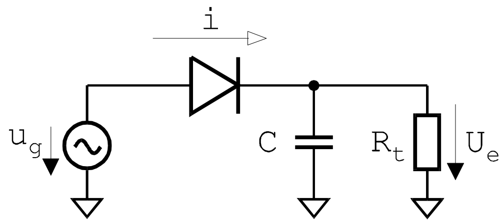
Egyenirányítók

Mottó: “Egyenirányítani pedig kell”

Minden elektronikus készüléknek tápáramellátásra van szüksége. A berendezések egy vagy több egyenfeszültséget igényelnek. Nagyobb teljesítményigénynél a telepek használata gazdaságtalan, ilyenkor az egyenfeszültséget hálózati transzformátorral és egyenirányítóval állítjuk elő. Az így nyert egyenfeszültség rendszerint a hálózatból származóan búgófeszültséget is tartalmaz, ráadásul értéke terhelésváltozás, valamint hálózati feszültségingadozás hatására változik. Ezért többnyire feszültségstabilizátort is kell használni, ami az egyenfeszültség nagy változásait kiegyenlíti. A következő két szakaszban stabilizálatlan egyenfeszültség előállításával, ezt követően a stabilizátor-áramkörökkel foglalkozunk.

Az alábbi ábránk a váltakozó feszültség egyenirányításának legegyszerűbb módszerét szemlélteti, ahol egy diódán keresztül töltünk fel egy kondenzátort.



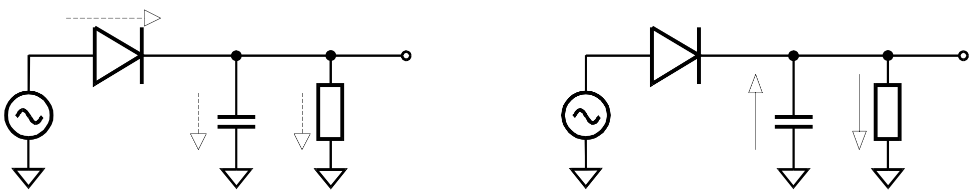
1. ábra Csúcsegyenirányító kapcsolás

Ez az úgynevezett csúcsegyenirányító kapcsolás. (Néha a szakirodalom egyutas egyenirányító áramkörként is említi.) A kapcsolás szíve az U_g szinuszos feszültséggenerátor. Azért szinuszos feszültség egyenirányítása áll a középpontban, mert egyrészt könnyen előállítható és hozzáférhető, másrészt minden periodikus gerjesztőfeszültség felbontható szinuszos és koszinuszos összetevők összegére.
Működése két részre bontható az U_g szinuszos generátorfeszültség és U_{ki} viszonyától függően:

- $U_g > U_{ki}$ ($U_g >> 0$) : Amennyiben a bemeneti feszültség nagyobb a kimeneti feszültségnél, a dióda nyitva van. A rajta átfolyó áram részben a kondenzátort tölti fel, részben pedig az R_t fogyasztót táplálja.

- $U_g < U_{ki}$: A dióda lezár, szakadásként viselkedik. (A rajta visszafelé folyó áramot elhanyagoljuk, mert nagyságrendekkel kisebb a többi áramnál.) Ekkor a feltöltött kondenzátor magára marad a munkaellenállással, ezért kisül. Az R_t -n így ismét áram folyik, melynek iránya megegyezik azzal az árammal, ami az el□z□leg tárgyalt pontban is átfolyt rajta.

Ezt a folyamatot mutatja a 2. ábra.

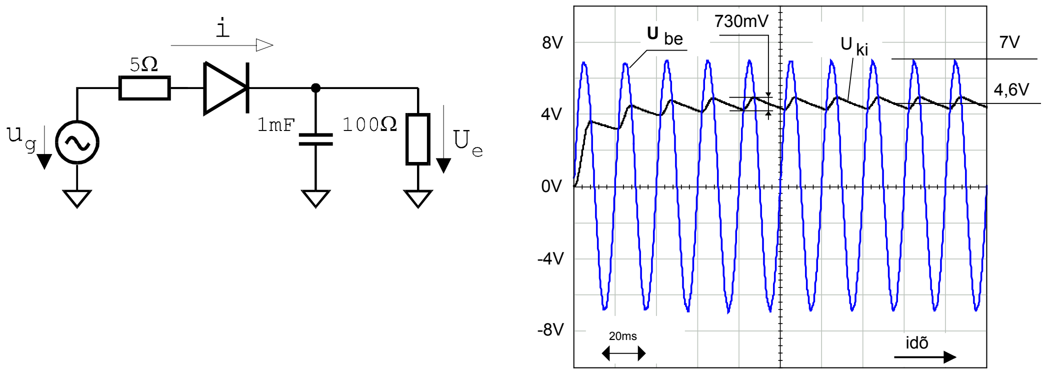


$U_g > U_{ki}$ $\qquad$ $U_g < U_{ki}$

2. ábra Áramok a csúcsegyenirányító kapcsolásban

Egy tipikus eset a következő kapcsolás, ahol egy 7V csúcsértékű szinuszos generátorfeszültséget használunk. ($U_g = U_{be} = 7V$).

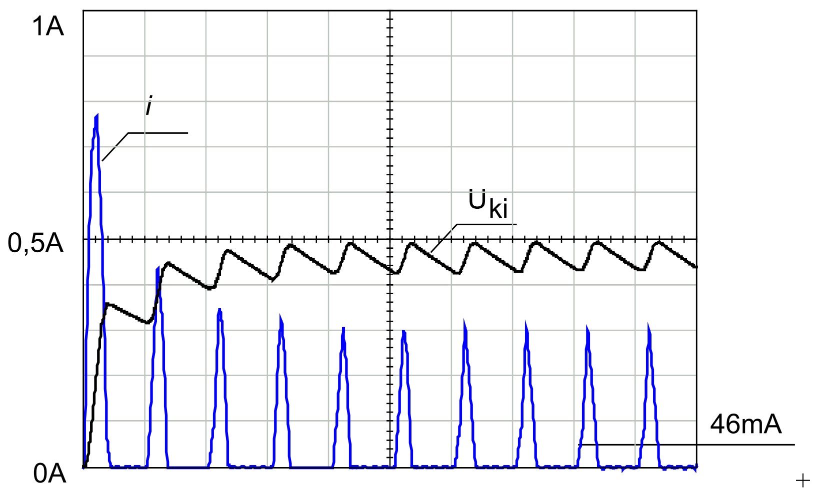
Elemzését az ICAP4 hálózatanalizátor programmal is elvégeztük, amelynek eredményeit a 3. és 4. ábrán megosztjuk az olvasóval.



3. ábra Egyenirányító áramkör feszültségének időábrája

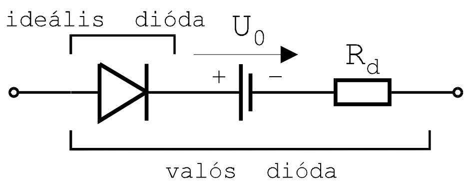
A kapott U_{ki} feszültség egy egyenösszetevőből, és a rá szuperponált jelből áll. Láthatjuk, hogy bekapcsolás után néhány periódus elteltével az U_{ki} eléri azt a feszültségintervallumot, amelyen belül ezek után periodikusan változik. Ez a változás a 7V-os generátorfeszültségnél 730mV, tehát U_g -nek mintegy 10%-a. A 7V-ból elvesző 2.4V nyilván az R ellenálláson és a diódán esik.
Felmerül a kérdés, miért van szükség a dióda előtt elhelyezett R ellenállásra, hiszen berakásával lecsökken az előállított U_{ki} nagysága. Tudjuk, hogy állandósult állapotban a kondenzátor által elraktározott töltés egy adott intervallumon belül ingadozik a kisülések és feltöltődések során. Kell azonban néhány periódus, amíg a töltés eléri ezt az intervallumot. Addig a kisebb töltésmennyiség miatt kisebb feszültség esik rajta (Q=CU !), tehát a dióda két végpontja között nagyobb lesz a potenciálkülönbség, így nagyobb lesz a generátor által szolgáltatott áram. (*4. ábra*) Ez a hálózatunkra veszélyes lehet (családtagjainktól például számíthatunk néhány keresetlen szóra, amint kísérletezés közben kivágjuk a biztosítékot). Az ilyen bekapcsolási tranziensek kivédésére tesszük be R -t. A feszültséggenerátor ellenállását általában beleszámoljuk R -be.

A már említett 4.ábrán megfigyelhetjük, hogy a dióda árama és a kondenzátor töltődése valóban szinkronban van egymással. Az időintervallum kezdetén fellépő tranziens áram lényegesen nagyobb, mint a stacionárius állapotbeli maximális áram kétszerese.



4. ábra Egyenirányító áramkör áramának időábrája

Most pedig a kapcsolás célirányos analízise következik. Feladatunk kett□s: el□ször meghatározzuk az U_{ki} feszültség U_e egyenösszetev□jét, ezután pedig U_{ki} változásának mértékét. Az els□ lépéshez $C \to \infty$ kapacitású kondenzátort választunk. Ezzel dolgozva a kimeneti feszültség és áram hullámossága megsz□nik, így figyelmünket az egyenösszetev□re összpontosíthatjuk.
Térjünk tehát át arra a kérdésre, ami igazán foglalkoztat bennünket. Mekkora lesz U_e stacionárius állapotban? Ehhez áramköri modellünkben tulajdonságai alapján modellezzük a diódát egy ideális dióda, egy a dióda nyitófeszültségével egyez□ nagyságú feszültséggenerátor és egy ellenállás sorbakapcsolásával.

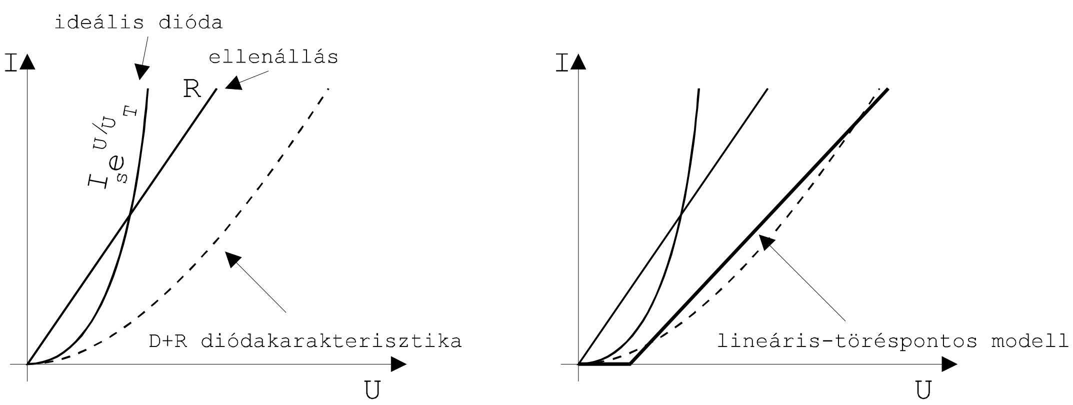


5. ábra Dióda modellezése

A helyettesít□ kapcsoláshoz tartozó közelít□ karakterisztikát a *6. ábra* mutatja. Az egyenirányítókban a diódával a tárgyaltak miatt mindig sorbakapcsolódik egy R ellenállás, amely magába foglalja az U_g generátor bels□ ellenállását is. Az így kialakuló ered□ karakterisztika az

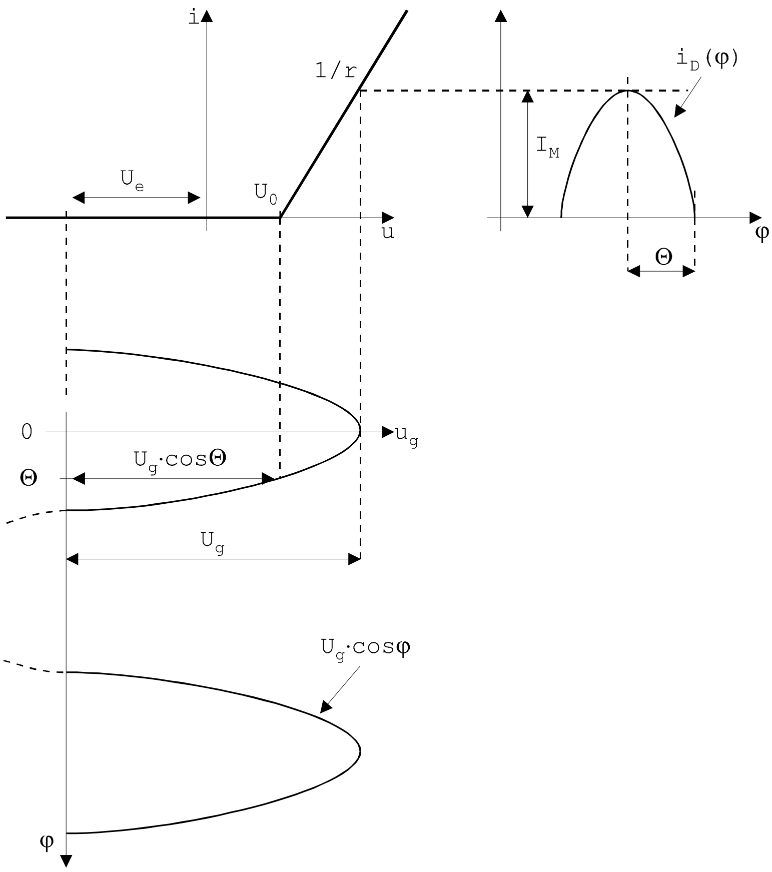
$$U = I \cdot R + U_T \cdot \ln \frac{I}{I_S}$$

egyenlettel írható le, és jól közelíthet□ az U_0 törésponti feszültséggel, és egy r ellenállással jellemzett karakterisztikával.



6. ábra D+R modellbeli diódakarakterisztika lineáris-töréspontos modellje

Vizsgálódásunkat azzal folytatjuk, hogy felvázoljuk, milyen összefüggéseket látunk a dióda szemszögéb□l a hálózatban. A bemen□ feszültség hatására a diódán átfolyó áram és a terhel□ ellenálláson megjelen□ feszültség a következ□ lesz.



7. ábra Mennyiségi kapcsolatok a D+R modellben stacionárius állapotban

Az ábrán feltüntetett mennyiségek:

- $i_D(\varphi)$ a diódán átfolyó áram stacionárius állapotban (a bemeneten szinusz-jelet feltételezünk)
- I_M : $i_D(\varphi)$ maximuma
- θ : folyási szög. Annak a szögtartománynak a fele, amelyben a diódában áram folyik.

A dióda 7. ábrán látható árama Fourier-sorba fejtve egy egyenkomponensb□l és nemnullfrekvenciás komponensek sorozatából áll. Az egyenösszetev□re a kondenzátor szakadásként viselkedik, ez az áram csak az R_t ellenálláson folyik. A nemnullfrekvenciás összetev□kre nézve viszont a kondenzátor rövidzár, ezért ezek R_t-n nem jelennek meg. A kimeneti ellenálláson létrejöv□ egyenfeszültséget tehát az $i_D(\varphi)$ áram nullfrekvenciás összetev□je hozza létre.

Írjunk most fel ezek segítségével néhány összefüggést, amivel közelebb jutunk U_e meghatározásához.

$$I_e = \frac{U_e}{R_t} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_D(\varphi) d\varphi = \ldots = I_M \cdot f_0(\theta)$$

A kapott összefüggés szerint U_e az I_M-mel, és az $f_0(\theta)$ jelölés□, un. Folyási szögfüggvénnyel arányos. $f_0(\theta)$ egy csak θ-tól függ□ mennyiség. Pontos értéke:

$$f_0(\theta) = \frac{\sin\theta - \theta \cdot \cos\theta}{\pi \cdot (1 - \cos\theta)} .$$

Az el□bbi ábráról még néhány dolog leolvasható:

$$U_g \cdot \cos\theta = U_e + U_0$$

valamint

$$\left(U_g - U_e - U_0\right) \cdot \frac{1}{r} = I_M$$

Ez utóbbi egyenlet persze csak egy időpillanatban érvényes.
Ezek az egyenletek a következő háromismeretlenes, zárt alakban nem megoldható egyenletrendszert adják:

$$\text{I.} \quad \frac{U_e}{R_t} = I_M \cdot \frac{\sin\theta - \theta\cos\theta}{\pi(1-\cos\theta)}$$

$$\text{II.} \quad I_M = \frac{U_g - U_e - U_0}{r}$$

$$\text{III.} \quad \cos\theta = \frac{U_e + U_0}{U_g}$$

Az egyszerűbb megoldhatóság érdekében gyalogáldozatot hozunk. Legyen U_o=0. Ekkor a II. és III. egyenlet a következőképpen néz ki:

$$\text{II.} \quad I_M = \frac{U_g - U_e}{r}$$

$$\text{III.} \quad \cos\theta = \frac{U_e}{U_g}$$

Helyettesítsünk be I -be az így kapott II. -t és III. -t:

$$\text{I.} \quad \frac{U_e}{R_t} = \frac{U_g - U_e}{r} \cdot \frac{\sin\theta - \theta\cdot\cos\theta}{\pi\cdot(1-\cos\theta)}$$

$$\frac{U_g}{R_t} \cdot \cos\theta = \frac{U_g \cdot (1-\cos\theta)}{r} \cdot \frac{\sin\theta - \theta\cdot\cos\theta}{\pi\cdot(1-\cos\theta)}$$

Egyszerűsítsünk:

$$\frac{U_g}{R_t} \cdot \cos\theta = \frac{U_g}{r} \cdot \frac{\sin\theta - \theta\cdot\cos\theta}{\pi}$$

$$\frac{1}{R_t} \cdot \cos\theta = \frac{\sin\theta - \theta\cdot\cos\theta}{\pi\cdot r}$$

A kapott eredményt rendezzük át:

$$\frac{r}{R_t} = \frac{1}{\pi} \cdot \left(\mathrm{tg}\theta - \theta\right)$$

Azt kaptuk, hogy θ értéke csak az $\frac{r}{R_t}$ hányadostól függ, de ne feledjük, hogy ezt az eredményt az U_0 mellőzésével kaptuk. A jó csúcsegyenirányítóhoz kis folyási szög tartozik, láthatjuk hogy ennek eléréséhez az $\frac{r}{R_t}$ hányadosnak kicsinek kell lennie.

Az egyenlet jobb oldalán álló

$$\frac{1}{\pi}\cdot\left(\mathrm{tg}\theta-\theta\right)$$

szorzat fontos mennyiség, $\xi(\theta)$ -val jelölik. Neve ‘evolut’ függvény. A függvényt gépészek használják fogaskerekek ívének meghatározásához, ezért táblázatos formában megtalálható. Amennyiben ilyen táblázat nincs a birtokunkban, és szabadidőnkben tápegységeket méretezünk, akkor a $\mathrm{tg}\,\theta$ - θ tagot Taylor-sora alapján $\frac{\theta^3}{3}$ -mal becsülhetjük.

Az itt bemutatottak gyakorlati alkalmazása az egyenfeszültségű tápegység méretezése.

<u>Példa:</u> Mekkorára válasszuk az U_g generátort, ha $5\mathrm{V}$ -os egyenfeszültséget és $100\mathrm{mA}$ -es áramot akarunk a kimeneten előállítani. (U_0 =0.7V, r=5W)

A feladat tehát fordított, U_e ismeretében kell U_g-t meghatározni. Ehhez végezzük el a korábbi helyettesítéseket, de figyeljünk arra, hogy most $U_0\neq 0$.

Helyettesítsük először a II. -t, majd a III -t I.-be:

$$\text{I.}\quad I_e=\frac{U_g-\left(U_e+U_0\right)}{r}\cdot\frac{\sin\theta-\theta\cdot\cos\theta}{\pi\cdot\left(1-\cos\theta\right)}$$

$$I_e=\frac{U_g}{r}\cdot\left(1-\cos\theta\right)\cdot\frac{\sin\theta-\theta\cdot\cos\theta}{\pi\cdot\left(1-\cos\theta\right)}$$

$$I_e=\frac{U_g}{r\cdot\pi}\cdot\left(\sin\theta-\theta\cdot\cos\theta\right)$$

$$I_e=\frac{U_g\cdot\cos\theta}{r\cdot\pi}\cdot\left(\mathrm{tg}\theta-\theta\right)$$

Ezt átrendezve kapjuk, hogy:

$$\frac{I_e\cdot r}{U_g\cdot\cos\theta}=\frac{I_e\cdot r}{U_e+U_0}=\frac{1}{\pi}\cdot\left(\mathrm{tg}\theta-\theta\right)\approx\frac{\theta^3}{\pi\cdot 3}$$

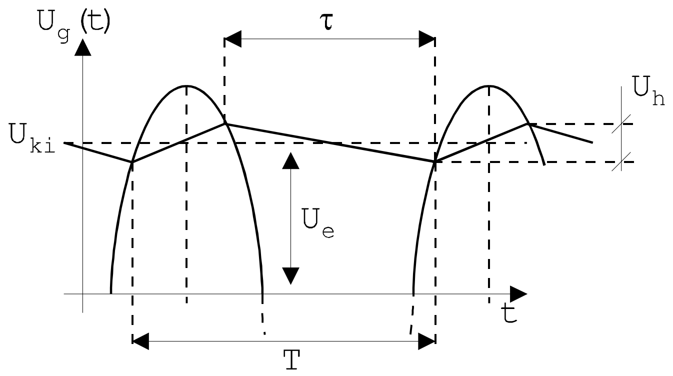
Ebből már θ meghatározható konkrét behelyettesítésekkel:

$$\theta=\sqrt[3]{\frac{3\cdot\pi\cdot I_e\cdot r}{U_e+U_0}}=\sqrt[3]{\frac{3\cdot\pi\cdot 0.01\mathrm{A}\cdot 5\Omega}{5\mathrm{V}+0.7\mathrm{V}}}=\sqrt[3]{\frac{1.5\cdot\pi}{5.7}}=0.9385$$

Majd

$$U_g=\frac{U_e+U_0}{\cos\theta}=\frac{5.7\mathrm{V}}{\cos 0.9385}=9.6452\mathrm{V}\ .$$

Most pedig U_e meghatározása következik, azaz rátérünk az egyenirányítók min□ségére. Mikor jó egy egyenirányító? Akkor, ha a kimeneti feszültség minél kevésbé változik, nem hullámzik. Tudjuk azt, hogy a U_{ki} a kondenzátor töltését□l függ. (Q=CU) A dióda nyitott állapotában a kondenzátor folyamatosan tölt□dik, zárt állapotban pedig folyamatosan veszít töltéséb□l. Így (mint az az ábráról leolvasható) U_{ki} maximumát illetve minimumát a dióda zárásának illetve nyitásának pillanatában mérhetjük. Határozzuk meg -e maximum és minimum közötti különbséget!



8. ábra Hullámosság

Két választásunk van. Vagy azzal az id□vel számítunk, amikor a dióda nyitva van, vagy azzal, amikor zárva. Mi ez utóbbit választjuk az egyszer□ség miatt, hiszen ekkor C és R_t marad egyedül a kapcsolásban. Ezenkívül eddig csak fázissal dolgoztunk, az egyenkomponens nem függött a jel frekvenciájától, de most a kondenzátor kisülése a valós id□ exponenciális függvénye. A kisülés rövid kezdeti szakaszait vizsgáljuk. Itt kicsik a változások ill. feltételezzük, hogy a kondenzátor $\frac{U_e}{R_t}$ állandó árammal sül ki, így a kondenzátor feszültségének görbéjét egyenessel közelíthetjük.
Látható, hogy a dióda

$$\tau = \frac{2\cdot\pi - 2\cdot\theta}{2\cdot\pi}\cdot T$$

ideig van zárva, és ezalatt U_{ki} nagysága U_h-val csökken, tehát $C\cdot U_h$ töltést veszít τ id□ alatt a kondenzátor. Ekkor folyatja □ az áramot, aminek nagyságára így

$$\frac{U_e}{R_t} = \frac{C\cdot U_h}{\tau}$$

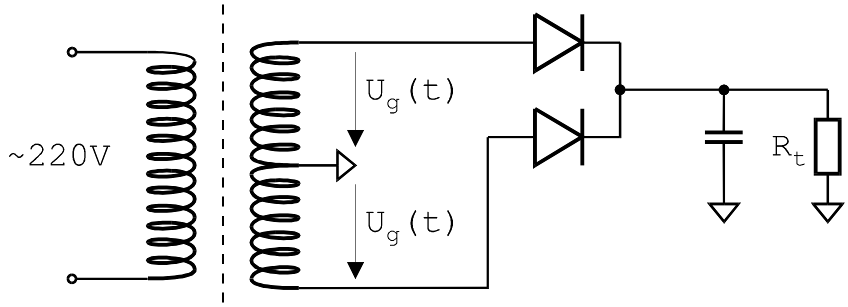
adódik. Kaptunk egy

$$U_h = \tau\cdot\frac{U_e}{R_t\cdot C} = \frac{\pi-\theta}{\pi}\cdot\frac{U_e}{R_t\cdot C}\cdot\frac{1}{f}$$

eredményt, ami azt mutatja, hogy az U_h frekvenciafügg□ és minél nagyobb az f frekvencia, annál kisebb a hullámosság, annál jobb az egyenirányító.

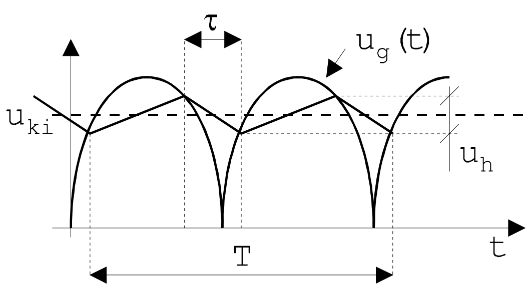
Kétutas egyenirányító

A csúcsegyenirányító sajátossága, hogy a kondenzátor utántöltésének és kisülésének id□beni viszonya kedvez□tlen (τ elég nagy), és ez nagy hullámosságot okoz. A viszony jelent□sen javítható, ha a kondenzátort a pozitív és negatív félperiódus alatt is töltjük. Ennek az ötletnek konkrét megvalósítása a kétutas egyenirányító. Két változatával foglalkozunk: a kétfázisú generátorral ill. a Graetz-híddal felépített kétutas egyenirányító. Tekintsük először a kétfázisút (*9. ábra*)



9. ábra Kétfázisú generátorral felépített kétutas egyenirányító

A kapcsolás lelke az egyenirányban tekercselt két féltekercs. Ennek két, ellentétes fázisú feszültségét egyutasan egyenirányítjuk, mégpedig úgy, hogy U_g pozitív félperiódusában az egyik, a negatív félperiódusban pedig a másik dióda nyit. Így egyszer az egyik, majd pedig a másik féltekercs felől folyó áram fogja tölteni a kondenzátort. Egy periódusban tehát sokkal rövidebb lesz az az időtartam, ami alatt a kondenzátor kisül. Kevesebb idő alatt kevesebb töltés távozhat, tehát kisebb lesz U_{ki} hullámossága (U_h csökken). Most egy periódusban kétszer sül ki a kondenzátor, ezért U_{ki} frekvenciája kétszeres lesz (kétszer több benne a szinuszsapka). Ezt láthatjuk az alábbi ábrán.



10.ábra Kétutas egyenirányító kimeneti feszültségének idődiagramja

Mindezek miatt egyenletrendszerünkben kisebb változtatásokat kell végrehajtani. Mivel minden periódusban kétszer fogunk a diódán átfolyó áramot kapni, ezért az I. egyenletben a jobb oldalon megjelenik egy kettes szorzó.

$$\text{I.}\quad \frac{U_{ki}}{R_t} = 2 \cdot I_M \cdot f_0(\theta)$$

A másik változás, hogy mivel a dióda kétszer is nyit egy periódusban, a kondenzátor rövidebb ideig marad magára az ellenállással, így t értéke lecsökken.

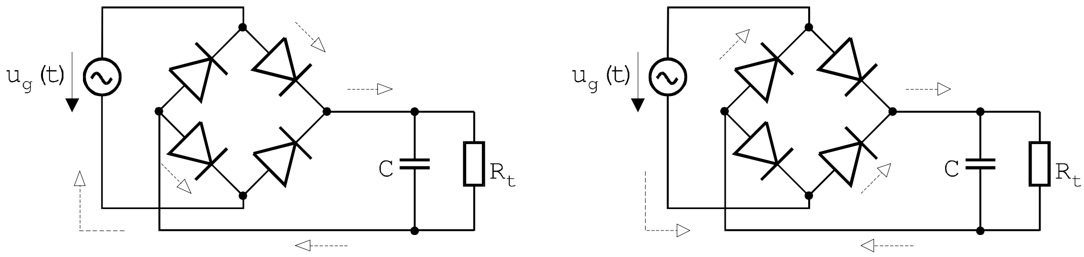
$$\tau = \frac{\pi - 2 \cdot \theta}{2 \cdot \pi} \cdot T$$

Érdekességképpen megadunk egy táblázatot, amely azonos amplitúdójú és frekvenciájú generátorfeszültség esetén az egy- és kétutas egyenirányító néhány jellemző adatát tartalmazza.

Táblázat --Egyenirányítók

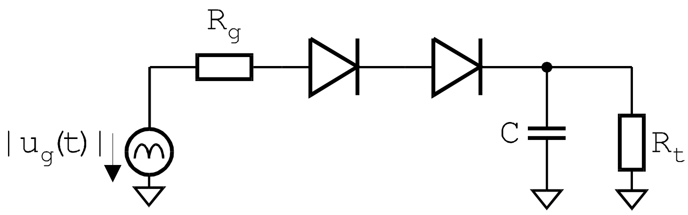
	1 utas	2 utas
U_e	4.6V	5.13V
U_h	720mV	300mV
I_M	300mA	200mA
Θ	44°	36°

Egy másik megoldás kétutas egyenirányító megvalósítására az ún. Graetz-híd. Általában akkor használják, ha a féltekercsek használata a kapcsolásban nem lenne gazdaságos el□állítási költségük miatt. A Graetz-kapcsolás a következ□:



11. ábra Graetz-híd

A töltési id□ alatt a diódák a generátor negatív feszültség□ végét a földponttal, a pozitív feszültség□ végét a kimenettel kötik össze. (A diódanégyes a kereskedelemben egyetlen tokba építve kapható alkatrész.) Ebben a kapcsolási elrendezésben a diódák feszültségviszonyai olyanok, hogy vagy mind a négy dióda zárva van (ilyenkor sül ki a kondenzátor), vagy pedig az egyik diódapár van nyitva, ez a feltölt□dés folyamata.
Mivel így a feltölt□dés mindig diódapáron keresztül történik, a kapcsolás a következ□ kétutas modellel ekvivalens.



12. ábra Graetz-híd kétutas ekvivalense

Ez csak egy plusz diódával és abszolútértékes feszültséggenerátorával különbözik a jól ismert modellt□l. Ez a dióda kedvenc egyenletrendszerünket néhány helyen megváltoztatja, nyitófeszültsége és ellenállása csökkenti az átfolyó áramot. Nyilván itt is minden periódusban kétszer fog áram folyni, így

Ez a lényeg!

I. $\frac{U_e}{R_t} = \mathbf{2} \cdot I_M \cdot f_0(\theta)$ képletünk érvényes marad.

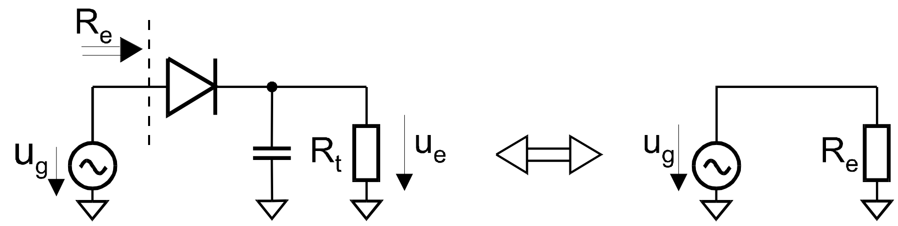
II. $I_M = \frac{U_g - U_e - \mathbf{2} \cdot U_0}{R_g + \mathbf{2} \cdot r_d}$

$$\text{III.}\quad \cos\theta = \frac{U_e + \mathbf{2} \cdot U_0}{U_g}$$

A féltekercses módszert és a Graetz-hidat összehasonlítva láthatjuk, hogy az el□bbi kapcsolásnál el□ny, hogy az áram mindig csak egy diódán folyik, és nem kett□n, mint a Graetz-kapcsolásnál. Ezért a diódákon es□ feszültségesés is csak fele a Graetz-énak. A generátorok bels□ ellenállása viszont megkétszerez□dött, mert adott térfogatú csévetestnél dupla menetszámú tekercset, azaz feleakkora átmér□j□ huzalt kell használni. Ezért a tekercseket csak félteljesítményre kell méreteznünk, emiatt viszont a feszültségesés megn□. A kimeneti feszültség és a diódák nyitófeszültségének arányától függ, hogy melyik a dönt□ hatás. Elméleti szempontból kis kimeneti feszültségnél kedvez□bb a hagyományos módszer, nagy kimeneti feszültségnél pedig a Graetz-kapcsolás jobb. A valóságban azonban legtöbbször gazdasági szempontok döntenek.

Csúcsegyenirányító kapcsolás teljesítményfelvétele

Vizsgáljuk meg egyenirányító kapcsolásainkat teljesítményfelvétel szempontjából. Sajnos, a generátoron kívül es□ rész nemlineáris elemeket is tartalmaz, ezek id□függ□ karakterisztikái nem sok jóval kecsegtetnek. Éppen ezért érdemes a kapcsolást egy olyan érték□ ellenállással közelíteni, amely ugyanakkora teljesítményt vesz fel a generátorból, mint maga az egyenirányító. Ezt ekvivalens ellenállásnak nevezzük, és a továbbiakban R_e -vel jelöljük. R_e tehát az az ellenállás, amit a feszültséggenerátor kapcsaitól benézve a kapcsolásból látunk. Törekvésünk tehát kett□s: meg kell határoznunk a csúcsegyenirányító kapcsolás teljesítmény-felvételét, majd azt az ekvivalens ellenállást ami a csúcsegyenirányító kapcsolással megegyez□ nagyságú teljesítményt vesz fel.
Vegyük el□ször az ideális csúcsegyenirányítót, és azt a kapcsolást, amely a hozzá tartozó ekvivalens ellenállásból és a generátorból épül fel (*13. ábra*).



13. ábra Egyenirányító ekvivalense teljesítményfelvétel szempontjából

R_e által felvett teljesítmény könnyen meghatározható. Mivel U_g szinuszos,

$$P_e = \frac{U_g^2}{2 \cdot R_e}\ .$$

Jöhet az ideális csúcsegyenirányító. A diódaáram egy összetett spektrumú áram, bár teljesítmény-felvételt csak az alapharmónikus jelent. Ha figyelembe vennénk a különböz□ frekvenciájú komponenseket (ezek $f_0(\theta)$, $f_1(\theta)$ …-val jellemezhet□k), akkor pontos, de rosszul áttekinthet□ eredményt kapnánk. Ezért közelítéseket használunk. Elhanyagoljuk a dióda által felvett teljesítményt, így teljesítményt csak R_t vesz fel, mégpedig $\frac{U_e^2}{R_t}$ nagyságút. Tegyük még fel, hogy “elég jó” csúcsegyenirányítóval van dolgunk, azaz

$$U_e \cong U_g\ .$$

Így a felvett teljesítményre

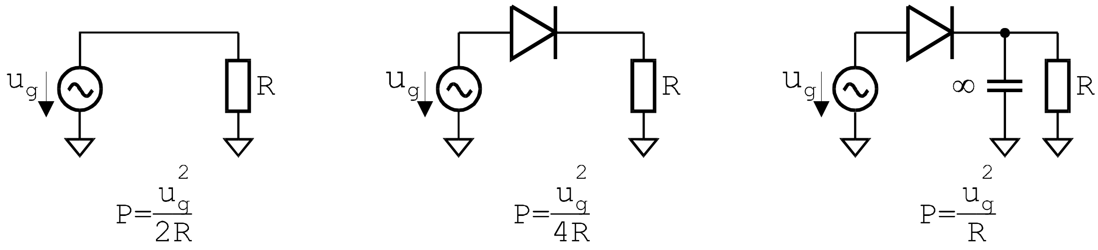
$$P_{cse} = \frac{U_e^2}{R_t}$$

adódik. P_{cse} és P_e egyenl□ségéb□l

$$R_t = 2 \cdot R_e$$

-t kapjuk. Némi meglepetés, hogy egy feleakkora ellenállás vesz fel ugyanakkora teljesítményt. Mi lehet ennek az oka?

Szemléltető jelleggel álljon még itt néhány primitív kapcsolás teljesítményfelvétele.



14. ábra

Az első eset triviális. Lássuk a másodikat. Ha egy diódát teszünk az ellenállás elé, az ellenállás csak az idő annak a felében fog dolgozni, amikor a dióda nyitva van (félperiódus), ezért a felvett teljesítmény az előzőnek a fele lesz:

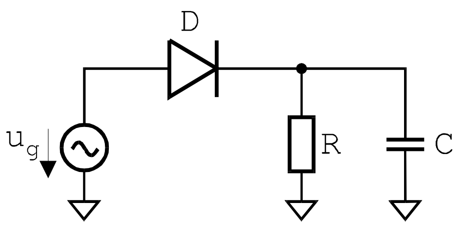
$$P = \frac{U_g^2}{4 \cdot R}.$$

A harmadik kapcsolásban az ideális kondenzátor és dióda bevétele pedig annyiban változtat, hogy a kondenzátor U_g feszültségre töltődik, és ezt az értéket stacionáriusan tartja. Ez azt jelenti, hogy R_t -n egész idő alatt U_g egyenfeszültség esik, ezért

$$P = \frac{U_g^2}{R}.$$

(Mivel a kondenzátor hatásos teljesítményt nem vesz fel.) A bal oldali kapcsoláshoz képest négyszeres a teljesítményfelvétel!! Hogy értük el ezt a kondenzátorral, ami elvileg nem szól bele a teljesítmény felvételébe? A dióda U_g -n keresztül nagy energiát tölt a kondenzátorba a csúcsáram ideje alatt, amit a kondenzátor később hosszú idő alatt sugároz ki. Ezzel elősegíti az egyenletes teljesítményfelvételt. Ez az első kapcsolás változó teljesítményfelvétele csúcsértékének megfelelő.

Tegyük fel, hogy csúcsegyenirányítónkkal a csúcsfeszültséggel egyenlő egyenfeszültséget akarunk előállítani. Nézzük ennek problémáit:



15. ábra

Ismételjünk át néhány, már tanult dolgot. Az ábrán megszokott csúcsegyenirányítónkat látjuk. A gerjesztő feszültség legyen

$$u_g(t) = U_g \cdot \cos(\omega \cdot t).$$

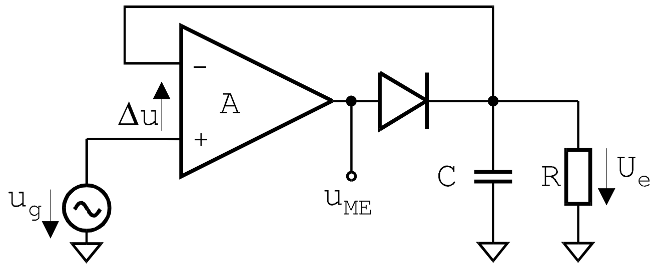
Vizsgáljuk a $C \to \infty$ esetet (ideális kondenzátor).Bekapcsolás után a dióda nyit, és a meginduló áram tölti a C-t. Ha $C = \infty$, akkor $u_g = U_g$ elérésekor (csúcsérték) a diódán I_M áram folyik. Ekkor a munkaellenálláson es□ feszültség

$$U_{ki} = U_g - U_0 - I_M \cdot r$$

, ahol U_o és r a diódakarakterisztika lineáris töréspontos modelljének szokott állandói. Természetesen azt akarjuk elérni, hogy U_{ki} minél jobban közelítse U_g-t, azaz a

$$U_0 + I_M \cdot r$$

hibaösszetev□t akarjuk csökkenteni. Az ötlet: m□veleti er□sít□ alkalmazása. M□veleti er□sít□vel kiküszöböljük a dióda nyitófeszültségének hatását úgy, hogy a feszültségkövet□ visszacsatoló ágába kötjük azt.



16. ábra M□veleti er□sít□vel felépített csúcsegyenirányító

Az egyenirányító m□ködése a következ□kön alapul: Hasonlítsuk össze $u_g(t)$-t és U_{ki}-t.

- Ha $U_g < U_{ki}$, akkor U_{ME} feszültséget állítsuk be olyanra, hogy a D dióda ne tudjon nyitni. ($U_{ME} \le U_{ki}$)
- Ha $U_g > U_{ki}$, akkor a dióda vezet, U_{ME}-t a lehet□ legnagyobbra emeljük, hogy az utántöltés minél nagyobb legyen ($U_1 >> U_e + U_o$). A negatív visszacsatolás következtében $U_{ki} = U_g$ áll be. (A C kondenzátor a bemeneti feszültség csúcsértékére tölt□dik.)

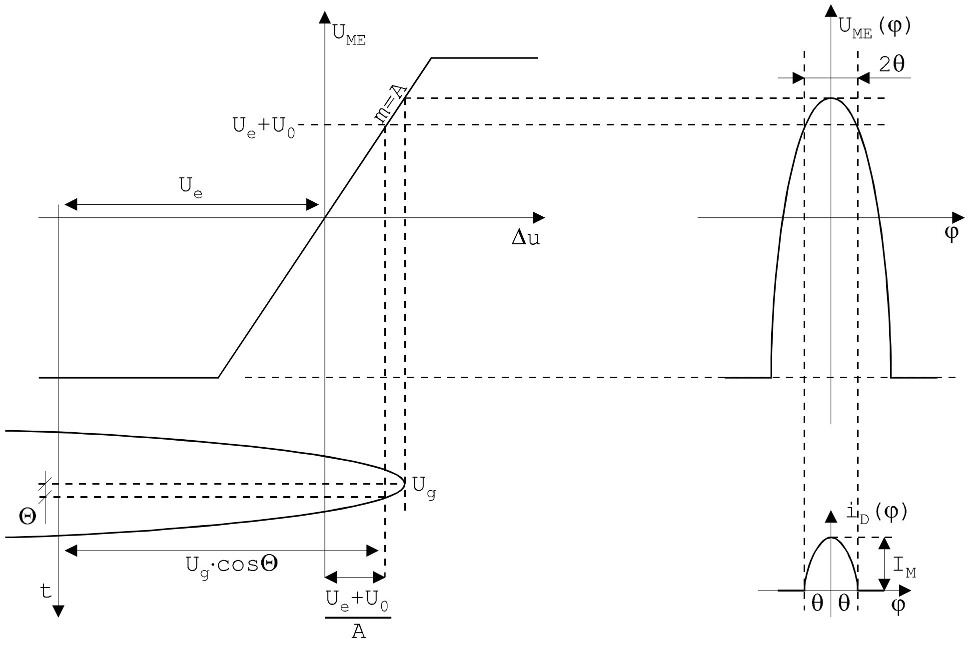
Itt is megadjuk a gyakorlati alkalmazásokhoz szükséges egyenletrendszert.

I. $\dfrac{U_e}{R_t} = I_M \cdot f_0(\theta)$

II. $I_M = \dfrac{\left(U_g - U_e\right) \cdot A - U_e - U_0}{r} = \dfrac{U_g - U_e - \dfrac{U_e + U_0}{A}}{\dfrac{r}{A}}$, ahol $\left(U_g - U_e\right) \cdot A = \max\left\{U_{ME}\right\}$

III. $\cos\theta = \dfrac{U_e + \dfrac{U_e + U_0}{A}}{U_g}$

A kapcsolás analizálásához tekintsük A-t végesnek, minden egyéb paraméter legyen ideális.



17. ábra

Hasonlítsuk össze az egyszer□ diódás egyenirányítónkat a csúcsegyenirányítóval!

Alapegyenletek

Egyszer□	M□veleti er□sít□vel javított
(1) $U_{ki} = I_{ki} \cdot R_t$	$U_{ki} = I_{ki} \cdot R_t$
(2) $U_{ki} + U_0 = U_g \cdot \cos\theta$	$U_{ki} + \dfrac{U_{ki} + U_0}{A} = U_g \cdot \cos\theta$
(3) $I_{ki} = I_M \cdot f_0(\theta)$	$I_{ki} = I_M \cdot f_0(\theta)$
(4) $I_M = \dfrac{U_g(1-\cos\theta)}{r}$	$I_M = \dfrac{U_g(1-\cos\theta)\cdot A}{r}$

Mindent egybevetve: $r \rightarrow \dfrac{r}{A}$

$U_0 \rightarrow \dfrac{U_e + U_0}{A}$ helyettesítés adódik.

Azaz megállapíthatjuk, hogy a m□veleti er□sít□vel felépített csúcsegyenirányító ekvivalens egy olyan egyszer□ diódás csúcsegyenirányítóval, melynek soros ellenállása és küszöbfeszültsége az A er□sítés arányában kisebb, mint az alkalmazott diódáé.