

18.4. ábra. Egyutas egyenirányító áramkör feszültségének időábrája

18.2.2. Graetz-kapcsolás

Az utántöltés és kisülés viszonya jelentősen megjavul, ha a C_p kondenzátort a pozitív és negatív félperiódus alatt is töltjük. Ezt a 18.5. ábrán látható Graetz-kapcsolással valósíthatjuk meg.

A töltési idő alatt a diódák a transzformátor negatív feszültségű végét a földponttal, a pozitív feszültségű végét a kimenettel kötik össze. A fellépő maximális zárófeszültség egyenlő a terheletlen kimeneti feszültséggel:

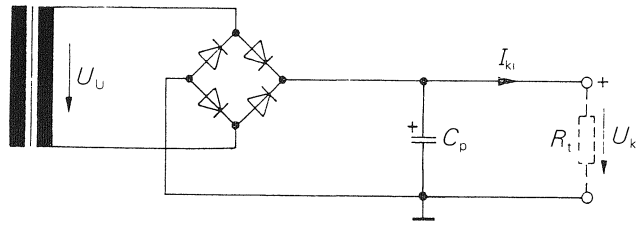
$$U_{ki0} = \sqrt{2}U_{üeff} - 2U_D = \sqrt{2}U_{neff} \eta_v - 2U_D. \quad (18.4)$$

Tehát az egyutas egyenirányító zárófeszültségének itt csak a fele lép fel.

A terhelés hatására keletkező feszültségcsökkenés kiszámításánál végtelen nagy pufferkondenzátort feltételezünk. A kimeneti feszültség ekkor váltakozó komponenset nem tartalmazó tiszta egyenfeszültség, amit $U_{ki\infty}$ -nel jelölünk. Minél jobban csökken a növekvő terhelés hatására a kimeneti feszültség, annál nagyobb lesz az utántöltési idő. Az egyensúly akkor alakul ki, amikor a kondenzátorba betáplált töltés egyenlő a leadott töltéssel. Ebből a töltésegyensúlyi feltételből

$$U_{ki\infty} \approx U_{ki0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_G}{2R_t}} \right), \quad (18.5)$$

ahol $R_t = U_{ki\infty}/I_{ki}$. Az összefüggést bonyolult közelítő számítással vezethetjük le, amikor is a szinuszjelet parabolaív-darabokkal közelítjük. A levezetést itt elhagytuk. A 18.3. ábrán látható egyutas egyenirányítótól eltérően, a kétutas egyenirányítónál a transzformátor belsőellenállásának csak a felét kell számításba venni a terhelés hatására keletkezett feszültségcsökkenés meghatározásánál.



18.5. ábra. Graetz-kapcsolás

Üresjárási kimeneti feszültség: $U_{ki0} = \sqrt{2}U_{\text{üeff}} - 2U_D;$

Terhelt kimeneti feszültség: $U_{ki\infty} = U_{ki0} \left(1 - \sqrt{\frac{R_G}{2R_t}} \right);$

Maximális zárófeszültség: $U_{R\text{max}} = \sqrt{2}U_{\text{üeff}};$

Közepes nyitóáram: $\bar{I}_D = \frac{1}{2} I_{ki};$

Periodikus csúcsáram: $I_M = \frac{U_{ki0}}{\sqrt{2R_G R_t}};$

Búgófeszültség: $U_{\text{Bcs-cs}} = \frac{I_{ki}}{2C_p f} \left(1 - \sqrt{\frac{R_G}{2R_t}} \right);$

Minimális kimeneti feszültség: $U_{ki\text{min}} \approx U_{ki\infty} - \frac{2}{3} U_{\text{Bcs-cs}};$

Transzformátor névleges teljesítménye: $P_n = (1,2 \dots 2) U_{ki\infty} I_{ki}$

Az egyenirányító helyes méretezéséhez meg kell határozni a fellépő áramokat. A töltésgyensúly következtében az átlagos nyitóirányú áram a Graetz-kapcsolás egy-egy diódaágában a kimenő áram felével egyenlő. Mivel a diódák nyitófeszültsége majdnem áramfüggetlen, ezért egy-egy dióda veszteségi teljesítménye:

$$P_d = \frac{1}{2} U_D I_{ki}.$$

A töltési fázisban periodikusan I_M csúcsáram lép fel, amely a kimenő áram többszöröse lehet:

$$I_M = \frac{\hat{U}_n - 2U_D - U_{ki\infty}}{R_G} = \frac{U_{ki0} - U_{ki\infty}}{R_g}.$$

A (18.5) egyenlet felhasználásával

$$I_M = \frac{U_{ki0}}{\sqrt{R_G R_t}}.$$

Látható, hogy a váltakozó feszültségű generátor R_G belsőellenállása döntően hat az I_M csúcsáramra. Ha az R_G belsőellenállás nagyon kicsi, akkor egy soros ellenállással lehet növelni a generátor belsőellenállását a csúcsáram maximumának csök-

kentésére, hogy a diódák ne károsodhassanak. Különösen a hálózati feszültség közvetlen egyenirányításakor kell ezt a módszert használni. A kétutas egyenirányítás e tekintetben is kedvezőbb, mint az egyutas, mert itt a csúcsáram $1/\sqrt{2}$ -ször kisebb.

A töltőáram lekerekített impulzussorozatának effektív értéke nagyobb, mint a számtani középértéke. Ezért az egyenáramú teljesítmény mindig kisebb, mint a transzformátor névleges teljesítménye lenne ohmos terhelésnél, ha a transzformátorra megengedett teljesítményt nem akarjuk túllépni. Az egyenáramú teljesítményt az $I_{ki}U_{ki}$ szorzatból és az egyenirányító veszteségi teljesítményéből számíthatjuk ki, ami: $2U_D I_{ki}$. Így a transzformátor névleges teljesítménye:

$$P_n = \alpha I_{ki}(U_{ki\infty} + 2U_D) \approx \alpha I_{ki}U_{ki}. \quad (18.6)$$

Ahol α a formatényező, amellyel az áram átlagértékéhez képest nagyobb effektív értékét vesszük figyelembe. Ez kétutas egyenirányítónál kb. 1,2, értékét célszerű a ténylegesnél nagyobbra felvenni, és így a transzformátort túlméretezni, nehogy a (18.6) egyenlet alkalmazásánál a termikus igénybevétel határára jussunk. Így nagyobb méretű transzformátort kapunk ugyan a feltétlen szükségesnél, de nő a hatásfok, és csökken az üresjárás veszteségi teljesítmény. A méretek korlátok között tartására toroidtranszformátort célszerű használni.

Véges értékű pufferkondenzátornál a kimeneti egyenfeszültséghez bűgófeszültség, az ún. brummfeszültség is adódik. A bűgófeszültséget abból a töltésből számíthatjuk ki, amit a kondenzátor a t_k kisülési idő alatt elveszít:

$$U_{Bcs-cs} = \frac{I_{ki}t_k}{C_L}.$$

A (18.5) egyenletből közelítőleg:

$$t_k \approx \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_G}{2R_t}} \right) T.$$

Itt $T = 1/f$ a hálózati váltakozó feszültség periódusideje. Ebből

$$U_{Bcs-cs} = \frac{I_{ki}}{2C_p f} \left(1 - \sqrt[4]{\frac{R_G}{2R_t}} \right). \quad (18.7)$$

Döntően fontos a kimeneti feszültség legkisebb pillanatértéke. Közelítőleg

$$U_{ki\min} \approx U_{ki\infty} - \frac{2}{3} U_{Bcs-cs}. \quad (18.8)$$

A hálózati tápegység méretezésének gyakorlására oldjunk meg egy feladatot [18.3]. Legyen előírt a tápegységünk minimális kimeneti feszültsége $U_{ki\min} = 30$ V, $I_{ki} = 1$ A kimenő áram mellett. A bűgófeszültség maximálisan $U_{Bcs-cs} = 3$ V lehet.

A (18.8) egyenletből

$$U_{ki\infty} = U_{ki\min} + \frac{2}{3} U_{Bcs-cs} = 32 \text{ V}.$$