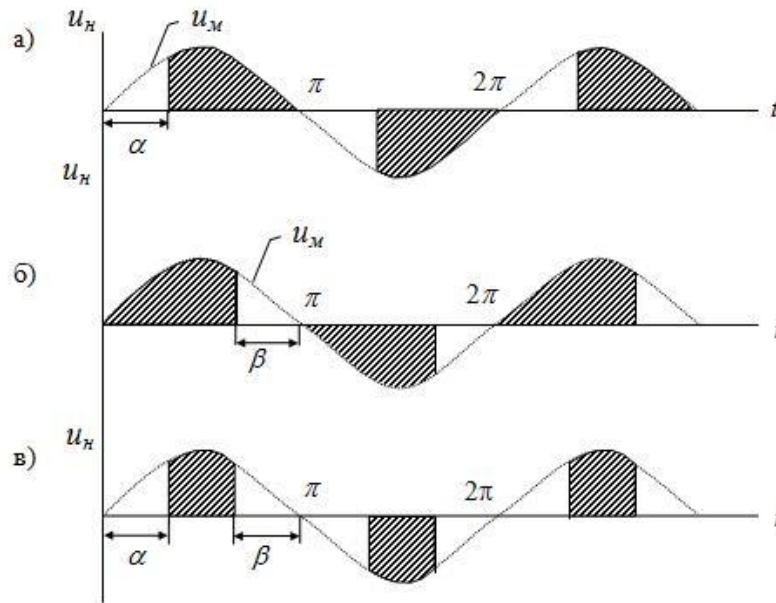


Рисунок 5.4 - Часові діаграми фазового регулювання при активному навантаженні: а) – вмикання силового ключа з запізненням; б) – вимикання силового ключа з випередженням; в) – вимикання силового ключа із запізненням і вимикання з випередженням

Найпростіший перший спосіб регулювання (рис. 5.4, а) з **вимиканням ключа в момент природного вимкнення.**

Для його реалізації використовуються ключі змінного струму на базі тиристорів або симісторів, природне вимкнення яких відбувається при досягненні нульового значення протікаючого через них струму.

Для реалізації двох інших способів треба використовувати повністю керовані ключі змінного струму на базі транзисторів або двоопераційних тиристорів. Для реалізації найпростішого способу фазового регулювання можна використати схему з паралельним з'єднанням двох звичайних тиристорів, що включені зустрічно один до одного (рис. 5.5, а).

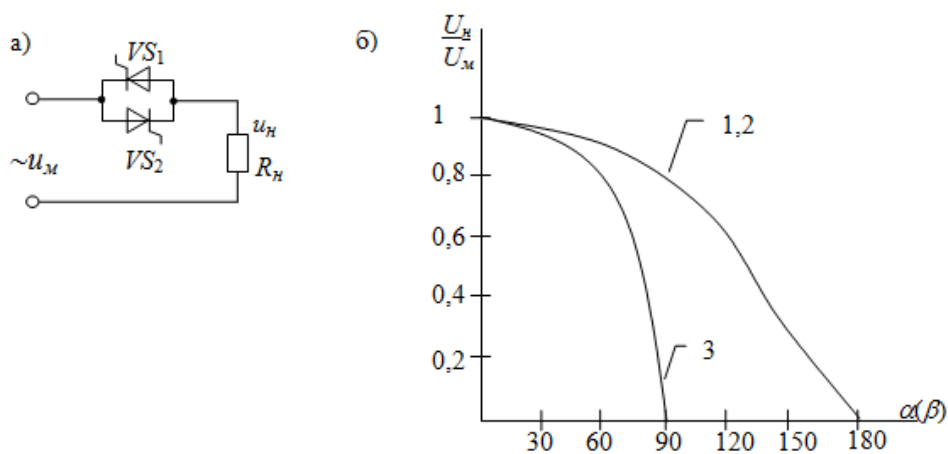


Рисунок 5.5 - Найпростіший спосіб фазового регулювання:  
а) – схема з паралельним з'єднанням тиристорів; б) – регулювальні характеристики

Регулювальна характеристика такого регулятора (рис. 5.5, б, крива 1) при активному навантаженні  $R_n$  та синусоїдальній напрузі мережі  $u_m = U_m \sin \omega t$  у відносних одиницях визначається виразом:

$$\frac{U_n}{U_n} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} U_m^2 \sin^2 \omega t dt}}{U_m / \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{\pi - \alpha - \sin 2\alpha / 2}}{\sqrt{\pi}}, \quad (3.1)$$

де  $U_n$ ,  $U_m$  - діючі значення напруги навантаження та мережі.

Для реалізації **другого та третього способів регулювання** потрібні повністю керовані ключі. Для другого способу регулювальна характеристика має той же вигляд що описується виразом 3.1 з заміною кута регулювання  $\alpha$  на  $\beta$ . Якщо для третього способу регулювання схема формує симетричний імпульс напруги на навантаженні (рис. 5.4, в), то його регулювальна характеристика у відносних одиницях (крива 3 на рис. 5.5, б) буде визначатися виразом:

$$\frac{U_n}{U_n} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\pi+\alpha}^{\pi-\alpha} U_m^2 \sin^2 \omega t dt}}{U_m / \sqrt{2}} = \frac{\sqrt{1 + \sin 2\alpha}}{\pi}, \quad (3.2)$$

Коефіцієнт потужності фазового регулятора  $\chi = P/S$  залежить від активної потужності, яка споживається від мережі синусоїдальної напруги

$P = U_m I_{(1)} \cos \varphi_{(1)}$ , та повної потужності  $S = U_m I$ , де  $I$  – діюче значення струму в мережі,  $I_{(1)}$  – діюче значення першої гармоніки струму в мережі.

Таким чином, коефіцієнт потужності

$$\chi = \frac{U_m I_{(1)} \cos \varphi_{(1)}}{U_m I} = \nu \cos \varphi_{(1)}, \quad (3.3)$$

де  $\nu = I_{(1)} / I$  – коефіцієнт спотворень струму мережі.

Чим більший фазовий зсув першої гармоніки струму, що споживається з мережі, відносно синусоїдальної напруги живлення та чим більший коефіцієнт спотворення струму, тим менший коефіцієнт потужності. Таким чином для ефективного використання устаткування регулятора необхідно підвищувати коефіцієнт потужності споживачів.

Коефіцієнт потужності для трьох способів фазового регулювання при активному навантаженні незалежно від способу регулювання можна визначити для ідеальних регуляторів як відношення діючого значення напруги на навантаженні до діючого значення напруги мережі.

$$\chi = \frac{P_n}{S} = \frac{U_n I}{U_m I} = \frac{U_n}{U_m}, \quad (3.4)$$

Таким чином залежність коефіцієнта потужності усіх трьох типів фазових регуляторів лінійна від діючого значення напруги на навантаженні.

Розглянемо роботу **фазового регулятора, при активно-індуктивному навантаженні**, якщо реалізується перший спосіб регулювання. На рис.6 та рис.3.7 приведені еквівалентна схема та часові діаграми струму навантаження та напруги навантаження.

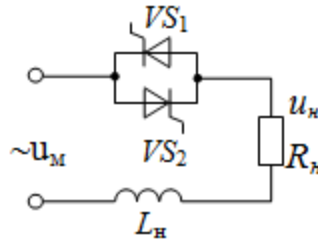


Рисунок 6 - Еквівалентна схема регулятора при активно-індуктивному навантаженні

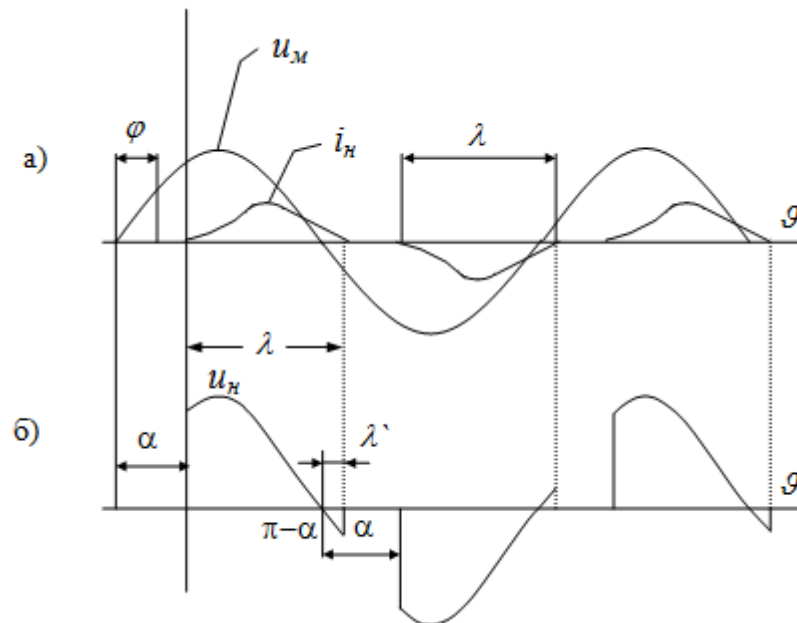


Рисунок 7 - Часові діаграми: а) – напруги мережі та струму навантаження; б) – напруги на навантаженні

Тривалість протікання струму через тиристор  $VS1$   $\lambda$  буде більшою ніж при чисто активному навантаженні ( $\lambda > \pi - \alpha$ ) на величину  $\lambda'$  (рис. 7, б). Це пояснюється тим що в момент переходу напруги мережі через нульове значення струм в вентилі продовжує протікати за рахунок енергії, яка накопичена в індуктивності навантаження  $L_n$ . При цьому полярність напруги на навантаженні змінюється і стає протилежною до напрямку струму. Тому на інтервалі  $\lambda'$  енергія, яка була накопичена в індуктивності навантаження, частково повертається в мережу.

Із зміною кута керування  $\alpha$  змінюватиметься діюче значення напруги на навантаженні. Однак, на відміну від чисто активного навантаження, ця напруга



залежатиме не тільки від кута керування  $\alpha$ , а й від сталої часу кола навантаження  $\tau_n = L_n/R_n$ . Чим більше  $\tau_n$  тим більшими будуть тривалість інтервалу  $\lambda'$  і діюче значення напруги на навантаженні  $U_n$ . Із зменшенням кута керування  $\alpha$  пауза у протіканні струму навантаження скорочується і при деякому критичному значенні кута керування  $\alpha_{кр}$  пауза зникає. Це настає коли  $\alpha_{кр} = \varphi = \arctg(\omega_m L_n/R_n)$ .

У цьому випадку напруга і струм у навантаженні є синусоїдальними. Тривалість протікання струму через кожний тиристор  $\lambda = \pi$ , і навантаження весь час під'єднане до мережі. При подальшому зменшенні кута керування ( $\alpha < \varphi$ ), за умови, що тривалість імпульсів керування тиристорами буде більше за  $\varphi - \alpha$ , струм та напруга на навантаженні не змінюються, оскільки навантаження весь час приєднане до мережі.

Таким чином регулювання напруги на навантаженні можливо тільки при кутах керування  $\varphi < \alpha < \pi$ . Так, наприклад, при чисто індуктивному навантаженні ( $\varphi = \pi/2$ ) діапазон зміни кута керування  $\alpha$  становить  $\pi/2 < \alpha < \pi$ . Регульовальні характеристики розглянутого фазового регулятора в залежності від характеру навантаження подані на рис. 8.

Фазові регулятори широко використовуються для регулювання діючого значення змінної напруги на навантаженні (наприклад, у регуляторах освітлення). Іншою галуззю застосування є регулювання напруги живлення некерованих випрямлячів.

В деяких випадках, коли необхідно одержати на навантаженні значні напруги (високовольтні випрямлячі) або малі напруги і значні струми (низьковольтні випрямлячі), виникає необхідність використовувати відповідні послідовне і паралельне ввімкнення вентилів у випрямлячі. При цьому значно ускладнюється система керування, оскільки виникає необхідність

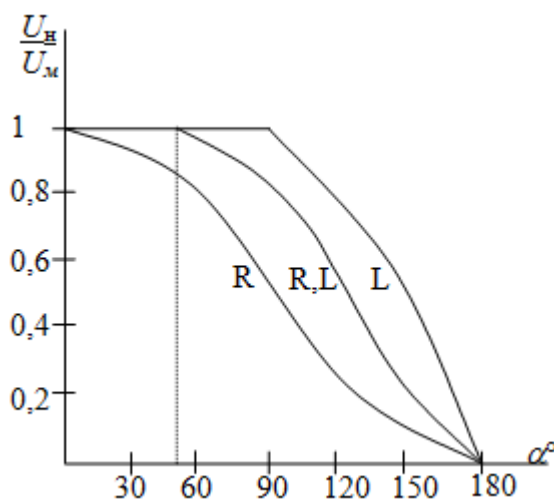


Рисунок 8 - Регульовальні характеристики фазового регулятора в залежності від характеру навантаження

синхронно керувати великою кількістю вентилів. Крім того, у високовольтних джерелах живлення виникає проблема забезпечення електричної розв'язки (ізоляції) високовольтного силового кола і системи керування.

Тому в подібних випадках доцільно регулювання здійснювати зі сторони змінного струму за допомогою фазового регулятора, який вмикається в коло первинної обмотки трансформатора.

Регульована змінна напруга подається на вторинну обмотку трансформатора, де вона випрямляється звичайним випрямлячем (рис. 9). Аналогічно побудовані фазові регулятори змінної напруги, які живляться від багатофазної мережі.

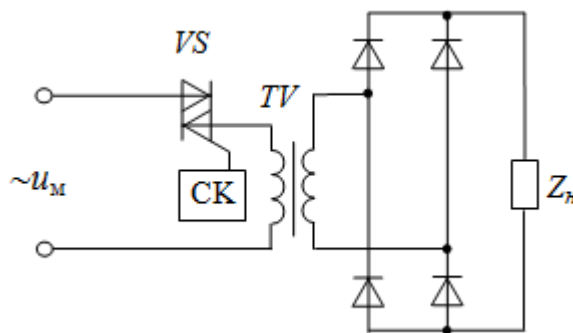


Рисунок 9 - Фазовий регулятор змінної напруги з випрямлячем

Така будова високовольтних або низьковольтних випрямлячів на великі струми у навантаженні дозволяє значно скоротити кількість керованих вентилів, а іноді і загальну кількість силових напівпровідникових приладів.

### 5.3 Фазоступінчасте регулювання

Розглянемо регулятор тільки із ступінчастим регулюванням (рис.10), навантаженням якого є резистор  $R_n$ .

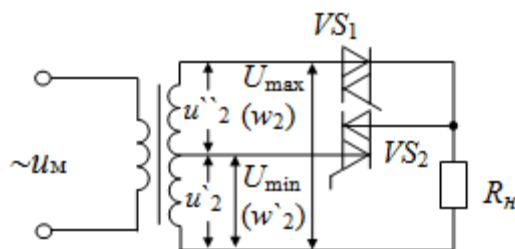


Рисунок 10 - Регулятор зі ступінчастим регулюванням

Під'єднуючи навантаження до різних відпайок вторинної обмотки трансформатора, можна змінювати діюче значення напруги на навантаженні. Перевага такого способу регулювання полягає у відсутності спотворень напруги і струму у навантаженні. **Недоліком** є дискретність регулювання. Для одержання більшої кількості рівнів регулювання необхідно збільшувати кількість відпайок у трансформаторі, а також кількість перемикачів.

Якщо як перемикачі використовувати керовані ключі змінного струму, ступінчастий спосіб регулювання можна поєднати з фазовим (рис. 11).

**Фазоступінчастий спосіб** регулювання полягає в тому що за допомогою ключів змінного струму (наприклад, симісторів) навантаження під'єднується до відповідної відпайки трансформатора в момент проходження напруги мережі через нуль. Потім з деяким запізненням на кут керування навантаження під'єднується до іншої відпайки, яка перебуває під більш

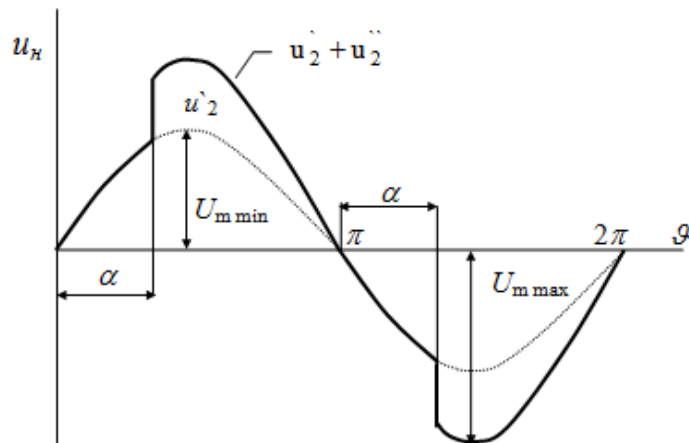


Рисунок 11 - Фазоступінчастий спосіб регулювання напруги

високою напругою. Змінюючи кут керування  $\alpha$ , можна забезпечити плавне регулювання діючого значення напруги на навантаженні в межах кожного ступеня.

Визначимо регулювальну характеристику фазоступінчастого регулятора, показаного на рис.10. Вторинна обмотка трансформатора має секції з напругами  $u_2' = U_m' \sin \nu$  та  $u_2'' = U_m'' \sin \nu$ , які з'єднуються з навантаженнями за допомогою симісторів  $VS1$  і  $VS2$ . Якщо вмикається симістор  $VS1$  у момент проходження напруги мережі через нуль одержимо максимальну напругу на навантаженні  $u_n = u_2' + u_2'' = U_{mmax} \sin \nu$  (рис. 11).

Якщо в момент проходження напруги мережі через нуль вмикати симістор  $VS2$ , а потім з запізненням на кут керування  $\alpha$  симістор  $VS1$ , забезпечується плавне регулювання напруги  $U_n$  на навантаженні у діапазоні від діючого значення  $U_2'$  до значення  $U_2' + U_2''$ . При цьому **регулювальна характеристика** у відносних величинах описується виразом:

$$\frac{U_H}{U_{Hmax}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{\pi} \left[ \int_0^{\alpha} (U_{min})^2 \sin^2 \nu d\nu + \int_{\alpha}^{\pi} (U_{max})^2 \sin^2 \nu d\nu \right]}}{U_{max} / \sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sqrt{\left(1 - \frac{1}{k}\right) \left(\frac{\sin 2\alpha}{2} - \alpha\right) + \pi}, \quad (3.5)$$

де  $U_H$  - діюче значення напруги на навантаженні;  $U_{H\max}$  - максимальне значення діючої напруги на навантаженні;  $U_{m\max}$ ,  $U_{m\min}$  - амплітудне значення напруг обмоток трансформатора  $W_2'$  та  $W_2' + W_2$ ;  $k = \frac{U_{m\max}}{U_{m\min}} = \frac{W_2'}{W_2}$  - коефіцієнт комутації обмоток трансформатора.

**Фазоступінчастий спосіб керування**, на відміну від ступінчастого, забезпечує менші спотворення напруги і струму у навантаженні. Внаслідок цього підвищується коефіцієнт потужності. Недоліком фазоступінчастого методу регулювання є складніша конструкція трансформатора, а також необхідність застосування більшої кількості керованих ключів і ускладнення системи керування.

#### 5.4. Імпульсне регулювання на високій частоті ( $f_k > 2f_m$ )

Ефективним способом регулювання змінної напруги є імпульсне регулювання на високій частоті.

Якщо напругу вольтододатку  $u_{вд}(\omega t)$  (рис. 12) промодулювати за допомогою ідеальних ключів на частоті  $\Omega > \omega$ , де  $\Omega/\omega = m > 2$ , то модульовану напругу вольтододатку  $u''_{\text{мод.вд}}(\omega t)$  можна представити як добуток безперервної напруги  $u_{вд}(\omega t)$  на комутаційну функцію  $S(\Omega t)$

$$u''_{\text{мод.вд}} = u_{вд}(\omega t)S(\Omega t), \quad (3.6)$$

де  $S(\Omega t)$  – одинична комутаційна функція, яка може бути представлена тригонометричним рядом Фур'є

$$S(\Omega t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)\Omega t}{2k-1}. \quad (3.7)$$

В (3.7)  $k = 1, 2, 3, \dots$  - номер гармоніки,  $\Omega = m\omega$ .

Вихідна модульована напруга  $u_{н\text{мод}}(\omega t)$  при активному навантаженні буде дорівнювати сумі напруг мережі  $u'_{\text{мер}}(\omega t)$  та модульованої напруги вольтододатку  $u''_{\text{мод.вд}}(\omega t)$ :

$$u_{н\text{мод}}(\omega t) = U_m' \sin \omega t + U_m'' \sin \omega t \left[ \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\sin(2k-1)m\omega t}{2k-1} \right]. \quad (3.8)$$

З аналізу основних енергетичних показників широтно-імпульсних регуляторів випливає, що за регулюванням напруги без зсуву по основній гармоніці коефіцієнт потужності вищий порівняно з регулюванням з зсувом.

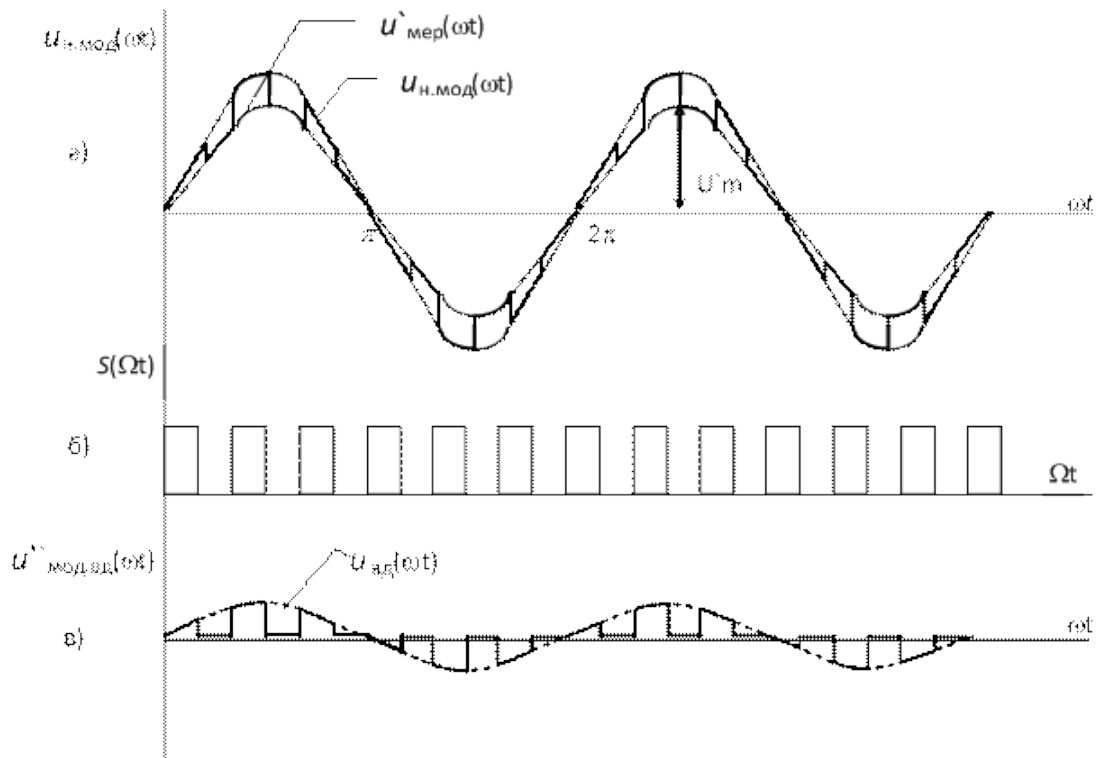


Рисунок 12 - Часові діаграми напруг при імпульсному регулюванні напруги на високій частоті: а) – напруга на навантаженні; б) – комутаційна функція; в) – модульована напруга вольтододатку

При більшому значенні цього відношення основні енергетичні параметри змінюються неістотно. Ще однією перевагою розглянутого принципу регулювання слід відзначити зменшену амплітуду пульсацій при LR навантаженні порівняно з регулюванням на основній частоті.

### Контрольні питання

1. В чому особливості регулювання змінної напруги на низькій, основній та високій частоті?
2. Поясніть різницю між синхронним та асинхронним регулюванням змінної напруги.
3. Спосіб імпульсного регулювання на низькій частоті. Поясніть його недоліки.
4. Які переваги і недоліки має Фазове регулювання на основній частоті?
5. Які три способи керування силовими ключами можуть застосовуватись при Фазовому регулюванні на основній частоті?
6. Як можна виконати не повністю керований та повністю керований ключ змінного струму?
7. Поясніть вираз для регулювальної характеристики для найпростішого фазового регулятора.

8. Чому для реалізації другого та третього способів регулювання потрібні повністю керовані ключі?
9. Що таке коефіцієнт потужності?
10. Поясніть роботу фазового регулятора при активно-індуктивному навантаженні.
11. Поясніть термін “критичний кут керування” у фазовому регуляторі.
12. Поясніть переваги використання регуляторів змінної напруги при побудові високовольтних пристроїв.
13. У чому полягає спосіб фазоступінчастого регулювання?
14. Наведіть регулювальну характеристику фазоступінчастого регулятора.
15. Які переваги і недоліки регуляторів з фазоступінчастим регулюванням?
16. У чому полягає принцип регулювання на високій частоті?
17. Які переваги регулювання на високій частоті порівняно з фазоступінчастим регулюванням на основній частоті?