

Zombori Béla

Elektronika

5. kiadás

Nemzeti Tankönyvkiadó – Tankönyvnyomdai Kiadó,
Budapest

A Szakképzési Tankönyv és Taneszköz Tanács javaslatára a tankönyv használatát az oktatási miniszter XXX/1453/2000. számon a 2000/2001. tanévtől engedélyezte.

Lektor: Bogdán János

Sorozatszerkesztő: Futterer László

© Zombori Béla, 1999, 2000, 2002, 2003, 2004

Felős szerkesztő: Molnár Ervin

Bortöltő: Szlovencsák Ádám

A könyv ábráit az Újpesti Kéttannyelvű Műszaki Szakközépiskola és Gimnázium tanulói készítettek Horváthné Tőkei Zsuzsanna tanárnő vezetésével

5. kiadás

A könyv fejlesztési munkálatait a Tankönyvnyomdaster Kiadó végezte

Nemzeti Tankönyvkiadó Rt.

Felős kiadó: a Nemzeti Tankönyvkiadó Rt. vezérigazgatója

ISBN 963 9460 64 8

A tankönyv megrendelhető:

Tankönyvnyomdaster Kiadó

1141 Budapest,

Fogarasi út 111.

Tel.: 220-22-37

Fax: 221-05-73

www.tankönyvnyomdaster.hu

e-mail: info@tankönyvnyomdaster.hu

A könyv formátuma: B/5

Terjedelme: 22,6 (A/5) ív

Azonossági szám: TM-11004

Szedés, nyomdai előkészítés: Szekeres Sándor

Készült az MSZ 5601:1983 és 5602:1983 szerint

Nyomta és kötötte: MÜLTISZOLG BT., Vác

Telefon: (27)502-765

Felős vezető: Kajtor Istváné

Tartalomjegyzék

Előszó	7
1. ELEKTRONIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK	9
1.1. Kétpólusok	9
1.2. Négypólusok	16
1.2.1. Négypólusok paraméteres egyenletrendszerei	16
1.2.2. Négypólusok átvitele	21
1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok	24
2. FÉLVEZETŐ ÁRAMKÖRI ELEMEEK	35
2.1. Félvezető anyagok	35
2.2. Félvezető diódák	42
2.2.1. Általános célú dióda	42
2.2.2. Zener-diódák	45
2.2.3. Kapacitástdiódák	47
2.2.4. Alagútdiódák	48
2.2.5. Nagyfrekvenciás tüssdiódák	48
2.2.6. Schottky-dióda	49
2.2.7. A diódák alkalmazása	50
2.3. Transzisztorok	55
2.3.1. Bipoláris tranzisztorok	55
2.3.2. Unipoláris tranzisztorok	67
2.4. Egyéb félvezető eszközök	73
2.4.1. Egyrétegű tranzisztor	73
2.4.2. Négyrétegű dióda	75
2.4.3. Kétfázisú kapcsolódioda – diac	76
2.4.4. Tirisztor	77
2.4.5. Triac	78
2.4.6. Optoelektronikai eszközök	79
3. ANALÓG ALAPÁRAMKÖRÖK	85
3.1. Erősítő alapkapcsolások	86
3.1.1. Közös emitteres és közös source-elektrodájú alapkapcsolások	87
3.1.2. Közös kollektoros és közös drain-elektrodájú alapkapcsolások ..	100
3.1.3. Közös bázisú és közös gate-elektrodájú kapcsolás	107
3.1.4. Többfokozatú erősítők	110

3.2. Visszacsatolások	112
3.2.1. Negatív visszacsatolás	114
3.2.2. Visszacsatolások az erősítőkhöz	118
3.3. Az erősítők frekvenciafüggése	123
3.3.1. Az erősítés változása kisfrekvencián	123
3.3.2. Az erősítés változása nagyfrekvencián	129
3.3.3. Az erősítők sávszélessége, szélessávú erősítők	135
3.4. Az erősítők torzítása és zaja	140
3.4.1. Az erősítők torzítása	140
3.4.2. Az erősítők zaja	143
3.5. Nagyjelű erősítők	145
3.5.1. Együttemű teljesítményerősítő	147
3.5.2. Ellenüttemű teljesítményerősítő	148
3.5.3. Teljesítményerősítő kapcsolások	152
4. MŰVELETI ERŐSÍTŐK	158
4.1. A műveleti erősítők belső áramkörei	158
4.1.1. Differenciálerősítők	159
4.1.2. Fázisszösszegző kapcsolás	170
4.1.3. Szinteltoló áramkörök	172
4.1.4. Aszimmetrikus erősítő	173
4.1.5. Kimeneti fokozat	174
4.2. A műveleti erősítők felépítése és jellemzői	174
4.3. Alapkapcsolások műveleti erősítővel	179
4.4. Műveleti erősítők munkapont-beállítása	182
5. IMPULZUSTECHNIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK	188
5.1. Impulzusjellemzők	188
5.2. Jelformáló áramkörök	190
5.3. Multivibrátorok	192
5.3.1. A tranzisztor mint kapcsoló	192
5.3.2. Tranzisztoros asztali multivibrátor	197
5.3.3. Tranzisztoros monostabil multivibrátor	200
5.3.4. Tranzisztoros bistabil multivibrátor	202
5.3.5. Tranzisztoros Schmitt-trigger áramkör	203
5.3.6. A műveleti erősítők kapcsolóüzeme	205
5.3.7. Asztali multivibrátor műveleti erősítővel	206
5.3.8. Monostabil multivibrátor műveleti erősítővel	207

5.3.9. Schmitt-trigger műveleti erősítővel	209
5.3.10. Multivibrátorok időzítő áramkörrel	211
5.4. Fűtésjel-generátorok	214
6. ÖSSZETETT ELEKTRONIKAI ÁRAMKÖRÖK	219
6.1. Hangolt erősítők	219
6.2. Műveleti erősítők alkalmazásai	224
6.2.1. Erősítőkápcsolások	224
6.2.2. Műveletvégző áramkörök	227
6.3. Szinuszos oszcillátorok	228
6.4. Stabilitátorok	237
6.4.1. Lineáris stabilitátorok	238
6.4.2. Kapcsolóüzemű stabilitátorok	246
<i>Függelék: A negatív visszacsatolás hatása az erősítők jellemzőire</i>	<i>249</i>

Ez az **Elektronika** c. könyv, amit kezében tart a kedves Olvasó, a Tankönyvmester Kiadó villamos ipari és rokon szakmák számára készített tankönyvcsaládjának egyik alapozó tankönyve, és a szakképzésben résztvevő tanulók számára foglalta össze az elektronikával, az elektronikus áramkörökkel kapcsolatos legfontosabb ismereteket. A tankönyv az 1999-ben megjelent első kiadás javított változata. Számos iskola erre alapozta az elektronikai képzését. Sok iskolában oktatási kísérletre is vállalkoztak a pedagógusok (akiknek ezúton is szeretnénk köszönetet mondani), és ennek alapján számos értékes tapasztalat gyűlt össze. A tankönyv elnyerte a Szakképzési Tankönyv és Taneszköz Tanács tetszését, és tankönyvvé nyilvánították. A tankönyvvé nyilvánítás folyamatának egyik fázisa, hogy független szakértők bírálják a könyvet. Ezen véleményeket is figyelembe vettük a tankönyv új kiadásánál.

A tankönyv **Az elektronika alapjai** c. könyvnel részletesebben, az egyszerűbb áramkörök tervezési szempontjait és módszereit is figyelembe véve tárgyalja a két- és négy-pólusokat, a felvevő eszközök felépítését és működését, az analóg áramkörtechnika alapjait (transzisztoros és műveleti erősítős kapcsolások, oszcillátorok, stabilizátorok, impulzustechnikai áramkörök stb.), valamint a fontosabb egyszerű és összetett analóg áramköröket, ill. alkalmazásait. A könyv legnagyobb előnye, hogy az áramkör-technikát rendkívül tömören, sok ábrával illusztrálva foglalja össze, és bár számos helyen ismerteti a tervezési módszert is, annak megértéséhez, ill. alkalmazásához nincs szükség mélyebb matematikai ismeretekre. A tankönyv a digitális áramkörti technikát és a mikroprocesszorok speciális szervezési elveit tartalmazó **Digitális elektronika** c. tankönyvvel kiegészítve jól előkészíti a későbbi tanulmányok szakmaspecifikus tananyagát.

A könyv elméleti ismereteit jól kiegészítik még a

TM-11002 Kerékgyártó László: **Elektronika,**
TM-11015 Zombori Béla: **Digitális elektronika,**

TM-11008 Gyetván Károly: **A villamos mérések alapjai**

című tankönyvek, ill. az itt elcsajátított ismeretekre épülnek a középszintű tankönyvek családjából a

TM-12003 Orgoványi József-Pszota József: **Digitális technika,**

TM-12005 Babosa Antal-Danyi Vilmos-Kvasz Mihály: **Híradástechnika,**

TM-12008 Borsi István (szerk.): **Alkalmazott számítástechnika,**

TM-12010 Gyetván Károly: **Elektronikus mérések. Analóg áramkörök**

c. tankönyvek. A tanulnak gyakorlati alkalmazását segítik a

TM-11009 Czili István: **A villamos gyakorlatok alapjai,**

TM-11209 Gyetván Károly-Futterer László: **Villamos mérési feladatok,**

TM-12015 Réti Gyula: **Elektronikus gyakorlatok. Analóg áramkörök**

c. tankönyvek.

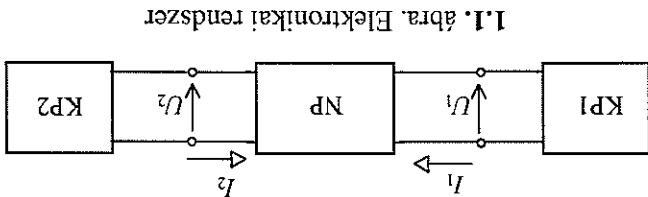
Reméljük, az átdolgozott, ill. új tankönyveink elnyerik a pedagógusok és a tanulók tetszését. Ezután is várjuk a szakmabeliek értékes észrevételeit.

A továbbiakban is eredményes tanulást és szakmai sikereket kíván minden kedves Olvasójának a

Tankönyvmester Kiadó

1. ELEKTRONIKAI ALAPÁRAMKÖRÖK

Az elektronikai alapáramkörök – legyenek bármilyen bonyolultak is – az 1.1. ábrán látható egyszerű felépítésű rendszerrel helyettesíthetők.

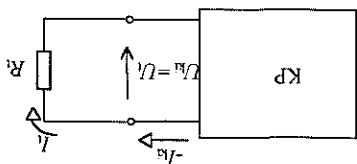


Jól elkülöníthető az áramkörben egy NP négypólus, amelynek bemenetére egy KP1 meghajtó áramkör, kimenetére pedig egy KP2 terhelés kapcsolódik. A meghajtó és a terhelő áramkörök kétpólusok. Meggegyezés szerint a feszültségek nyílai lefelé, az áramok nyílai befelé mutatnak. Ha a valóságban nem ilyenek az irányok, akkor azt negatív előjellel jelöljük.

1.1. Kétpólusok

A kétpólusok két villamos csatlakozóponttal rendelkező áramkörök. Egyik csoportjuk energiát szolgáltat, ezeket **aktív kétpólusoknak** nevezzük, míg a másik csoportha tartozók energiát fogyasztanak, ezek a **passzív kétpólusok**. Aktív kétpólusok pl. az elektrotechnikában már megismert áram- és feszültséggenerátorok, és minden olyan villamos hálózat, amely generátort tartalmaz. A leggyakoribb passzív kétpólus az ellenállás, de passzív kétpólus az ellenállásokból, kondenzátorokból, tekercsekkel álló bonyolult villamos hálózat is.

Ha a kétpólusokat terheléssel zárjuk le az 1.2. ábra szerint, akkor a terhelésen I_t áram folyik keresztül, amely a kétpólus kimeneti árama. Ezt az áramot a terhelésre jutó U_t feszültséggel megegyező U_{ki} kimeneti feszültségre hozza létre.



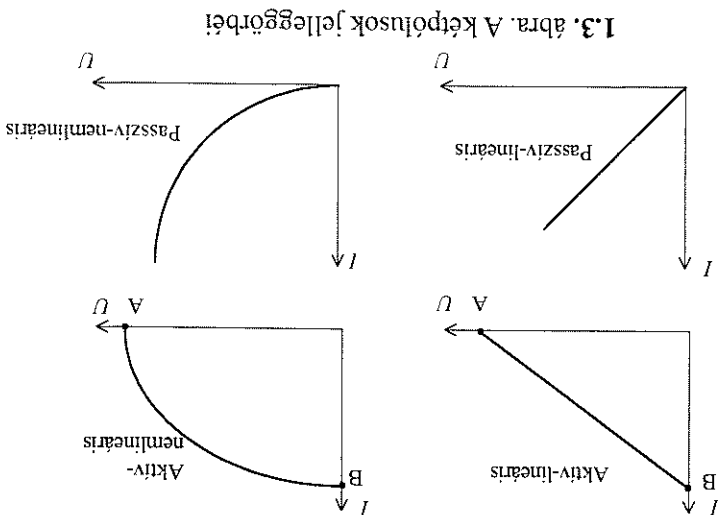
1.2. ábra. Aktív kétpólus terhelése

Há a kétpólus áramának vagy feszültségének megváltozása esetén a másik mennyiség egyenes arányosság szerint változik, akkor a **képólus lineáris**. Amennyiben a feszültség és az áram viszonyára nem az egyenes arányosság jellemző, akkor a **képólus nemlineáris**. Lineáris pl. minden olyan kétpólus, amely ellenállásokból áll, mert a feszültség és az áram Ohm törvénye szerint egyenesen arányos egymással. Nem egyenes arányosság szerint változik viszont az áram és a feszültség, pl. az izzólámpa sarkain, így az izzólámpa egy nemlineáris kétpólus.

Az első két csoport kialakítása az energia felvétel-leadás, a második két csoport kialakítása a csatlakozási pontok feszültségének és áramának összefüggése szerint történik. Ezért egy adott kétpólus lehet:

- aktív-lineáris,
- aktív-nemlineáris,
- passzív-lineáris
- passzív-nemlineáris.

A kétpólusok kapcsolófeszültségének és áramának összefüggését gyakran grafikusan adjuk meg. A grafikus megadásra a **jelleggörbe** (karakterisztika) alkalmas, amely a feszültség változásának függvényében mutatja az áram változását, derékszögű koordináta-rendszerben. Az 1.3. ábra a különböző csoportokba tartozó kétpólusok jelleggörbéit mutatja.



1.3. ábra. A kétpólusok jelleggörbéi

Az 1.3. ábrából két lényeges következtetés vonható le:

- a lineáris kétpólusok jelleggörbéje, a feszültség és az áram közötti lévő egyenes arányosság miatt mindig egyenes,
 - a passzív kétpólusok jelleggörbéje mindig az origóból indul.
- A kétpólusok belső felépítésének sokfélésege és esetleges bonyolultsága miatt gyakran célszerű elvonatkoztatnunk a belső felépítéstől, és azt egy olyan egyszerű áramkörrel helyettesíteni, amely a csatlakozási pontokon pontosan ugyanolyan feszültség- és áramviszonyokat hoz létre, mint az eredeti kétpólus.

Ohmos ellenállásokból álló passzív kétpólus esetén a helyettesítő kétpólus az eredő ellenállás. Reaktáns elemeket is tartalmazó passzív kétpólus helyettesítő impedanciáját két adat jellemzi: az eredő impedancia abszolút értéke és az impedancia fázisszöge.

A helyettesítő eredő impedancia mellett jól használható a reaktáns elemeket is tartalmazó passzív kétpólus jellemzésére, egyik adatként, a Q jósági tényező. Értéke a kétpóluson keletkező meddő és hatásos teljesítmény hányadosa:

$$Q = \frac{P_m}{P_h}$$

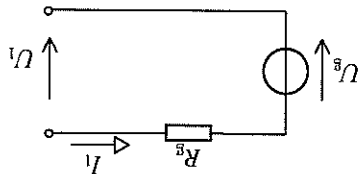
A reaktáns elemeket nem tartalmazó, aktív lineáris kétpólusok helyettesítése Thevenin, vagy Norton tételé szerint történik.

Thevenin-tétel: az aktív kétpólus helyettesíthető egy valószínű feszültséggenerátorral, ahol a generátor U_g forrásfeszültsége megegyezik a helyettesítendő kétpólus üresjárási feszültségével, a generátor R_g ellenállás pedig a kapcsolásra számított eredő ellenállás.

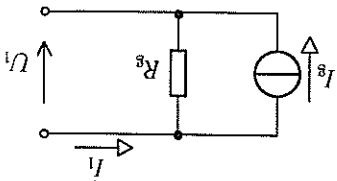
Norton-tétel: az aktív kétpólus helyettesíthető egy valószínű áramgenerátorral, ahol a generátor forrásárama megegyezik a helyettesítendő kétpólus rövidzárási áramával, a generátor ellenállás pedig a kapcsolásra számított eredő ellenállás.

Egyezményesen a kétpólusba befolyó áramok irányát tekintjük pozitív előjelűnek. A Thevenin-helyettesítőképét az 1.4. ábra, a Norton-helyettesítőképét az 1.5. ábra mutatja.

1.4. ábra. Thevenin-helyettesítőkép



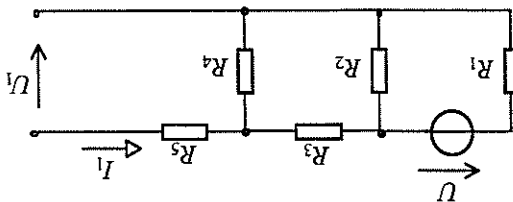
1.5. ábra. Norton-helyettesítőkép



A Thevenin és a Norton tételek gyakorlati alkalmazását a következő példa mutatja:

1. feladat

Helyettesítsük az 1.6. ábrán látható hálózatot Thevenin és Norton-helyettesítőképpével! Adatok: $U = 10 \text{ V}$, $R_1 = 20 \Omega$, $R_2 = 30 \Omega$, $R_3 = 50 \Omega$, $R_4 = 10 \Omega$, $R_5 = 40 \Omega$.



1.6. ábra. Az 1. feladat áramköre

Az 1. feladat megoldása

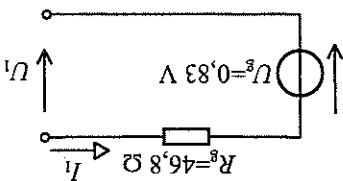
A Thevenin-helyettesítőkép elemeinek számítása:

Az üresjárás miatt $I_1 = 0$, ezért az R_3 ellenálláson nincs feszültségeseés, így az R_4 ellenálláson eső feszültség megegyezik az üresjárási kimeneti feszültséggel. Ezt feszültségosztással kiszámítva:

$$U_4 = U \cdot \frac{(R_3 + R_4) \times R_2}{(R_3 + R_4) \times R_2 + R_4} = 10 \cdot \frac{20 + (60 \times 30)}{60 \times 30} = \frac{60}{10} \cdot \frac{20}{20 + (60 \times 30)} = 0,833 \text{ V}$$

A generátor ellenállása a kimeneti kapcsokra számított eredő ellenállás:
 $R_g = ((R_1 \times R_2) + R_3) \times R_4 + R_5 = ((20 \times 30) + 50) \times 10 + 40 = 48,6 \Omega$.

A Thevenin-helyettesítőkép az 1.7. ábrán látható:



1.7. ábra. Az 1. feladat Thevenin-helyettesítőképe

A Norton-helyettesítőkép elemeinek számítása a következők szerint történik. A helyettesítő generátor áramának kiszámításához a kétpólus kimenetét rövidre kell zárni.

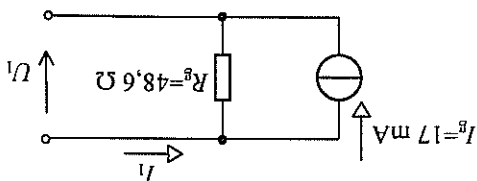
A rövidzárat létrehozó vezetéken ugyanakkora áram folyik, mint az R_5 ellenálláson.

$$U_{45} = U \cdot \frac{(R_4 \times R_5) + R_3 \times R_2}{R_4 \times R_5} \cdot \frac{R_1 + ((R_4 \times R_5) + R_3 \times R_2)}{R_3 + (R_4 \times R_5)} = 10 \cdot \frac{20 + ((10 \times 40) + 50) \times 30}{10 \times 40} \cdot \frac{50 + (10 \times 40)}{(10 \times 40) + 50 \times 30} = 0,68 \text{ V.}$$

$$I_g = I_s = I_{45} = \frac{U_{45}}{R_5} = \frac{0,68}{40} = 0,017 \text{ A} = 17 \text{ mA,}$$

$$R_g = 48,6 \Omega.$$

A Norton-helyettesítőkép az 1.8. ábrán látható.



1.8. ábra. Az 1. feladat Norton-helyettesítőképe

Ugyanazon kétpólus helyettesítőképei egyszerűen átalakíthatók egymásba. A Thevenin-helyettesítőképet rövidre zárva kiszámítható a Norton-generátor forrása:

$$I_g = \frac{U_g}{R_g}.$$

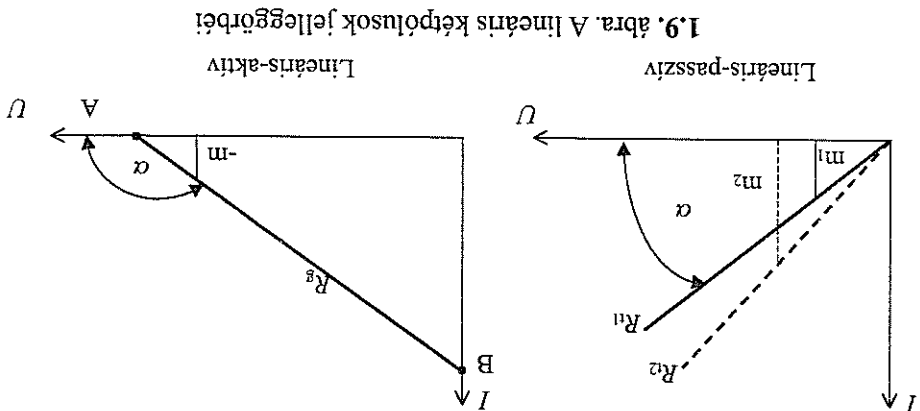
A Norton-helyettesítőképet üresjárásban üzemeltetve a Thevenin-generátor forrásfeszültsége számítható $U_g = I_g \cdot R_g$.

A generátorok R_g ellenállásai mindkét helyettesítőképben azonosak.

Az 1. feladat megoldásakor a Thevenin-helyettesítőképből közvetlenül is meghatározható a Norton-helyettesítőkép:

$$I_g = \frac{U_g}{R_g} = \frac{0,83}{48,6} = 0,017 \text{ A} = 17 \text{ mA} \text{ és } R_g = 48,6 \Omega.$$

A helyettesítőképükkel adott lineáris kétpólusok jelleggörbéi az 1.9. ábrán láthatók.



1.9. ábra. A lineáris kétpólusok jelleggörbéi

A lineáris-passzív kétpólusok jelleggörbéjének egyes pontjaihoz tartozó feszültség- és áramértékek hányadosa az egyenes arányosság miatt mindig ugyanakkora, értéke a terhelő-ellenállás nagyságával egyezik meg. Más terhelés esetén más összetartozó feszültség- és áramértékek határozzák meg a jelleggörbét, amint azt az 1.9. ábra is mutatja az R_{t1} és az R_{t2} terhelések esetén. A jelleggörbe meredeksége összefüggésben van a terhelő-ellenállással:

$$m = \tan \alpha = \frac{U}{I} = \frac{R_t}{1}.$$

A lineáris-aktív kétpólusok jelleggörbéjének A pontját az $I = 0$ állapot jellemzi, ami a kétpólus **üresjárási kimeneti állapot**a. Az üresjárási kimeneti feszültség értéke $U_{\text{kin}} = U_g$.

A jelleggörbe B pontja $U = 0$ V mellett jellemzi a kétpólust, ez a **kimeneti rövidzárási állapot**. A rövidzárási áram értéke

$$= \frac{U_g}{R_g}.$$

Mivel az A pont helyzete attól függ, hogy mekkora az R_g ellenállás nagysága, így a jelleggörbe vízszintes tengellyel bezárt hajlásszöge az R_g ellenállástól függ:

$$-m = -\tan \alpha = \frac{I_g}{U_g} = \frac{1}{R_g}.$$

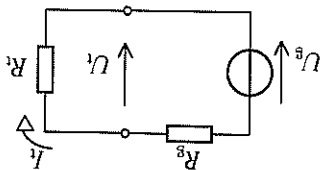
A megismert jelleggörbéket felhasználva grafikus úton is meghatározhatók a terhelő képölus jellemzői. Erre mutat példát a 2. feladat.

2. feladat

Határozza meg grafikus úton az **1.10.** ábra terhelt kétpólusának terhelésére jutó feszültségét, és a terhelésen átfolyó áramot!

Adatok: $U_g = 10 \text{ V}$, $R_g = 5 \Omega$, $R_l = 10 \Omega$.

1.10. ábra. A 2. feladat áramköre



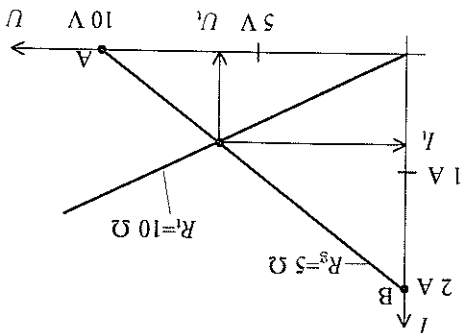
A 2. feladat megoldása

A generátor jelleggörbéjének megszerkesztése:

- a görbe A pontja a feszültségtengelegen, az üresjárási kimeneti feszültség értékénél van $U_g = U_{\text{kin}} = 10 \text{ V}$.
- a görbe B pontja az áramtengelegen van, a rövidzárási áram értékénél:

$$I_r = \frac{U_g}{R_g} = \frac{10}{5} = 2 \text{ A}.$$

A kiszámított két adat birtokában felrajzolható a generátor, mint aktív kétpólus, jelleggörbéje. Ez látható az **1.11.** ábrán.



1.11. ábra. A 2. feladat áramköreinek jelleggörbéi

A terhelés jelleggörbéje az origóból indul és meredeksége:

$$m = \lg \alpha = \frac{1}{R_l} = \frac{1}{10} = 0,1 \text{ S}.$$

(Ábrázolása: 10 egység a vízszintes tengelyen jobbra, 1 egység a függőleges tengelyen felfelé.)

Ezt is ábrázolva, a két jelleggörbe metézéspontja meghatározza a terhelésre jutó feszültséget és a rajta átfolyó áramot, amelyek a feszültség-, ill. az áramtengelyen olvashatók le: $U_1 = 6,66 \text{ V}$; $I_1 = 0,66 \text{ A}$.

1.2. Négypólusok

Az elektronikus áramkörök nagy része négypólus: egy bemeneti és egy kimeneti kapcsolárral rendelkezik, amint azt az 1.1. ábra is mutatja. A bemeneti kapcsolatokon energiát vesz fel a meghajtott kézpólusból, a kimeneti kapcsolatok pedig energiát ad le a terhelésre. Amennyiben a leadott energia nagyobb, mint a felvett, akkor a négy-pólus **aktív**, ha a leadott energia kisebb mint a felvett, akkor viszont a négypólus **passzív** áramkör.

Egy másik csoportosításra ad lehetőséget annak vizsgálata, hogy a bemeneti mennyiségeket (feszültség és áram) változtatva, hogyan változnak a kimeneti mennyiségek. Ha a bemeneti mennyiségek változásával egyenesen arányos a kimeneti változása, akkor a négypólus **lineáris**, ha a változás nem arányos, akkor a négypólus **nemlineáris**.

Altalanban a ki- és bemeneti kapcsolárok nem cserélhetők fel, amit úgy fogalmazunk meg, hogy a négypólus aszimmetrikus. Néha any speciális esetben nincs jelentősége annak, hogy melyik kapcsolárral tekintjük kimenetnek és melyiket bemenetnek. Az ilyen négypólusok **szimmetrikusak**.
Altalanosságban vizsgálva a négypólusokat elsősorban azok a jellemzői fontosak, amelyek a ki- és bemeneti kapcsolárok felől nézve írják le az áramkör viselkedését. Ilyenkor elvonatkoztatunk attól, hogy ténylegesen milyen alkatrészekből épül fel és milyen áramköröket tartalmaz. A gyakorlatban legjobban használhatók ilyen szem-pontból a négypólusok viselkedésének jellemzésére a paraméteres egyenletrend-szerek és az átviteli mennyiségek.

1.2.1. Négypólusok paraméteres egyenletrendszerei

A paraméteres egyenletrendszerek a **lineáris** négypólusok U_1 , I_1 és U_2 , I_2 mennyi-ségei közötti kapcsolatok leírására alkalmasak. A gyakorlatban az Z impedancia-paraméteres, az Y vezetésparaméteres és a H hibrid paraméteres egyenletrendszerek használata szokásos.
Az **impedancia-paraméteres** egyenletrendszert a négypólus be- és kimeneti fe-szültségei számlálható ki, ha ismerjük a be- és kimeneti áramok:

$$U_1 = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_2,$$

$$U_2 = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_2.$$

Az egyenletben szereplő Z_{11} paraméter az U_1 bemeneti feszültség és az I_1 bemeneti

áram közötti kapcsolatot jellemzi, ha a kimeneti áram értéke zérus. Ilyenkor az egyenlet $U_1 = Z_{11} \cdot I_1$, és ebből:

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} \Big|_{I_2 = 0}$$

(Az egyenletet a következőképpen olvassuk: $Z_{11} = U_1/I_1$, miközben $I_2 = 0$.)

A Z_{11} paraméter tehát a bemeneti feszültség és áram hányadosaként számítható **bemeneti impedancia üresjárásban**.

Hasonló gondolatmenettel adódik a többi paraméter is:

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

üresjárású átviteli (transzfer) impedancia,

$$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1} \Big|_{I_2 = 0}$$

üresjárású átviteli impedancia,

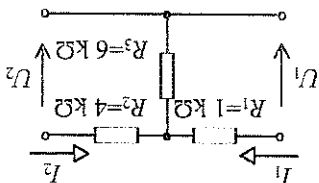
$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} \Big|_{I_1 = 0}$$

üresjárású kimeneti impedancia.

Kövessük végig a Z paraméterek meghatározását egy egyszerű példán!

3. feladat

Írjuk fel az 1.12. ábrán látható négypólus Z paraméteres egyenletrendszerét!



1.12. ábra. A 3. feladat áramköre

A 3. feladat megoldása

A Z_{11} paraméter számításánál $I_2 = 0$, ezért az I_1 áram az R_1 és az R_3 ellenállásokon folyik át. Így

$$Z_{11} = \frac{U_1}{I_1} = I_1 \cdot (R_1 + R_3) = R_1 + R_3 = 7 \text{ k}\Omega.$$

A Z_{12} számításánál feltételezzük, hogy a bemeneti kapcsolokon nem folyik áram, ezért az R_1 ellenálláson nincs feszültség, tehát az U_1 feszültség megegyezik az R_3 ellenálláson eső feszültséggel:

$$Z_{12} = \frac{U_1}{I_2} = \frac{I_2 \cdot R_3}{I_2} = R_3 = 6 \text{ k}\Omega.$$

A Z_{21} számításánál $I_2 = 0$ miatt az R_2 ellenálláson nincs feszültség, ezért

$$Z_{21} = \frac{U_2}{I_1} = \frac{I_1}{I_1 \cdot R_3} = R_3 = 6 \text{ k}\Omega.$$

(A vegyes indexű paraméterek minden passzív négypólusnál azonosak.)

Végül a kimeneti impedancia értéke, ha a bemeneti kapcsolokon üresjárás van ($I_1 = 0$):

$$Z_{22} = \frac{U_2}{I_2} = \frac{I_2 \cdot (R_2 + R_3)}{I_2} = R_2 + R_3 = 4 + 6 = 10 \text{ k}\Omega.$$

A kiszámított paraméterek segítségével felírható a négypólus Z paraméteres egyenletrendszere:

$$U_1 = 7 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 6 \cdot 10^3 \cdot I_2$$

$$U_2 = 6 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 10^4 \cdot I_2$$

A továbbiakban a négypólus jellemzésére már nem a kapcsolási rajzot és a rajzon felütemezett alkatrészek értékeit használjuk, hanem a felírt egyenletrendszert.

A **vezetésparaméteres** (admittancia-paraméteres) **egyenletrendszert** a négypólus I_1 bemeneti és I_2 kimeneti áramát írja le az U_1 bemeneti és az U_2 kimeneti feszültségeknél függvényében:

$$I_1 = Y_{11} \cdot U_1 - Y_{12} \cdot U_2,$$

$$I_2 = -Y_{21} \cdot U_1 + Y_{22} \cdot U_2.$$

A kimenet rövidrezárása mellett az egyenlethez az Y_{11} paraméter:

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} \Big|_{U_2 = 0}$$

rövidzárási **bemeneti vezetés**.

Az Y_{12} admittancia paraméter értéke:

$$Y_{12} = -\frac{I_1}{U_2} \Big|_{U_1 = 0}$$

transzfer vezetés, rövidrezárt bemenet esetén.

A második egyenlethez:

$$Y_{21} = -\frac{I_2}{U_1} \Big|_{U_2 = 0}$$

transzfer vezetés, rövidrezárt kimenet esetén.

Végül az Y_{22} paraméter:

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} \Big|_{U_1 = 0}$$

rövidzárási **kimeneti vezetés.**

4. feladat

Számítsuk ki az 1.12. ábra áramkörének Y paramétereit!

A 4. feladat megoldása

Az Y_{11} paraméter számításához a kimeneten rövidzárat hozunk létre, ezért R_2 és R_3 párhuzamosan kapcsolódik.

$$Y_{11} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{U_1 \cdot (R_1 + (R_2 \times R_3))}{U_1} = \frac{1 + (4 \times 6)}{1} = 0,29 \text{ mS.}$$

Az Y_{12} számításához a bemenetet kell rövidre zární, ezért az R_1 és az R_2 kapcsolódik párhuzamosan. A rajtuk eső feszültség:

$$U_{13} = U_2 \cdot \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_3} = U_2 \cdot \frac{(1 \times 6) + 4}{1 \times 6} = U_2 \cdot 0,17,$$

így az I_1 áram értéke:

$$I_1 = \frac{U_{13}}{U_2 \cdot 0,17} = \frac{R_1}{U_2 \cdot 0,17} = U_2 \cdot 0,17.$$

Az I_1 áram tényleges iránya ellentétes a rajzon jelölt egyezményes áramiránnyal, ezért előjele negatív:

$$Y_{12} = -\frac{I_1}{U_1} = -0,17 \text{ mS.}$$

Az Y_{21} paraméter számításához a kimeneten kell rövidzárat létrehozni, így az U_{23} feszültség:

$$U_{23} = U_1 \cdot \frac{R_2 \times R_3}{(R_2 \times R_3) + R_1} = U_1 \cdot \frac{(4 \times 6) + 1}{4 \times 6} = U_1 \cdot 0,17.$$

Így az Y_{21} értéke:

$$Y_{21} = -\frac{I_2}{U_1} = -0,17 \text{ mS.}$$

Az Y_{22} paraméter értéke rövidrezárt bemenet esetén:

$$Y_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{U_2 \cdot (R_1 \times R_3) - R_2}{U_2} = \frac{(1 \times 6) + 4}{1} = 0,2 \text{ mS.}$$

A hibrid paraméteres egyenletrendszer a négyfólus U_1 bemeneti feszültségének és I_2 kimeneti áramának meghatározását teszi lehetővé:

$$U_1 = H_{11} \cdot I_1 + H_{12} \cdot U_2$$

$$I_2 = -H_{21} \cdot I_1 + H_{22} \cdot U_2$$

Az előző gondolatmenetet követve értelmezhetjük a paramétereket:

$$H_{11} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

rövidzárási ($U_2 = 0$) bemeneti impedancia.

$$H_{12} = \left. \frac{U_2}{U_1} \right|_{I_1=0}$$

üzresjárási feszültség-visszahatás, amely arra jellemző mennyiség, hogy a kimeneti feszültség milyen mértékben befolyásolja a bemeneti feszültség értékét.

$$H_{21} = - \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

rövidzárási áramátviteli tényező. A negatív előjel azt jelzi, hogy a két áram közül az egyik mindig ellentétes irányú az egyezményes pozitív áramiránnyal.

$$H_{22} = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{I_1=0}$$

üzresjárási kimeneti admittancia.

5. feladat

Igyuk fel az 1.12. ábra négyfólusának H paraméteres egyenletrendszerét!

Az 5. feladat megoldása

A H_{11} paraméter számítását a kimeneti kapcsolás rövidrezárása mellett kell elvégezni, ezért az R_2 és az R_3 ellenállás párhuzamosan kapcsolódik egymással:

$$H_{11} = \frac{I_1}{U_1} = \frac{I_1}{I_1 \cdot (R_1 + (R_2 \times R_3))} = R_1 + (R_2 \times R_3) = 1 + (4 \times 6) = 1 + 2,4 = 3,4 \text{ k}\Omega.$$

A H_{12} paraméter számítása nyitott bemenet (üzresjárási bemenet) esetén történik. Ilyenkor $I_1 = 0$, ezért az R_1 ellenálláson nem esik feszültség, így az U_1 feszültség megegyezik az R_3 ellenálláson eső feszültséggel:

$$H_{12} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_2 \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_3}} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{6}{4 + 6} = \frac{6}{10} = 0,6.$$

Az eredmény azt mutatja, hogy a kimeneti feszültség 0,6-szerese *jut vissza* a bemenetre.
 A H_{21} számításához a kimenetet rövidre kell zární, így a négypólusba befolyó I_1 áramból áramosztással adódik az R_2 ellenálláson folyó I_2 áram:

$$H_{21} = - \frac{I_1 \cdot \frac{R_3}{R_2 + R_3}}{R_3} = - \frac{I_1}{R_3} = - \frac{4 + 6}{6} = - \frac{10}{6} = -0,6.$$

Tehát a bemeneti áram 0,6-szerese jut a kimenetre, ha a kimenetet rövidre zárjuk. Jól látható, hogy az így számított áram előjele ellentétes a rajzon jelölt, egyezményes áramiránnyal.

A H_{22} paraméter számításánál a nyitott bemenet miatt:

$$H_{22} = \frac{I_2}{U_2} = \frac{I_2}{R_2 + R_3} = \frac{U_2}{R_2 + R_3} = \frac{4 + 6}{1} = 0,1 \text{ ms.}$$

A kiszámított paraméterekkel a négypólust jellemezve a következő egyenletrend-szer adódik:

$$U_1 = 3,4 \cdot 10^3 \cdot I_1 + 0,6 \cdot U_2, \\ I_2 = -0,6 \cdot I_1 + 10^{-4} \cdot U_2.$$

1.2.2. Négypólusok átvitele

A négypólusok átvitele valamilyen kimeneti és bemeneti mennyiség viszonyát jellemzi. Másképpen fogalmazva azt mutatja, hogy a négypólus hogyan módosítja a bemenetire adott jel értékét.

A legáltalánosabban az a_p teljesítményátvitel jellemzi a négypólust:

$$a_p = \frac{P_{be}}{P_{ki}}.$$

Mivel a teljesítmény az áram és a feszültség szorzatából számítható, ezért az előző összefüggés így is felírható:

$$a_p = \frac{P_{be}}{P_{ki}} = \frac{U_{ki} \cdot I_{ki}}{U_{be} \cdot I_{be}} = \frac{U_{ki}}{U_{be}} \cdot \frac{I_{be}}{I_{ki}}.$$

Az egyenletben szereplő feszültségek hanyadosa a feszültségátvitel:

$$a_u = \frac{U_{be}}{U_{ki}},$$

az áramok hányadosa pedig az áramátvitel:

$$a_i = \frac{I_{ki}}{I_{be}}.$$

$$Igy \ a_p = a_u \cdot a_i.$$

Ha a négypólus aktív, akkor a kimeneti mennyiségek nagyobbak, mint a bemenetek, ilyenkor az átvitelt erősítésnek, ellenkező esetben csillapításnak nevezzük. A három átviteli mennyiség viszonyszám, ezért **relatív** átvitelek. Mértékegységük nincs (pontosabban fogalmazva: mértékegységük = 1). A műszaki gyakorlatban ezeknek a viszonyszámoknak a logaritmizált értékét használják. Az átvitelek területen a viszonyszámokhoz az átvitel értékét **neper (N)**-ben adják, a tízes alapú logaritmust alkalmazva az átvitel **bel (B)**-ben adódik. A két mértékegység közötti összefüggés: $1 \text{ N} = 0,87 \text{ B}$. A továbbibakban az átvitel számításánál a tízes alapú logaritmusképzést alkalmazzuk. Mivel azonban a bel tíz nagy egység, ezért kényelmesebb tízedrészenek használna. Így az átvitelt **decibel (dB)**-ben számoljuk. Alattabban a dB indexben jelöljük, hogy relatív átvitelről van szó: dB_r. A megismert átvitelek a következők szerint számítjuk ki decibelben:

$$a_p^{dB_r} = 10 \cdot \lg \frac{P_{ki}}{P_{be}};$$

A kifejezésben szereplő 10-es szorzószám a bel és a decibel közötti átváltásból adódik:

$$a_p^{dB_r} = 10 \cdot \lg P_{ki} - 10 \cdot \lg P_{be}.$$

A teljesítményeket a ki- és bemeneti feszültségekkel kifejezve:

$$a_p^{dB_r} = 10 \cdot \lg \frac{R_{ki}}{U_{ki}^2} - 10 \cdot \lg \frac{R_{be}}{U_{be}^2} = 20 \cdot \lg U_{ki} - 10 \cdot \lg R_{ki} - 20 \cdot \lg U_{be} + 10 \cdot \lg R_{be}.$$

Átalakítva az egyenletet:

$$a_p^{dB_r} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ki}}{U_{be}} + 10 \cdot \lg \frac{R_{ki}}{R_{be}}.$$

Az egyenlet jobb oldalának első tagja éppen a feszültségátvitel, logaritmikus egységekben. Tehát:

$$a_u^{dB_r} = 20 \cdot \lg \frac{U_{ki}}{U_{be}}.$$

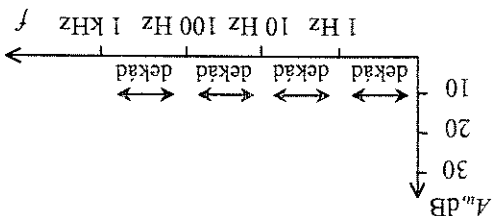
A levezetésből látható, hogy a feszültségátvitel 20-as szorzója abból adódik, hogy a teljesítmény és a feszültség közötti összefüggés négyzetes. Az előzőekhez hasonló gondolatmenet alapján határozható meg az áramátvitel is:

$$a_p^{dB} = 10 \cdot \lg I_{ki}^2 \cdot R_{ki}' - 10 \cdot \lg I_{be}^2 \cdot R_{be} = 20 \cdot \lg \frac{I_{ki}}{I_{be}} + 10 \cdot \lg \frac{R_{be}}{R_{ki}}.$$

Tehát:

$$a_i^{dB} = 20 \cdot \lg \frac{I_{ki}}{I_{be}}.$$

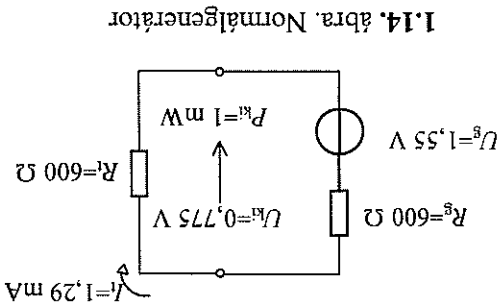
Abban az esetben, ha a négypólus frekvenciafüggő elemeket is tartalmaz – pl. kapacitást vagy indukтивitást –, akkor az átvitelek is frekvenciafüggőek lesznek. A négypólusokat ilyenkor **átviteli jelleggörbéjűekkel** jellemezzük, amely az átviteli változását ábrázolja a frekvencia függvényében. Azért, hogy minél szélesebb frekvenciatartományban történhessen az ábrázolás, a vízszintes tengelyen a frekvencia változását logaritmikus léptékben tüntetjük fel. Ez azt jelenti, hogy a tengelyen az egymáshoz képest tízszeres frekvenciaértékek azonos távolságra helyezkednek el. Ezt a tízszeres frekvenciaváltozást jelentő tartományt **dekádnak** nevezzük. A függőleges tengelyen az átvitelt ábrázoljuk dB-ben, tehát szintén logaritmikus egységben. Ilyen koordinátarendszert mutat az 1.13. ábra.



1.13. ábra. Logaritmikus koordinátarendszer

A szintszámítást nem csak négypólusok átvitelének jellemzésére használjuk. Az abszolút nullaszint bevezetésével, ehhez viszonyítva egy-egy mennyiség is kifejezhető dB-ben. Ilyenkor a dB indexében „a” betűvel jelöljük az abszolút szintben való mérést.

Az áramkörökben mért mennyiségek – feszültség, áram, teljesítmény – szintben való kifejezéséhez abszolút nullaszintként nemzetközileg a **normálgenerátor** jellemzőit fogadják el. A normálgenerátor $R_g = 600 \Omega$ belső ellenállású Thevenin-generátor, amely az $R_i = 600 \Omega$ -os terhelésre $P_i = 1 \text{ mW}$ teljesítményt ad le. Így a generátor feszültsége $U_g^0 = 1,55 \text{ V}$, a terhelésre jutó feszültség $U_i^0 = 0,775 \text{ V}$ és a körben folyó áram $I_i^0 = 1,29 \text{ mA}$. A normálgenerátor látható az 1.14. ábrán.



A normálgenerátor terhelésen jelentkező mennyiségek jelentik az abszolút nulla-szintet. Ezzel kifejezve az egyes szinteket:

$$a_{dBa}^p = 10 \cdot \lg \frac{P}{1 \text{ mW}}; \quad a_{dBa}^u = 20 \cdot \lg \frac{U}{0,775 \text{ V}}; \quad a_{dBa}^i = 20 \cdot \lg \frac{I}{1,29 \text{ mA}}.$$

Ezekkel az összefüggésekkel az áramkörökben mért bármely mennyiség kifejezhető dB-ben. Pl. az áramkör egy ellenállásán $U = 3,1 \text{ V}$ feszültséget mérünk. Ennek szintben kifejezett értéke:

$$a_{dBa}^u = 20 \cdot \lg \frac{3,1}{0,775} = 20 \cdot \lg 4 = 20 \cdot 0,6021 = 12 \text{ dB}_a.$$

Mivel leggyakrabban feszültséget mérünk az áramkörökben, a feszültségmérő műszereket szokás dB skálával is ellátni. Az ilyen skála 0 dB-es pontja az 1 V-os végkitéréssel rendelkező skála 0,775 V-os pontjánál található. Ettől balra –dB, jobbra pedig +dB osztások találhatók. Az ilyen skálával rendelkező műszerrel közvetlenül mérhető a feszültség dB-ben.

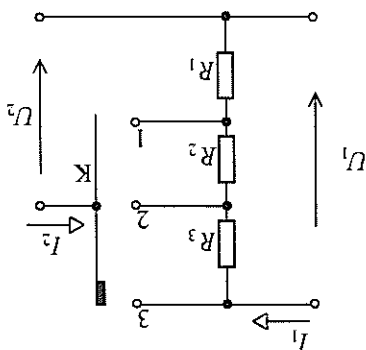
Egyes speciális területeken más viszonyítási alap is használatos. Kizárólag az antennák esetében alkalmazott 0 dB-es szint az 1 μV , 75 Ω , az elektroakusztikában a hangerősségek dB-ben való kifejezéséhez a 0 dB-es szint egy normál hallású ember érzékelési küszöbe stb.

1.2.3. Nevezetes passzív négypólusok

A leggyakrabban használt passzív négypólus a feszültségosztó áramkör. Az 1.15. és az 1.16. ábra két jellegzetes alkalmazást mutat.

Az 1.15. ábra áramkörre egy többlépcsős feszültségosztó olyan változata, amely három lépcsőben osztja le a bemeneti feszültséget. A többlépcsős osztókat a feszültségmérő műszerek mérőhathatáraitójaként használják. Az ilyen alkalmazásnál az áramkör négypólus jellemzői közül elsősorban a feszültségátviteli ismérő fontos.

1.15. ábra. Többlépcsős feszültségosztó



Az ábrán látható áramkörnél a kapcsoló állásától függően a feszültségátvitel három különböző értékű lehet:

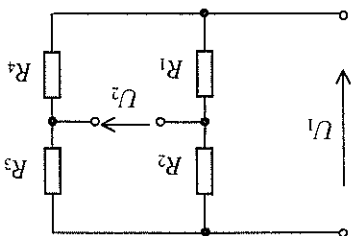
$$a_{u1} = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3}}{R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2 + R_3},$$

$$a_{u2} = \frac{U_2}{U_2} = \frac{U_1 \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3}}{\frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + R_3},$$

$$a_{u3} = \frac{U_2}{U_1} = 1.$$

Érdekes felfigyelni ennek a négypólusnak arra a speciális tulajdonságára, hogy terhelő ellenállás nélkül az $R_{be} = U_1/I_1$ beemeneti ellenállása a K kapcsoló állásától függetlenül állandó érték.

1.16. ábra. Wheatstone-híd



Az 1.16. ábra áramköre a két feszültségosztóból álló Wheatstone-híd. Kimeneti feszültsége a két feszültségosztó kimeneti feszültségeinek különbsége. Ennek megfelelően ennél a négypólusnál is elsősorban a feszültségátvitel ismerete fontos. Az R_1 - R_2 osztó kimeneti feszültsége:

$$U_{R1} = U_1 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}.$$

Az R_3 - R_4 osztó kimeneti feszültsége:

$$U_{R4} = U_1 \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Igy a Wheatstone-híd kimeneti feszültsége:

$$U_2 = U_{R1} - U_{R4} = U_1 \cdot \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4} \right).$$

A feszültségátvitel pedig:

$$a_u = \frac{U_2}{U_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

A gyakorlati alkalmazás során azt az esetet használjuk ki, amikor az átvitel $a_u = 0$, vagyis amikor a kimeneti feszültség $U_2 = 0$. Ez a híd kiegyenlített állapot. Ilyenkor

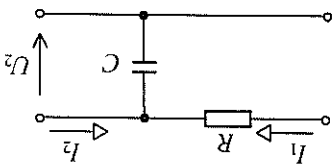
$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{R_3}{R_3 + R_4}.$$

Átrendezve az egyenletet adódik a kiegyenlítés feltétele $R_1 \cdot R_3 = R_2 \cdot R_4$.

A kiegyenlített Wheatstone-híd ismeretlen ellenállások értékeinek meghatározására alkalmazható.

Igen sokszor használt négypólus a szűrőáramkör, amelynek két alap típusa az alul- és a felüláteresztő szűrő.

Az 1.17. ábrán látható áramkör az aluláteresztő szűrő.



1.17. ábra. Aluláteresztő szűrő

Az áramkör tulajdonképpen egy RC -tagból kialakított feszültségosztó. Kisfrekvenciás tartományban a kapacitás által képviselt X_C reaktancia igen nagy az R -hez képest, ezért az U_1 feszültség nagy része a kimenetre jut.

A nagyfrekvenciás tartományban a kapacitív reaktancia sokkal kisebb, mint az R ellenállás, ezért a bemeneti feszültségnek csak kis része jut a kimenetre. Végérvényben tehát, ha a bemeneti feszültség kisfrekvenciás, akkor az áramkör szinte leosztás nélkül átgengedi, a nagyfrekvenciás bemeneti feszültséget viszont jelentős mértékben leosztya.

A pontosabb vizsgálathoz írjuk fel a feszültségosztást és az átvitelt!

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{\sqrt{|X_C|^2 + R^2}}{|X_C|}, \quad a_u = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\sqrt{|X_C|^2 + R^2}}{|X_C|}.$$

Kisfrekvenciás tartományban $|X_C| \gg R$, ezért R gyakorlatilag elhanyagolható. Ezért közelítőleg igaz, hogy

$$U_2 \approx U_1 \cdot \frac{\sqrt{|X_C|^2}}{|X_C|}, \quad U_2 \approx U_1, \quad a_u \approx 1.$$

Nagyfrekvencián $|X_C| \ll R$, ezért X_C jó közelítéssel elhanyagolható. Így

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{\sqrt{R^2}}{|X_C|} = U_1 \cdot \frac{R}{|X_C|}, \quad a_u = \frac{R}{|X_C|},$$

tehát $|X_C|$ csökkenésével egyenesen arányosan csökken az átvitel.

Ha $|X_C|$ éppen megegyezik R értékével, akkor

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{\sqrt{|X_C|^2 + |X_C|^2}}{|X_C|} = U_1 \cdot \frac{\sqrt{2}}{1}, \quad a_u = \frac{\sqrt{2}}{1}.$$

Az a frekvencia, amelyen a következő összefüggések igazak, a szűrő **hataárfrekvenciája**:

$$R = |X_C|, \quad R = \frac{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}{1}, \quad f_h = \frac{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}{1}.$$

Logaritmikus egységekben is kifejezve az átvitelek:

- kisfrekvencián $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg 1 = 0$; $a_u^{\text{dB}} = 0 \text{ dB}$,
- nagyfrekvencián $a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg X_C/R = 20 \cdot \lg X_C - 20 \cdot \lg R$.

A kifejezés első tagja frekvenciafüggő, amelyet tovább részletesezve:

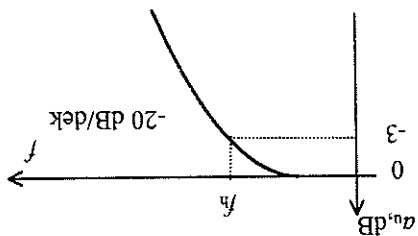
$$20 \cdot \lg |X_C| = 20 \cdot \lg \frac{1}{\omega \cdot C} = -20 \cdot \lg \omega \cdot C = -20 \cdot \lg (2 \cdot \pi \cdot f \cdot C).$$

Az átvitelnek ez az összetevője tehát a frekvenciával egyenes arányban csökken. (A csökkenő jellegre a negatív előjel utal.) Ha pl. a frekvencia 10-szeres értékre nő, akkor az átvitel 20 dB-rel csökken. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy az átvitel a nagyfrekvenciás tartományban 20 dB/dekád értékkel csökken.

• Határfrekvencián

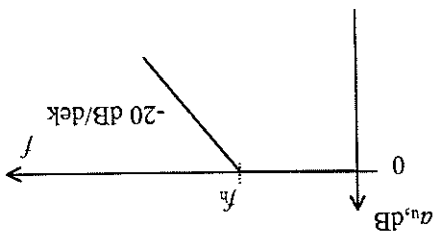
$$a_v^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -20 \cdot \lg 1,41 = -3 \text{ dB}.$$

Az eredményeket ábrázolva megkapjuk az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbét. Ezt mutatja az 1.18. ábra.

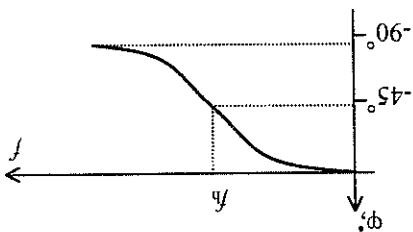


1.18. ábra. Az aluláteresztő szűrő frekvenciaátviteli jelleggörbéje

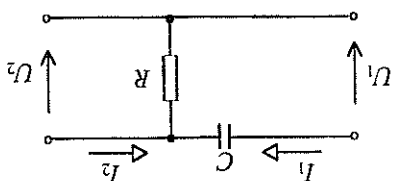
1.19. ábra. Az aluláteresztő szűrő Bode-diagramja



Az ábrázolás egyszerűsítése érdekében az átvitelt Bode-diagramjával rajzoljuk fel. Ez a valóságos jelleggörbe törtvonalas közelítése látható az 1.19. ábrán. Az átvitel változása mellett változik a frekvencia függvényében az áramkör fázistolása is. Ez pontosan megegyezik egy soros RC-tag fázismenetével, amint az 1.20. ábrán látható.



1.20. ábra. Az aluláteresztő szűrő fázismenete



1.21. ábra. Felüláteresztő szűrő

Az 1.21. ábra áramkörre, a hasonlóan egyszerű felépítésű, **felüláteresztő szűrő**. Tulajdonságai az aluláteresztő szűrőnél követett gondolatmenet alapján ismerhetők meg. Kisfrekvenciás tartományban, ahol az $|X_C|$ igen nagy, az átvitel értéke

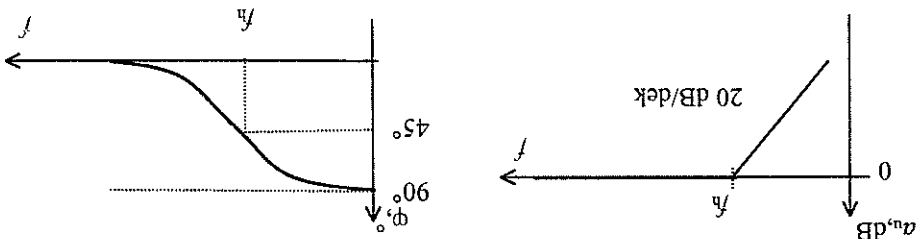
$$a_u^{\text{dB}} = 20 \cdot \lg \frac{R}{R + 20 \cdot \lg R - 20 \lg |X_C|} \approx 20 \cdot \lg |X_C|$$

Ennek frekvenciafüggő összetevője: $-20 \cdot \lg X_C = +20 \cdot \lg \omega \cdot C = 20 \cdot \lg 2 \cdot \pi \cdot f \cdot C$, tehát a frekvencia növekedésével növekszik, dekadonként 20 dB-t.

Nagyfrekvenciás tartományban az $|X_C|$ igen kicsi R-hez képest, így az átvitel $a_u \approx 0$ dB.

Határfrekvencián az átvitel itt is $a_u = -3$ dB.

A felüláteresztő szűrő frekvencia-átviteli jelleggörbéjét és fázistolását mutatja a frekvencia függvényében az 1.22. ábra.



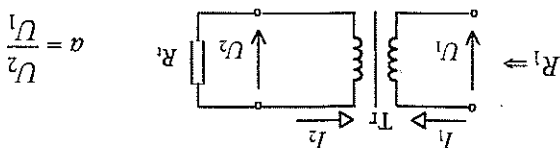
1.22. ábra. A felüláteresztő szűrő átvitele és fázistolása

Gyakran alkalmazott speciális négypólus a **transzformátor**, amelynek működését és jellemzőit a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvének 10.1. alfejezetében ismertük meg. Számos alkalmazási területre kiemelendő a hálózati transzformátorként, csatolótranszformátorként és az illesztőtranszformátorként való alkalmazás.

A hálózati transzformátor a tápegységek számára állít elő a hálózatinál kisebb értékű váltakozó feszültséget a 230 V-os hálózati feszültségből. Ilyen alkalmazásra látnunk példát a későbbiekben a 2.2.7. pontban.

A csatolótranszformátorokat az elektronikában egymást követő áramkörök egyen-áramú elválasztására használják úgy, hogy ugyanakkor változó áramú szempontból biztosított a két áramkör közötti kapcsolat.

Az illesztőtranszformátorként való alkalmazáshoz vizsgáljuk meg, hogy milyen értékkel jelenítkeznek a szekunder tekercsre kapcsolt terhelés a primer körben. A vizsgálathoz az 1.23. ábra terhelti transzformátorát használjuk.



1.23. ábra. A terhelte transzformátor

A szekunder körben kialakuló áram a szekunder feszültségtől és a terhelő-ellenállástól függ:

$$I_2 = \frac{U_2}{R_1}.$$

innen: $U_2 = I_2 \cdot R_1$.

A szekunder feszültség ideálisnak tekintett transzformátornál az áttétellel is kifejezhető: $U_2 = a \cdot U_1$, így $I_2 \cdot R_1 = a \cdot U_1$.

Innen kifejezve U_1 -et:

$$U_1 = I_2 \cdot \frac{a}{R_1}.$$

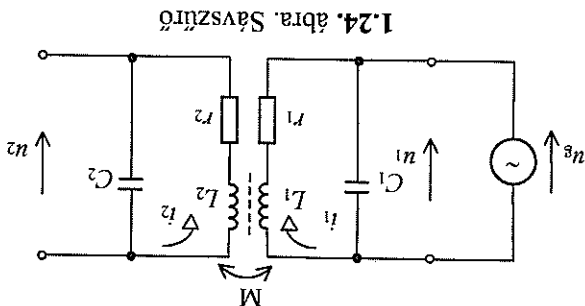
Felhasználva, hogy $I_2 = \frac{a}{I_1}$, $U_1 = \frac{a}{I_1} \cdot R_1 \cdot \frac{a}{I_1} = I_1 \cdot \frac{a^2}{R_1}$.

Innen kifejezve a primer körben jelentkező ellenállást:

$$R_1 = \frac{U_1}{I_1} = \frac{a^2}{I_1^2} \cdot R_1.$$

A transzformátor tehát a szekunderkörü terhelést $1/a^2$ -szeresen transzformálja a primer körbe. Ezt úgy fogalmazzuk meg, hogy a transzformátor impedanciátételle: $1/a^2$. A transzformátornak ezt a tulajdonságát felhasználva lehet tetszőleges terhelést illeszteni adott értékű ellenálláshoz, az áttétel helyes megválasztásával.

Elsősorban híradástechnikai alkalmazásokban fontos négyfólus a **sávszűrő**. A sávszűrő két, egymással csatolásban lévő, azonos frekvenciára hangolt rezgőkör. A rezgőkörök közötti csatolás induktív vagy kapacitív úton valósítható meg. A legtöbb esetben a csatolás induktív, ezért mi is ezzel foglalkozunk. Ilyen sávszűrőt mutat az 1.24. ábra.



A két rezgőkör közötti induktív csatolás kölcsönös indukció alapján alapuló energiatáladást jelent. Az energiatáladás folyamata fizikailag a következők szerint zajlik le.

A váltakozó áramú generátor a primer rezgőkörben i_1 áramot hoz létre, amely az L_1 primer tekercsen átfolyva időben változó mágneses teret kelt. A változó mágneses térbe helyezett L_2 tekercsben indukálódik és hatására i_2 váltakozó áram folyik a szekunder körben. Ez az áram viszont az L_2 tekercsben hoz létre mágneses teret, amely az L_1 tekercsben indukál u_1 feszültséget. Így a primer rezgőkör i_1 áramát végeredményben a generátor feszültsége és a *visszaindukált* u_1 feszültség különbbsége határozza meg. A visszaindukált feszültség tehát lerontja a primer kör feszültségét: a szekunder kör terhelést jelent a primer kör számára. Abban az esetben, ha a szekunder kör által képviselt terhelés megegyezik a primer kör ellenállásával, akkor tud a primer kör maximális teljesítményt juttatni a szekunder körbe. Ez teljesítményillesztést jelent a primer és a szekunder kör között, ami a maximális csatolást jelent a két rezgőkör között. A rezgőkörök közötti csatolás mértékét az jellemzi, hogy a primer áram által a primer tekercsben létrehozott fluxus hányad részét járja át a szekunder tekercset. Ez a hányados alkalmas a csatolás jellemzésére (ideális generátorral történő meghajtás esetén, üresjáratában), ezt hívjuk csatolási tényezőnek:

$$k = \frac{U_1}{U_2} = \frac{\Phi_1}{\Phi_2}.$$

A tekercsek fluxusait az induktivitások és a kölcsönös indukció tényezővel kifejezve (l. a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvének 7.4. fejezetét):

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}}.$$

A gyakorlati alkalmazások legnagyobb részében a primer és a szekunder rezgőkör adatai azonosak, tehát $L_1 = L_2$, ilyenkor:

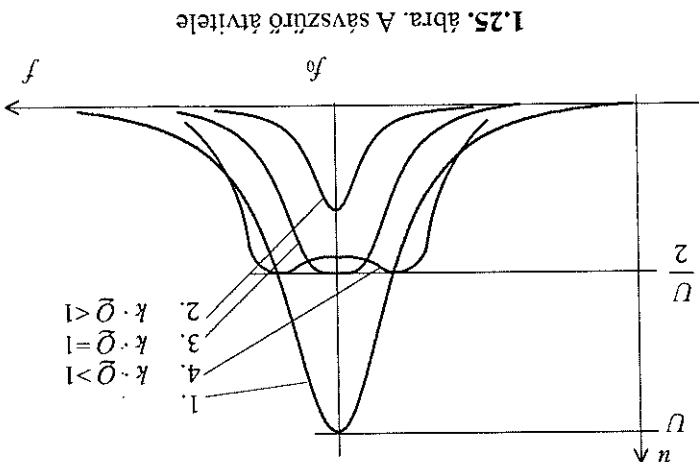
$$k = \frac{L}{L}.$$

A rezgőkörök azonosossága miatt jósági tényezőjük is megegyezzik: $Q_1 = Q_2 = Q$. Matematikailag bizonyítható, hogy a két rezgőkör közötti maximális teljesítményátvitel akkor valósul meg, ha a csatolási tényező és a jósági tényező szorzata egységnyi. A maximális teljesítményátvitelhez tartozó csatolási tényező a **kritikus csatolási tényező**:

$$k_{\text{krit}} = \frac{1}{Q}$$

A leírtakból következik, hogy a sávszűrő két rezgőkörre közötti energiaátadás és így a sávszűrő jellemzőinek leírására jól alkalmazható a $k \cdot Q$ szorzat. Ha két rezgőkör közötti csatolási tényező elter a kritikusától, akkor a két rezgőkör közötti energiaátadás sem lesz maximális, hiszen a szekunder kör nem illesztve zárja le a primer kör. Ha az illesztetlen lezárás miatt a csatolási tényező kisebb, mint a kritikus, akkor $k \cdot Q < 1$. A rezgőkörök közötti ilyen csatolást **laza csatolást** nevezzük. Ha a kritikus csatolásnál nagyobb a csatolási tényező értéke, akkor $k \cdot Q > 1$, ez az összefüggés a **szoros csatolást** jellemzi.

A csatolás nagysága erősen befolyásolja a sávszűrő frekvenciaátviteli jellegzőbélét. Az **1.25.** ábra mutatja, hogyan módosul a két egyforma rezgőkör Q jósági tényezővel jellemzett frekvenciaátvitel a csatolástól függően.



1.25. ábra. A sávszűrő átvittele

Az **1.** görbe csatolás nélkül mutatja a rezgőkörök átvitelét. Laza csatolás esetén nincs teljesítményillesztés, az átvitel jelentősen lecsökken, a sávszélesség kicsi, amint azt a **2.** görbe mutatja. Kritikus csatolás esetén a **3.** görbe jellemzi a sávszűrőt. Ilyenkor a sávszűrő feszültségátvitelére akkora, mint az egyes rezgőkörök rezonancia görbéjének maximuma, de a sávszélesség nagyobb, mint a laza csatolásnál, és az átviteli görbe oldalmeredeksége is megnőtt. A **4.** görbével ábrázolt szoros csatolás esetén a sávszélesség és az oldalmeredekség növekedett, ugyanakkor az

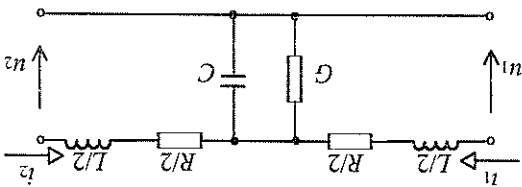
átvitel nem egyenletes. Erdemes megjegyezni, hogy a $k\tilde{Q} = 2,4$ érték mellett a görbe két púpjánál az átvitel $U/2$, a görbe visszaesése rezonanciánál $1/\sqrt{2}$ -szeres, a kritikus csatlóáshoz képest a sávszélesség kb. 2,2-szeresére növekszik.

Az átvitelek ismeretében a konkrét alkalmazás követelményeit szabják meg, hogy a csatlóást milyen értékre állítsuk be. A beállítás leggyyszerűbb módja a szekunder rezgőkör ellenállással való terhelése. A terhelő-ellenállással a jósági tényező nagysága és ezzel a csatlóás módosítható.

Speciális négypólusnak tekinthető a **vezetékpár**. Tulajdonságai jellemzésére a gyártók által közölt elsődleges vezetékjellemzőkből indulunk ki. Minden elsődleges vezetékjellemző 1 km hosszú vezetékparra vonatkozik:

- kilométerikus hurokellenállás az 1 km hosszú vezetékpárból készített hurok ohmos ellenállása.
- kilométerikus kapacitás az 1 km-es vezetékpár erei közötti kapacitás.
- kilométerikus induktivitás az 1 km hosszú vezetékpár induktivitása.
- kilométerikus átvetés az 1 km hosszú vezetékpár vezetékkei közötti szigetelési ellenállás reciproka.

Nagyobb frekvenciákon a kapacitás és az induktivitás által képviselt reaktancia már számottevő, ezért az 1 km hosszú vezetékpárt az 1.26. ábrán szimmetrikus négy-pólussal helyettesítjük egy adott frekvencián, és ennek paramétereivel jellemezzük a vezetékpárt.



1.26. ábra. A vezeték helyettesítőképe

Valamennyi elsődleges vezetékjellemző felismerhető a helyettesítőképen. A helyettesítőképből kiszámítható a vezetékpár kilométerikus csillapítása és fázistolása. Ezek közeli értéke levezetés nélkül:

$$\alpha_k \text{ dB} = 4,35 \cdot R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}; \varphi_k \text{ rad} = \omega \cdot \sqrt{L \cdot C}.$$

A vezetékek esetében gyakran használt speciális négypólusjellemző a Z_0 hullámellenállás.

Fogalmilag a hullámmellenállás egy négyfólus üresjárási és rövidzárási impedanciái-nak mértani közepe:

$$Z_0 = \sqrt{Z_n \cdot Z_r}.$$

Vezetékpárok esetén a hullámmimpedanciát a

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

összefüggéssel számítjuk. A vezetékek esetében az illesztés úgy valószínűsíthető meg, ha ellenállása megegyezik a hullámmellenállással, és olyan terheléssel zárjuk le, amely szintén megegyezik a hullámmellenállással. Ilyen feltételek mellett kerülhető el, hogy a vezetékek két végén reflexió (visszaverődés) jöjjön létre nagyfrekvencián. A helyettesítőkép alapján az elsődleges jellemzőkből számítható csillapítás, fázistolás és hullámmimpedancia, a vezetékek másodlagos jellemzői.

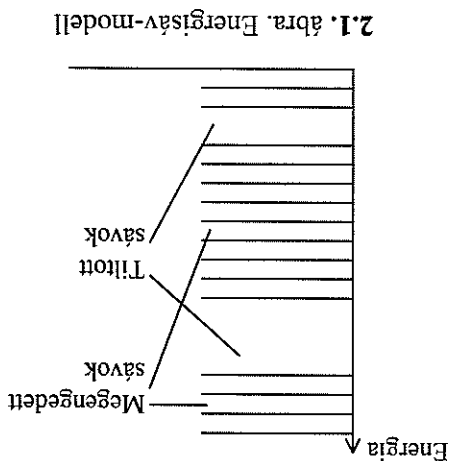
Ellenőrző kérdések, feladatok

1. Hogyan csoportosíthatók a kétpólusok?
2. Hogyan számíthatók ki a Thevenin- és a Norton-helyettesítőkép elemek?
3. Csoportosítsuk a négypólusokat!
4. Milyen mennyiségek között teremtenek kapcsolatot az impedanciaparaméterek?
5. Értelmezzük a H paraméterek jelentését!
6. Magyarázzuk el a vezetésparaméterek jelentését!
7. Milyen mennyiségek között teremti kapcsolatot a négypólusok átvitele?
8. Mit ábrázol a négypólusok átviteli jellegzőgörbéje és fázismenete?
9. Rajzoljuk fel a Wheatstone-hidat és határozzuk meg a kiegyenlítés feltételét!
10. Magyarázzuk meg a határfrekvencia fogalmát!
11. Rajzoljuk fel az alul- és felüláteresztő szűrő Bode-diagramját!
12. Hogyan transzformálja a transzformátor a terhelést a primer körbe?
13. Magyarázzuk el a sávszűrő csatolása és átviteli jellemzői közötti kapcsolatot!
14. Rajzoljuk fel a normálgenerátor kapcsolását és írjuk fel jellemző adatait!
15. Soroljuk fel a vezetékek jellemzőit!

2.1. Félvezető anyagok

A szilárd anyagok nagy része kristályos szerkezetű, azaz atomjaik az illető anyagra jellemző geometriai elrendeződés – kristályrács – szerint helyezkednek el. A kristályrácsot felépítő egyes atomok a Bohr-féle atommodell szerint atommagból és az e körül keringő elektronokból állnak. Az atom kifejele elektromosan semleges, mert a negatív töltésű elektronok száma megegyezik az atommagban lévő protonok számával. Az elektronok a mag körül elektronhéjakon rendeződnek el, amelyek közül a legkülsőn lévő elektronok a **vegyérték (valencia-) elektronok**. Ezek száma legfeljebb nyolc lehet.

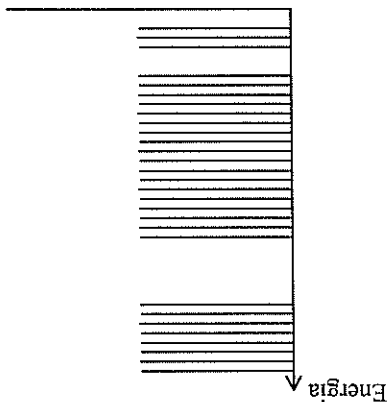
Az atomok elektronjai csak meghatározott energiamennyiséggel rendelkezhetnek, ettől az energiától függ pályájuk atommagtól való távolsága. A fizika egyik fontos tétele, a **Pauli-elv** azonban kimondja, hogy egy atomon belül két azonos energiájú (állapotú) elektron nem lehet. Az elektronhéjak ezért egymáshoz igen közel eső, de energiáértékben eltérő energiájú pályákat tartalmaznak. Ezek a közel azonos energiájú pályák **megengedett energiasávokat** alkotnak, ahogyan azt a 2.1. ábra mutatja.



2.1. ábra. Energiasáv-modell

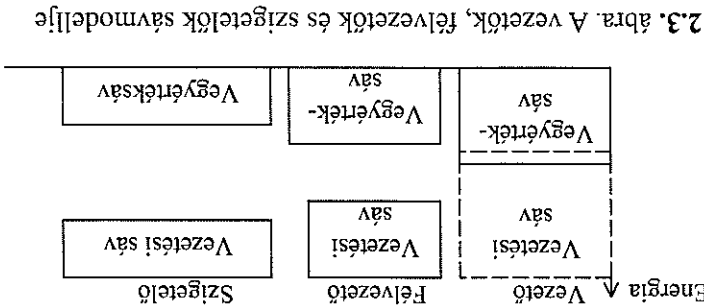
Két energiasáv közé eső energiatértékeket az elektronok nem vehetnek fel, ezért ezen sávok neve **tiltott sáv**. A bemutatott **energiasáv-modell** szemléletes képet ad az atomon belüli energiasávviszonyokról (l. még a Tankönyvmester Kiadó Elektrotechnika c. tankönyvét).

A kristályrácsban elhelyezkedő atomok energiasávviszonyainak vizsgálatahoz némileg módosítani kell az egyedülálló atomra vonatkozó, előzőekben vázolt modellt. Mivel a Pauli-elv a kristály egészére is vonatkozik, ezért a kristályszerkezetben egymás mellett kerülő atomokon belül az eredetileg azonos energiatértékekkel rendelkező elektronok energiatértékei kisséértékcében módosulnak, eltolódnak. Ennek követ-kezménye, hogy megnő az egy energiasávon belüli energiaszintek száma, ahogyan azt a **2.2. ábra** mutatja.



2.2. ábra. A kristályon belüli energiasáv-modell

Ha az atomon belül valamennyi elektron a lehető legkisebb energiatájú állapotban van, akkor az atom alapállapotú. Ha külső energia hatására az elektronok akkora energiát vesznek fel, ami elegendő a tiltott sáv átlépéséhez, akkor egy nagyobb energiatájú megegyező sávba kerülnek. Ilyenkor az atom **gerjesztett állapotban** van. A vegyértékelektronok a tiltott sáv átlugrása után a gerjesztési, más néven **vezetési sávba** kerülnek, ahol elmozdulhatnak, és mint **szabad elektronok** részt vehetnek az áramvezetésben. A vegyértéksávból kikerült elektron viszont maga után hagy egy kompenzációs pozitív töltést. Ezt az elektronhiányt **lyuknak** nevezzük. Végeredményben tehát **külső energiatöltés hatására elektron-lyuk párok jönnek létre** az anyagban. Az előzőekből kitűnik, hogy az anyagok vezetési tulajdonságait döntően befolyásolja a vegyértéksáv és a vezetési sáv közötti tiltott sáv szélessége. Ezt szemlélteti a **2.3. ábra**.



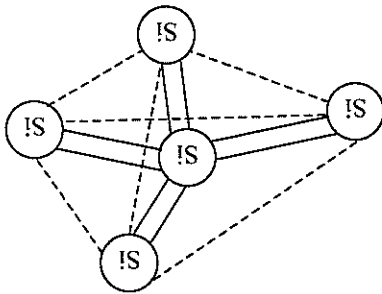
Mivel kisebb a tiltott sáv szélessége, annál kevesebb külső energia szükséges ahhoz, hogy az elektronok a vegyértéksávból a vezetési sávba kerüljenek. Az anyagokat általában szobahőmérsékleten használjuk, ezért azt érdemes megvizsgálni, hogy itt rendelkeznek-e szabad töltéshordozókkal.

Az anyagok egy részénél olyan kis energia is elég a szabad töltéshordozók létrehozásához, amelyet már szobahőmérsékleten is felvesznek a környezetükből, hőenergia formájában. Az ilyen anyagok a **vezetők**, mint pl. a réz, az alumínium stb.

Az anyagok egy másik csoportjánál szobahőmérsékleten egyáltalán nincsenek szabad töltéshordozók, mert a tiltott sáv igen széles (nagyobb, mint $2,4 \cdot 10^{-19}$ J), így **szigetelőként** viselkednek.

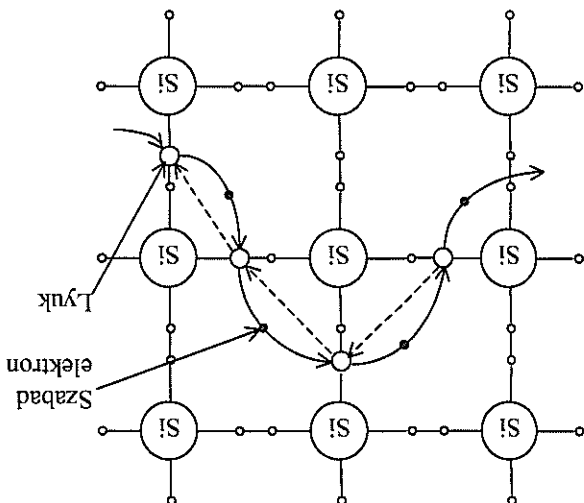
A szabad töltéshordozók számát tekintve a két csoport között helyezkednek el a **félvezetők**: szobahőmérsékleten rendelkeznek szabad töltéshordozókkal, mert a tiltott sáv szélessége viszonylag kicsi ($1,12 \cdot 10^{-19}$ – $1,92 \cdot 10^{-19}$ J), ezek száma azonban csekély.

A félvezető anyagok a periódusos rendszer négy vegyértékű elemei, amelyek gyémántszerkezet szerint kristályosodnak. Az atomok elhelyezkedése a gyémánt-ráciban olyan, hogy egy atom négy szomszédjával tetraédert alkot, a 2.4. ábra szerint.



2.4. ábra. A félvezetők kristályszerkezete

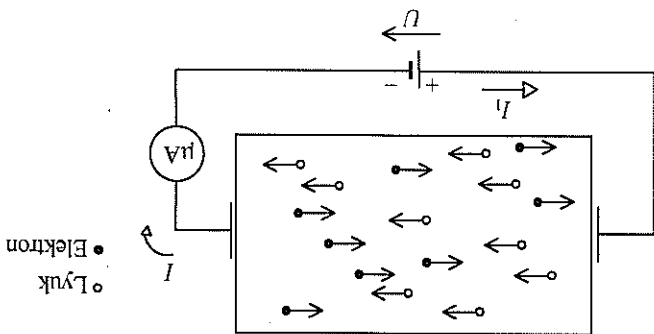
A felvezető alkotórészekben alapanyagként elsősorban a szilíciumot, valamint a germániumot, a vegyületek közül pedig a gallium-arzenidet (GaAs) használják. A felvezetőök áramvezetése szobahőmérsékleten a 2.5. ábra segítségével követhető nyomon. Valamelyik kovalens kötésből hőenergia hatására kiszabadult és így a vezetési sávba került **szabad elektron** helyén egy pozitív töltésű **lyuk** marad vissza.



2.5. ábra. A felvezetőök áramvezetése

A hőenergia hatására tehát **elektron–lyuk párok** keletkeznek. A pozitívra vált atom vonzó hatást fejt ki a szomszédos kötések elektronjaira. Ha ezek között van olyan, amelynek a felvett hőenergiából addó energiátöbblete és a lyuk vonzó hatása együttesen elegendő a kötésből való kiszakadáshoz, akkor betölti a lyukat. Eredeti helyén azonban újabb lyuk keletkezik, amelyet hasonló módon egy másik, szomszédos elektron tölt be. A változó folyamat sorozatos ismétlődésével tulajdonképpen kétféle töltéshordozó vándorol: a negatív töltésű elektron és a pozitív töltésű lyuk. Számuk értémszerűen megegyezik, haladási irányuk ellentétes. A szabad elektronok és a lyukak mozgása rendszertelen, hőmozgás jellegű. A rendszertelen mozgás közben előfordulhat, hogy egy szabad elektron találkozik egy lyukkal és azt betölti, így egy elektron–lyuk pár eltűnik. Ez a folyamat a rekombináció (újraegyesülés). Minél nagyobb az elektron–lyuk párok száma, annál nagyobb a rekombináció valószínűsége, ezért a töltéshordozó párok keletkezésének és rekombinációjának száma kiegyenlíti egymást. Ezek szerint a kristályban egy **adott hőmérsékleten** (ami adott nagyságú energiához létezik) **átlagban mindig ugyanannyi elektron–lyuk pár van**. Ezek száma pl. szilíciumban szobahőmérsékleten kb. $1,5 \cdot 10^{11}$ db/cm³. Más hőmérsékleten más

átlagérték jellemző. A hőmérséklet növekedésével az elektron–lyuk párok száma exponenciálisan nő.



2.6. ábra. A félvezetők sajátvezetése

Ha a félvezető kristályra a 2.6. ábrán látható módon feszültséget kapcsolunk, a műszer áramot jelez. Az eddig rendszeretlen hőmozgást végző töltéshordozók közül a lyukak most a negatív, az elektronok pedig a pozitív pólus felé haladnak. A kristályon belül az elektronok mozgásának irányát tekintjük a pozitív **fizikai áramiránynak**, kristályon kívüli azonban **egyezményesen** az ezzel ellentétes **áramirányt** tekintjük pozitívnak, ahogyan azt a 2.6. ábra is mutatja. Az elektron–lyuk párok által létrehozott vezetést a félvezető **sajátvezetésének** nevezzük. Nagysága μA nagyságrendű. Mivel a töltéshordozók száma a hőmérséklettel exponenciálisan változik, ezért a sajátvezetés is a hőmérséklet exponenciális függvénye (állandó külső feszültség mellett).

A sajátvezetésből származó áram kis értékű, így a félvezető kristály éppen az állapotában nem alkalmas alkatrészek készítésére. A vezetőképesség jelentősen fokozható az elektronok vagy a lyukak számának növelésével. Azt a technológiai

eljárást, amellyel ez megvalósítható, **adalekölésnek** (szennyezésnek) hívjuk.

Az elektronok számát öt vegyértékű anyaggal, pl. arzénal, antimonnal stb., való adaleköléssel növelik. Az adalekölés kis mértékű: kb. tízmillió félvezető atomra jut egy adalekölő atom. Ilyen adalekölés mellett az adalekölő atom beépül a félvezető kristályrácsába, egy-egy félvezető atom helyére. A beépülés úgy jön létre, hogy az adalekölő atom öt vegyérték elektronjából négy kötést létesít a négy vegyértékű félvezető atomokkal, egy elektron azonban felesleges a kötéshez. Ez az elektron a környezetből felvett energia hatására már szobahőmérsékleten szabaddá válik, növelve ezzel az áramvezetésre képes elektronok számát. Az elektron kilépése után az adalekölő atom pozitív töltésű, ionizált atommá válik. A kristályon belül összesességében a pozitív és a negatív töltések száma egyforma, így a kristály kifelé továbbra is villamosan semleges.

Az öt vegyértékű anyaggal való adalekölést – mivel a negatív töltéshordozók számát növeli – **n típusú**, másképpen donor (adó, minthogy elektront ad le) **adalekölésnek** nevezzük.

Másik lehetőség a felvezetők vezetőképességének növelésére a lyukak számának növelése, amely három vegyértéktől elemekkel való adalékolással lehetséges. Ilyen anyag pl. a bór, az indium, a gallium. A három vegyértéktől adalékoló atom beépül a felvezető kristályrácsába, kötest létesítve három szomszédos atommal. Negyedik elektronja nem lévén, a kötésben egy elektronhiány, vagyis lyuk keletkezik. Ezt a lyukat betöltheti egy pl. szomszédos kötésből kiszabaduló elektron, így viszont annak eredeti helyén marad lyuk stb. Az ilyen adalékolást – mivel a lyuk pozitív töltésű, más néven **akceptor** (elfogadó, felvevő, minthogy elektront vesz fel) **adalékolásnak** nevezzük.

Akár n , akár p típusú kristályról van szó, szobahőmérsékleten továbbra is keletkeznek elektron–lyuk párok. Az n típusú adalékolás az elektronok számát növeli meg, így ebben az esetben az elektronok a **többségi töltéshordozók**, a lyukak pedig a **kisebbségi töltéshordozók**. A p típusú kristályban éppen fordítva: a lyukak a többségi, az elektronok pedig a kisebbségi töltéshordozók.

Igen fontos megjegyezni, hogy – bár mindkét esetben megnöveltük a szabad töltéshordozók számát – a **kristály kifelé villamosan semleges** marad.

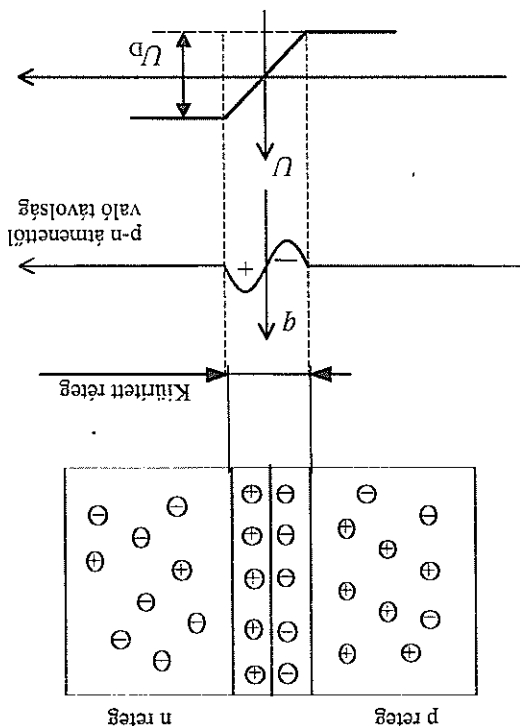
Mivel a felvezető technikában szokásos adalékolási értékek mellett az adalékoló atomok száma lényegesen magasabb az anyagban keletkező elektron–lyuk párok számánál, a többségi töltéshordozók számát szinte kizárólag az adalékolás mértéke határozza meg. A kisebbségi töltéshordozók száma viszont a hőmérséklet függvénye.

Ha az adalékolatlan felvezető kristályt egyik oldaláról donor, a másik oldaláról akceptor atomokkal adalékoljuk, akkor a két réteg érintkezési felülete mentén **p – n átmenet** keletkezik. A p – n átmenet az adalékolás pillanatában alakul ki:

- az adalékolás hatására a két réteg határan nagy a többségi töltéshordozók sűrűségének különbsége. Emiatt az n réteg elektronjai igyekeznek áthaladni a p rétegbe, a p rétegben lévő lyukak pedig az n rétegbe. Ezt a jelenséget **diffúziós áramnak** nevezzük, a hatására létrejövő áramot pedig **diffúziós áramnak**.

- az n rétegből átdiffundáló elektronok a p rétegben olyan tartományba kerülnek ahol igen sok a lyuk, ezért nagy valószínűséggel rekombinálni fognak. Hasonló a helyzet a p rétegből átdiffundált lyukak esetében is. A rekombináció miatt az átmenet két oldalán gyakorlatilag megszűnnek a szabad töltéshordozók, ezért a kristálynak ezt a részét **kiürített rétegnek** nevezzük. A szabad töltéshordozók helyhez kötődése miatt az eddig semleges p rétegnek ebben a részében elektronok, az n rétegnek ebben a részében pedig lyukak halmozódnak fel. Az ellentétes töltések felhalmozódása miatt a kiürített réteg két oldala között potenciálkülönbség lép fel. Ezt nevezzük U_D **diffúziós potenciálnak**. Értéke germánium alapanyag esetén kb. 200 mV, szilíciumnál pedig kb. 750 mV. A 2.7. ábra a q töltések kristályon belüli eloszlását és a diffúziós potenciál kialakulását mutatja.

2.7. ábra. A diffúziós potenciál kialakulása



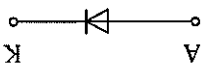
• A kialakult diffúziós potenciál akadályozza az újabb elektronok átvitását a p rétegbe, ill. a lyukak átvitását az n rétegbe. Ugyanakkor azonban vonzó hatást gyakorol a két réteg kisebbségi töltéshordozóira. A vonzás miatt a p réteg elektronjai átvitnak az n rétegbe, az n réteg lyukai pedig a p rétegbe. A kisebbségi töltéshordozóknak ezt a diffúziós potenciál hatására létrejövő áramát **sodródási áramnak** nevezzük.

A diffúziós és a sodródási áram egyensúlya jelenti a p-n átmenet kialakulását. A kristályon belül lejátszódó jelenség és a belső diffúziós potenciál kialakulása ellenére a kristály kifelé továbbra is villamosan semleges.

2.2. Félvezető diódák

2.2.1. Általános célú dióda

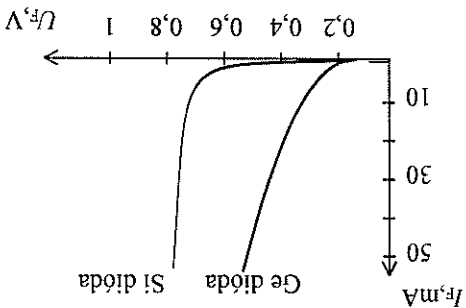
Há a p-n átmenetet kivetésekkkel látjuk el, akkor félvezető rétegdiodához jutunk. A p réteg elektródája az anód (pozitív elektróda), az n rétegé a katód (negatív elektróda). Az így elkészített dióda jelképi jelölése a 2.8. ábrán látható.



2.8. ábra. A félvezető dióda jelképi jelölése

Az anód és a katód közé kapcsolt külső feszültséggel befolyásolni lehet a belső diffúziós potenciált, így a dióda vezetőképességét.

Há dióda anódjára a katódhoz képest pozitív polaritású feszültséget kapcsolunk, akkor a külső feszültség ellenértés polaritása a belső diffúziós potenciállal, ezért képesek elűntetésével jár, ami viszont lehetővé teszi a két réteg között a többségi töltéshordozók áramlását. A dióda anódja és katódja között áram folyik. Az ilyen polaritási külső feszültséget **nyitó irányú feszültségnek** nevezzük. A nyitó irányú feszültség és a dióda átfolyó áram közötti összefüggést a dióda **nyitó irányú jelleggörbéje** határozza meg, amit a 2.9. ábra mutat.

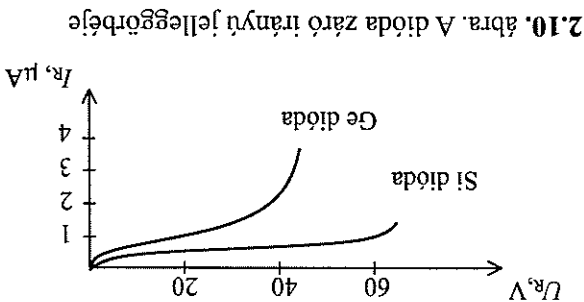


2.9. ábra. A dióda nyitó irányú jelleggörbéje

(A görbén feltüntetett F index az angol *forward*, azaz *előre irányuló* szó kezdőbetűjéből képzett, nemzetközileg használt jelölés.)
A nyitó irányú feszültség növelésével kb. a diffúziós potenciál értékének eléréséig gyakorlatilag nem folyik áram. Ha azonban a külső feszültség ezt meghaladja, a

dióda vezetni kezd és már kis feszültségváltozás hatására is az áram igen nagy mértékben változik. A dióda nyitáshoz tartozó feszültséget U_p **küszöbfeszültségnek** nevezzük. Ez germanium alapanyagú diódnál kb. 0,2 V, a szilícium alapanyagúnál kb. 0,7 V (tájékoztató adatok). A jelleggörbe azt is mutatja, hogy a dióda anódja és katódja közötti feszültség a nyitás után nem változik jelentősen. A dióda anódjára a katódhoz képest negatív polaritású feszültséget kapcsolva a dióda zárt állapotba kerül. Ilyenkor a dióda csak a kisebbbéli töltéshordozók árama folyik. Növelve a zárofeszültséget a dióda tönkremegy. A záro irányú jelleggörbét a

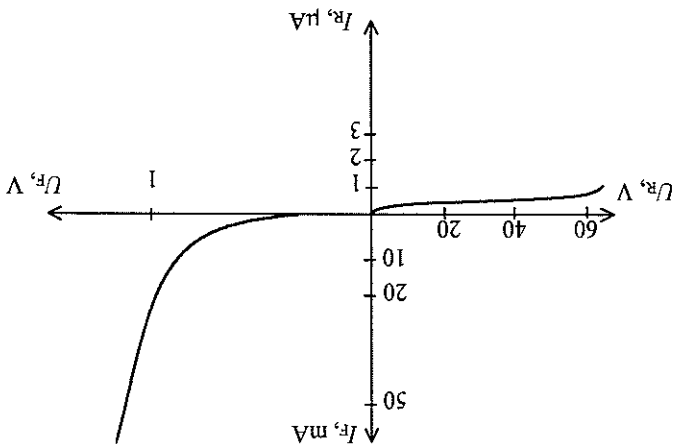
2.10. ábra mutatja.



2.10. ábra. A dióda záro irányú jelleggörbéje

(A görbén szereplő R index az angol *reverse*, azaz *fordított*, szó kezdőbetűjéből képzett jelölés.)
A nyitó és a záro irányú jelleggörbéből látható, hogy a szilícium alapanyagú dióda minden tekintetben jobb minőségű jellemzőkkel rendelkezik.

A félvezető dióda teljes jelleggörbét – szilíciumdióda esetén – a **2.11. ábra** mutatja.



2.11. ábra. A félvezető dióda teljes jelleggörbéje

A görbéből látható, hogy a nyitó és a záró irányú áramok iránya ellentétes, és a nyitó irányú áram 10^2-10^6 -szor nagyobb a μA nagyságrendű záró irányú áramnál. Ezért a nyitó irányban előfeszített dióda igen kis ellenállást, a záró irányba előfeszített dióda viszont igen nagy ellenállást mutat. A dióda jelleggörbéje közelítőleg matematikai alakban is leírható:

$$I = I_R \cdot \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right),$$

ahol I_R a záró irányú áram értéke, U a dióda anódja és katódja közé kapcsolt külső feszültség, U_T pedig a termikus feszültség, amelynek értéke szobahőmérsékleten $U_T \approx 26$ mV.

A jelleggörbe egy adott pontjához tartozó feszültség- és áramérték hányadosa a dióda egyenáramú ellenállása:

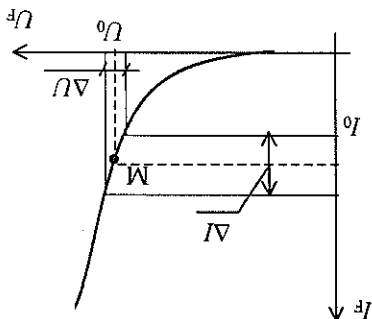
$$R_E = \frac{U_0}{I_0}.$$

A jelleggörbén egy összetartozó feszültség- és áramérték a dióda U_0-I_0 **munkapontja**. Mivel a jelleggörbe nemlineáris, az egyenáramú ellenállás tehát csak egy adott munkapontban jellemzi a diódát.

Egy adott munkapont környezetében történő ΔU feszültségváltozás és ΔI áramváltozás hányadosa a dióda váltokozó áramú, vagy másféppen differenciális ellenállása:

$$r_D = \frac{\Delta U}{\Delta I}.$$

A két ellenállás értelmezését és szerkesztését szemlélteti a 2.12. ábra.

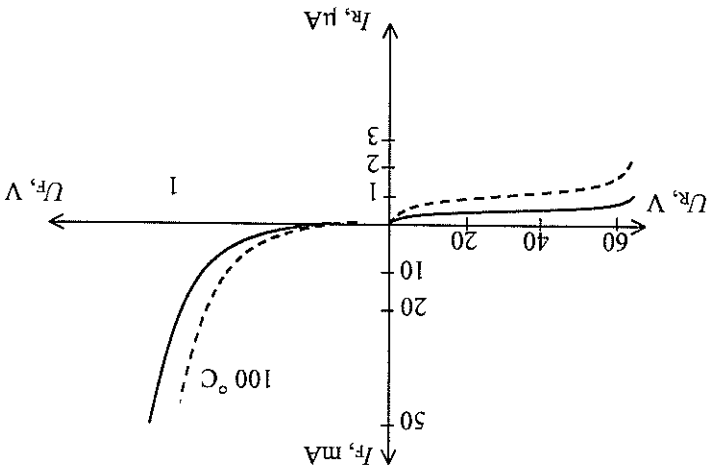


2.12. ábra. A dióda ellenállásai

A dióda **hőmérsékletfüggését** vizsgálva megállapítható, hogy azt egyértelműen a kisebbégi- és többségi töltéshordozók számának hőmérsékletétől való függése határozza meg. A záró irányú áram a kisebbégi töltéshordozók árama, és mivel ezek száma a hőmérséklet exponenciális függvénye, ezért a záró irányú áram is erősen hőmérsékletfüggő. Germanium alapanyagú diódánál fokozottan kb. 10%-kal, szilícium alapanyagúaknál pedig kb. 16%-kal változik.

A nyitó irányú áramot alkotó többségi töltéshordozók nagy része az adalékolásból adódó töltéshordozó, amelyek száma nem függ a hőmérséklettől, csak az adalékolás mértékétől. Így a dióda nyitó irányú áramának hőmérsékletfüggése jóval kisebb, mint a záró irányú áramé. A hőmérsékletfüggés jellemzésére ezért nem az áramváltózás nagyságát használjuk, hanem az egységnyi hőmérséklet-változás hatására létrejövő nyitófeszültség-változást. Germanium diódnál ennek értéke $-2,2$ mV/K, szilícium diódnál $-1,8$ mV/K. A negatív előjel azt jelenti, hogy magasabb hőmérsékleten ugyanakkora nyitó irányú áram létrehozásához kisebb nyitó feszültség szükséges.

A jelleggörbe hőmérsékletfüggését a 2.13. ábra mutatja.



2.13. ábra. A dióda hőmérsékletfüggése

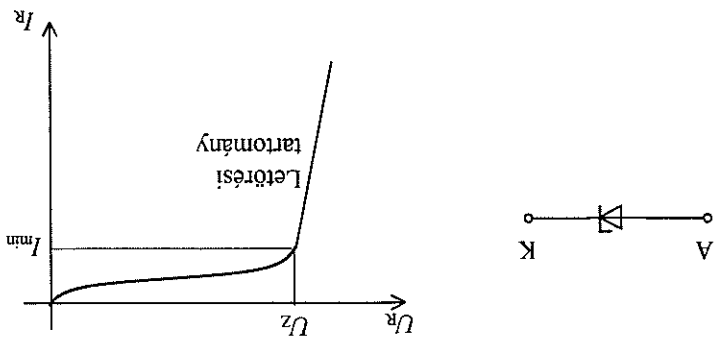
2.2.2. Zener-diódák

A p-n átmenetek az adalékolás megfelelő kialakításával alkalmassá tehetők arra, hogy záró irányban is tönkremenetel nélkül üzemeltethetők legyenek és megtörténjen bennük a Zener-, ill. a lavinaeffektus.

A Zener-effektus az a jelenség, amikor a zárófeszültség hatására töltéshordozók szakadnak ki a kristályrácából. Megfelelő nagyságú feszültségnel ez az effektus hirtelen játszódik le, nagyszámú szabad töltéshordozót hozva létre.

A lavinaeffektus eredménye szintén nagyszámú szabad töltéshordozó: egy meghatározott nagyságú külső feszültségnel a meglevő szabad töltéshordozók olyan nagy sebességre gyorsulnak fel, hogy mozgási energiájuk elegendő ahhoz, hogy ütközve más atomokkal azok elektronjait ki tudják ütni a helyükről. Az így keletkezett töltéshordozók is felgyorsulnak, és ütközés után újabb töltéshordozókat szabadítanak ki a kötésből. Ez a folyamat lavinaszerűen folytatódik.

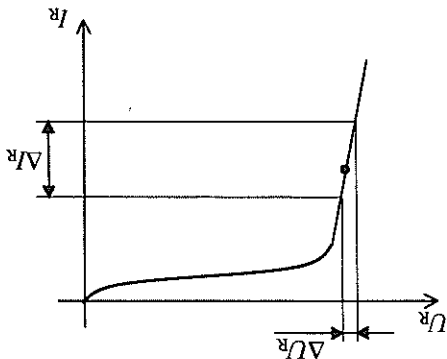
Az erősebben adalékolt Zener-diódáknál a Zener-effektus hatása dominál, a gyengébben adalékoltaknál inkább a lavinaeffektus hatása a döntő. Mindkét esetben a dióda anódja és katódjá között kívülről az érzékelhető, hogy egy meghatározott nagyságú zárófeszültség mellett hirtelen megnövekszik a záró irányú áram. Ezt a jelleggörbében egy ún. **letörési szakasz** ábrázolja, amint ez a 2.14. ábrán látszik.



2.14. ábra. A Zener-dióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

A letörési tartományra az jellemző, hogy közel **állandó feszültség** mellett a dióda árama széles határok között változhat. Ez a feszültség az U_Z **Zener-feszültség**. A dióda tehát a letörési tartományban az anódja és a katódjá közötti feszültséget jó közelítéssel állandó értéken tartja. Ezt a feszültségstabilizálási hatást használjuk ki a gyakorlatban úgy, hogy a dióda munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be. A stabilizáló hatásra jellemző a **differentiális ellenállás** értéke.

A differentiális ellenállás értelmezését a 2.15. ábra segíti.



2.15. ábra. A Zener-dióda differentiális ellenállása

A letörési szakasz egy munkakapontjának környezetében a Zener-feszültség változásának és hozzá tartozó áramváltozásnak a hányadosa tulajdonképpen a jellegző

$$r_{DZ} = \frac{\Delta U_R}{\Delta I_R}.$$

Mivel kisebb a differenciális ellenállás, annál kisebb a feszültségváltozás ugyanakkora áramváltozást feltételezve, tehát annál jobb a stabilizáló hatás. Az r_{DZ} értéke 1 Ω és 200 Ω közötti érték.

A Zener-feszültség hőmérséklettel való függését mutatja a Zener-dióda

$$\alpha_Z = \frac{\Delta U_R}{\Delta T}$$

hőmérsékleti együtthatója. Értéke a kb. 5 V-nál kisebb Zener-feszültségű diódák esetén negatív, ennél nagyobb Zener-feszültségeknél pedig pozitív. Értéke -25 és $+30$ mV/K között változik. Hozzávetőlegesen nulla a hőmérsékleti együttható az 5–6 V közötti Zener-feszültséggel rendelkező diódáknál. Így pl. egy $U_Z = 5,6$ V-os Zener diódánál $I_Z = 5$ mA-es munkakapontban $\alpha_Z = -0,2$ mV/K.

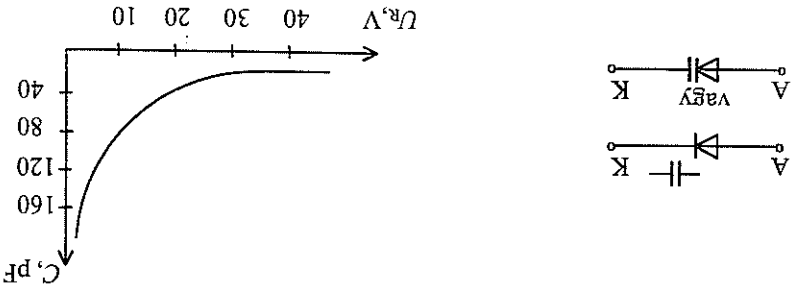
Nyitó irányban a Zener-dióda is úgy viselkedik, mint az általános célú dióda.

2.2.3. Kapacitásdióda

A másikképpen varicap-diódának nevezett eszköz egy olyan különleges dióda, amely feszültséggel vezérelhető kapacitásként működik.

A diódában lévő kiüritett réteg, mint egy szigetelő, elválasztja egymástól a sok szabad töltéshordozót tartalmazó, tehát vezetőként viselkedő p és n réteget. Ez egy kondenzátornak megfelelő elrendezés, amelynek kapacitása a kiüritett réteg szélességével változtatható.

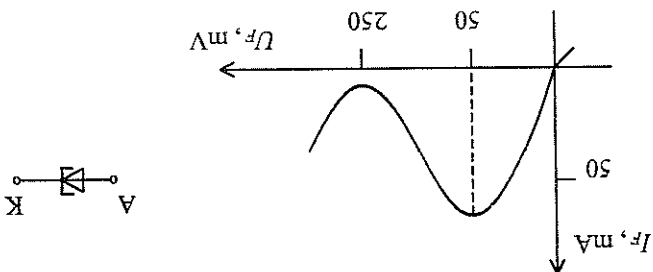
Ha a diódára záró irányú feszültséget kapcsolunk, akkor ennek változtatásával változtatható a kiüritett réteg szélessége is. A varicap-dióda jelölését és a zárófeszültség-kapacitás jelleggörbét a 2.16. ábra mutatja.



2.16. ábra. A varicap-dióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

2.2.4. Alagútdióda

Az alagút- (tunnel, vagy Esaki) dióda igen erősen adalékolt p és n rétegekből álló félvezető eszköz. Az áram a rákapcsolt feszültségtől függően a 2.17. ábra szerint alakul. Ugyanitt látható a dióda jelölése is.



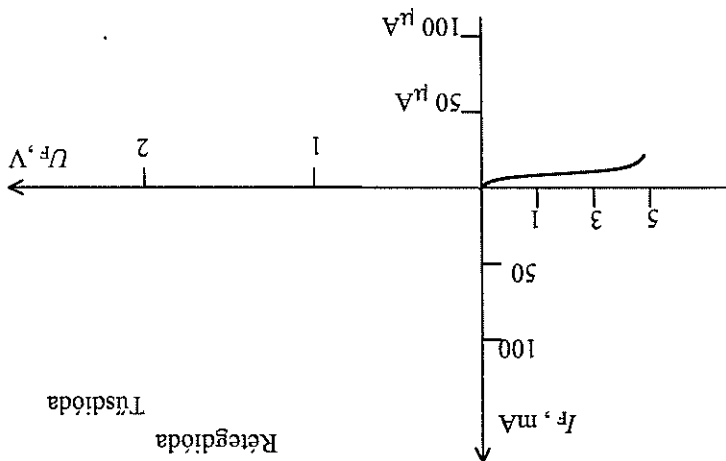
2.17. ábra. Az alagútdióda jelleggörbéje és jelképi jelölése

Záró irányban már igen kis feszültség mellett bekövetkezik a letörés, és a záró irányú áram értéke hirtelen megnő.

Nyitó irányban kb. 50 mV-os nyitó irányú feszültségértékig az áram növekszik, majd 50 mV és 250 mV között a növekvő feszültséghez csökkenő áramértékek tartoznak. Ez negatív differenciális ellenállást jelent. Az ezen a szakaszon lejátszódó jelenség az alagút-hatás. A 250 mV feletti nyitófeszültségű tartományban az áram értéke a diódáknál mégis nem nő, hanem csökken. A tunnel dióda, negatív ellenállású munkapontban üzemeltetve, pl. rezgőkörök veszteségszempontjából alkalmasra alkalmaszható.

2.2.5. Nagyfrekvenciás tüsdióda

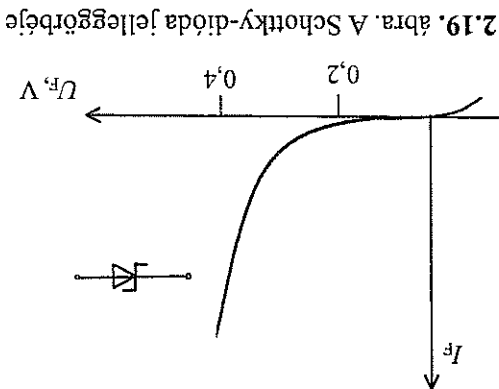
Az előzőekben megismert diódáknak még nyitó irányban is számottevő kapacitása van. Ez a nagyfrekvenciás alkalmazásoknál problémát okozhat, mert itt a dióda záró irányban is már szinte rövidzárként viselkedik. Nagyfrekvenciás áramkörökben is alkalmazhatók a kis belső kapacitással rendelkező tüsdiódák. Ezeknél a félvezető kristály p-n átmenetét a félvezető kristály és a felületére szorított, jó áramvezető fémű érintkezési pontja helyettesíti. Az ilyen átmenettel rendelkező dióda működése hasonló a rétegdiodához, de kis kapacitása mellett kisebb a záró irányú és nagyobb a nyitó irányú ellenállása. A rétegdioda és a tüsdioda jelleggörbéje közötti eltéréseket mutatja a 2.18. ábra.



2.18. ábra. A tüsdioda jelleggörbéje

2.2.6. Schottky-dióda

A Schottky-dióda fém-félvezető átmenetből áll, amelyet úgy készítenek, hogy egy adalékolt, legtöbbszor n típusú, félvezető anyagra igen vékony aranyréteget párolgatnak. A vékony aranyréteg miatt csak a félvezetőben alakul ki kiüritett réteg, aminek áramvezető tulajdonságai külső feszültséggel befolyásolhatók. A fém-réteg pozitív, a félvezető rétegre pedig negatív feszültséget adva a dióda kinyit, ellenkező esetben lezár. A fém-félvezető átmenet tehát diódaként viselkedik. Jelleggörbéjét a 2.19. ábrán látható.



2.19. ábra. A Schottky-dióda jelleggörbéje

Az alkalmazás szempontjából legfontosabb tulajdonságai:

- nyitó feszültsége kisebb, mint a p-n átmenettel rendelkező szilíciumdiódáé. Erőke 0,2–0,4 V,
- záró irányban elhanyagolható nagyságú záró irányú áram folyik,
- a fém-félvezető átmenet kapacitása igen kicsi, ezért a Schottky-dióda nagyfrekvencián is jól használható.

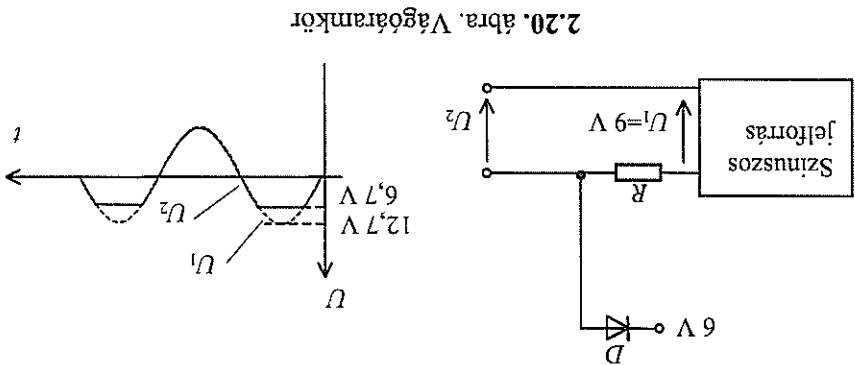
Szinte kizárólagosan az integrált digitális áramkörökben alkalmazzuk működésük gyorsítására (l. a Tankönyvmester Kiadó Digitális elektronika 3. fejezet).

2.2.7. A diódák alkalmazása

Az általános célú diódák számos alkalmazása két alaptípusra vezethető vissza, a vágóáram-körként, ill. az egyenirányítóként való alkalmazásra.

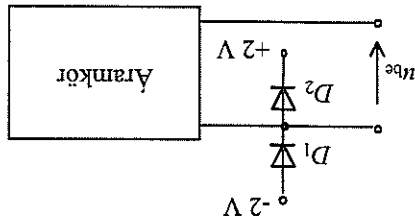
A **vágóáramkör** feladata az, hogy az áramkör valamely pontján megakadályozza, hogy a feszültség adott érték fölé növekedjen. Ezekben az alkalmazásokban a dióda-
nak azt a tulajdonságát használjuk ki, hogy ha a dióda kinyitott, akkor anódja és katódjá között a feszültség már alig változik, amint azt a 2.9. ábrán látható dióda jel-
legzője is mutatja.

A 2.20. ábra egy szerszű áramkörének feladata az, hogy a szinuszos váltakozó feszültség pozitív csúcseit levágja.



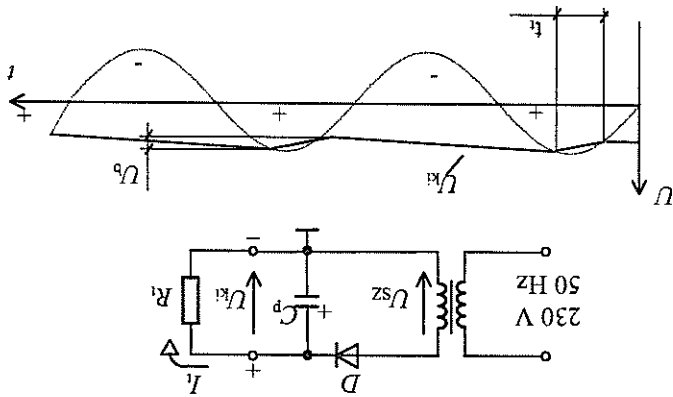
2.20. ábra. Vágóáramkör

A vágási szint kb. $6,7\text{ V}$; mert a dióda kinyit, ha az anódján $0,7\text{ V}$ -al nagyobb a feszültség, mint a katódon. Ez pedig $6,7\text{ V}$.
Egy másik gyakori végkapcsolás a két diódából álló védőáramkör, amely a 2.21. ábrán látható példában egy áramkör bemenetét védi.



2.21. ábra. Bemelési védelem

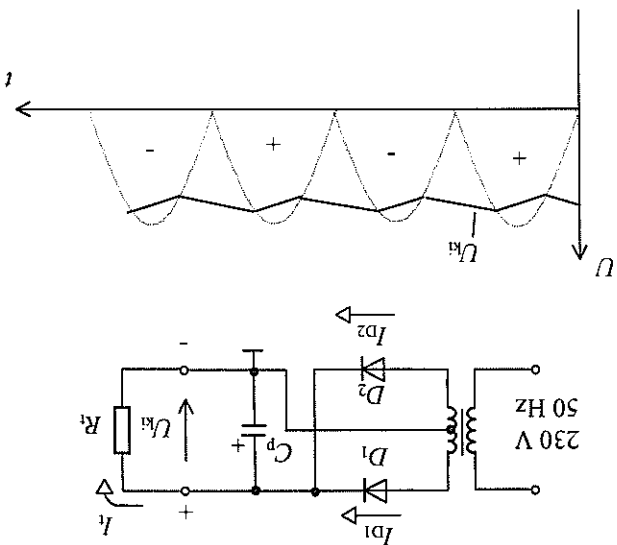
Há a bemeneti feszültség meghaladja a +2,7 V-ot, akkor a D_2 dióda kinyit és megtartja a feszültséget. A -2,7 V-os feszültség elérésekor a D_1 dióda teszi ugyanezt. A legjelentősebb alkalmazási terület az **egyenirányítóként** való alkalmazás. A következő példák a diódák hálózati egyenirányítókban való felhasználását ismertetik. A leggyeszezebb ilyen áramkör a 2.22. ábrán látható **egytas egyenirányító kapcsolas**.



2.22. ábra. Egytas egyenirányító kapcsolás

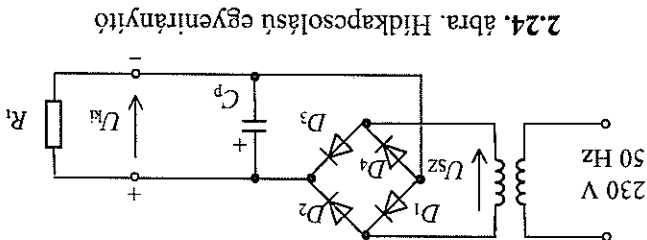
A dióda a szinuszos szekunder feszültség negatív félperiódusában nem nyit ki, mert az anóda negatívabb feszültséget kap, mint a katódja. A pozitív félperiódusban, ha nem lenne a kapcsolásban kondenzátor, akkor egy **ütkető egyenfeszültség** keletkezne a szinuszos feszültség pozitív félperiódusából. A C_p **pufferkondenzátor** feladata az, hogy feltöltőve egyenletesebbé tegye, kisimítsa a **ütketést**. A két pozitív félperiódus közötti időben a pufferkondenzátor feszültsége csökken, hiszen az I_L áram terheli. Amikor a szekunder feszültség pozitív félperiódusának pillanatnyi feszültsége meghaladja a kondenzátor feszültségét, akkor a dióda kinyit és rajta keresztül töltődik a kondenzátor. Ez az ábrán jelölt t_i töltési idő alatt zajlik le. A kimeneti feszültség ingadozását U_b **bügfeszültségnek** nevezzük, amelynek frekvenciája $f_b = 50$ Hz.

Az egyenirányítók által előállított egyenfeszültség minőségi jellemzője a bűg-feszültség nagysága. Mivel kisebb értékre sikerül csökkenteni, annál egyenletesebbé válik a kimeneti feszültség. A csökkentés egyik módja a pufferkondenzátor növelésének az, hogy nem gyárfarható tetszőlegesen nagy értékű kapacitás. Az itt alkalmazott szokásos érték $C_p = 1000\text{--}10\,000\ \mu\text{F}$. Másik megoldás a bűgfeszültség csökkentésére és a terhelhetőség növelésére az, hogy a negatív félperiódust is felhasználjuk a kondenzátor töltésére. Erre a 2.23. ábrán felrajzott kétutas egyenirányító kapcsolás alkalmazás.



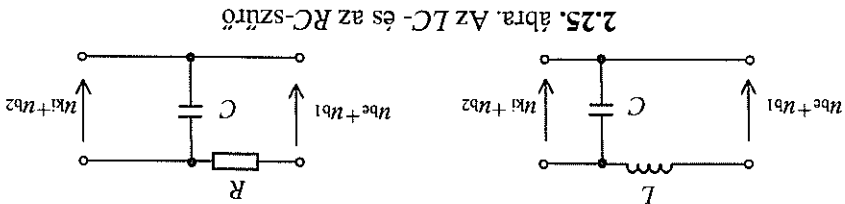
2.23. ábra. Kétutas egyenirányító kapcsolás

A középleágazású szekunder tekercs középső leágazásához képest a tekercs két végpontján ellentétes fázisú a szinuszos feszültség. Így a pozitív félperiódusban a D_1 diódán átfolyó áram, a negatív félperiódusban pedig a D_2 -n átfolyó áram tölti a pufferkondenzátort. A bűgfeszültség nagysága csökken, frekvenciája $f_b = 100\ \text{Hz}$ lesz. Elkerülhető a középleágazású transzformátor alkalmazása, ha **hid-(Graetz-kapcsolású)** egyenirányítót alkalmazunk. Ez a négy diódából álló hidáramkör látható a 2.24. ábrán.



2.24. ábra. Hídkapcsolású egyenirányító

A pozitív félperiódusban a D_2 és a D_4 dióda nyit ki és tölti a kondenzátort, míg a negatív félperiódusban a D_1 és D_3 dióda nyit ki és tölti azonos polaritással a kondenzátort. Tehát ez a kapcsolás is mindkét félperiódust hasznosítja. Ha a bűgőfeszültség továbbá csökkenésére van szükség, akkor a pufferkondenzátor és a terhelés közé szűrőáramkört kell beiktatni. A gyakorlatban alkalmazott kétféle szűrőkapcsolás látható a 2.25. ábrán.



2.25. ábra. Az LC- és az RC-szűrő

A szűrőkapcsolások bemeneti feszültsége az egyenirányító kimenetén megjelenő egyenfeszültség a bűgőfeszültséggel együtt. A szűrő elemeknek megválasztásánál az a cél, hogy az egyenfeszültséget a lehető legkisebb mértékben csökkentsék, a bűgőfeszültségre nézve viszont jelentős leosztást biztosítsanak. Az LC-szűrő ezt a célt akkor tudja megvalósítani, ha a szűrő kapacitásának reaktanciája sokkal kisebb, mint a szűrőt követő áramkör terhelése és az induktivitás reaktanciája:

$$\frac{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C}{1} \gg R_i \text{ és } \frac{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C}{1} \gg 2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot L.$$

Nagy L és C értékek esetén jelentősen csökkenhető a bűgőfeszültség. Ugyanakkor a kapcsolás a bemenőre kerülő egyenfeszültséget nem osztja le, hiszen egyen- feszültségű szempontból az induktivitás gyakorlatilag rövidzár, a kapacitás viszont szakadás.

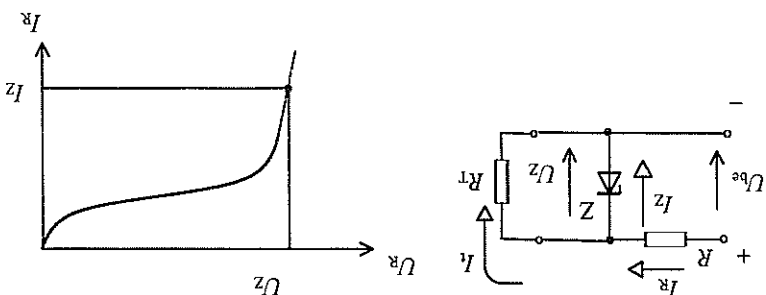
Az RC-szűrő szintén hatékonyan csökkenti a bűgőfeszültséget, de az R ellenállás miatt a kimeneti áram nagyságától függő mértékben leosztja az egyenfeszültséget is, így $U_{ki} = U_{be} - I_{ki} \cdot R$.

A helyes működés feltétele, hogy

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \gg R_t \text{ és } \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_b \cdot C} \gg R_t$$

Mivel az R ellenállás növelése csökkenti a kimeneti egyenfeszültséget is, ezért a szűrés hatékonyságát a kapacitás növelésével célszerű növelni.

A **Zener-diódák** tipikus felhasználása az **elemi feszültségstabilizátor** kapcsolás.



2.26. ábra. Elemi feszültségstabilizátor

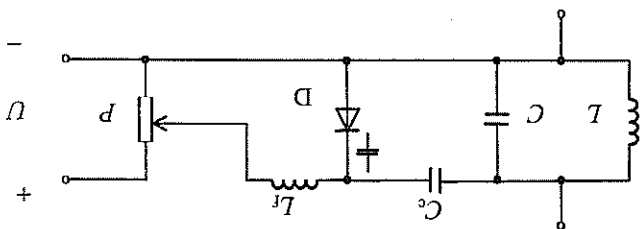
A 2.26. ábrán látható kapcsolás feladata az, hogy a terheléstől és a bemeneti feszültség ingadozásától függetlenül állandó értéken tartsa a terhelésre jutó feszültséget. A feszültség-stabilizáló funkciót a Zener-dióda látja el, ha munkapontját a letörési szakaszra állítjuk be az R ellenállással. Az ellenállás méretézése az

$$R = \frac{U_{bc} - U_z}{I_r} = \frac{U_{bc} - U_z}{I_z + I_l}$$

összefüggés alapján lehetséges.

Ha megváltozik a bemeneti feszültség, vagy a terhelés (I_l is vele változik), akkor ez az I_z áram megváltozását eredményezi. A jellegzőben viszont jól látható, hogy az I_z áram változása nem vonja maga után U_z jelentős változását.

A **varicap-dióda** alkalmazására mutat példát a 2.27. ábrán látható elvi kapcsolási rajz.



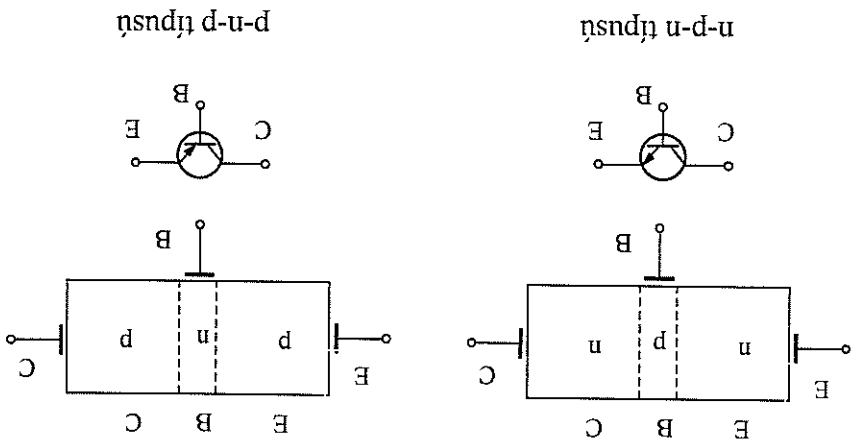
2.27. ábra. Rezgőkör hangolása varicap-dióddával

A P potencióméterrel változtatható a varicap-diódára jutó zárófeszültség nagysága, amely viszont változtatja a dióda kapacitását. Ez, párhuzamosan kapcsolódva a rezgőköri kapacitással, változtatja a rezgőkör rezonanciátfrekvenciáját. A feszült-ható, hiszen a varicap-dióda kapacitása a P -os tartományba esik. Hasonló megoldást alkalmaznak az FM rádiók és a tévékészülékek állomásválasztó fokozatában.

2.3. Transzisztorok

2.3.1. Bipoláris transzisztorok

A bipoláris transzisztor kialakításához a fellevezető kristályt három rétegben n - p - n , vagy p - n - p típusúra adaleköljék. Az egyes rétegek elnevezése feladatukból következően: emitter (E), bázis (B), kollektor (C). Vázlatos felépítésüket és jelképi jelölésüket a 2.28. ábra mutatja.

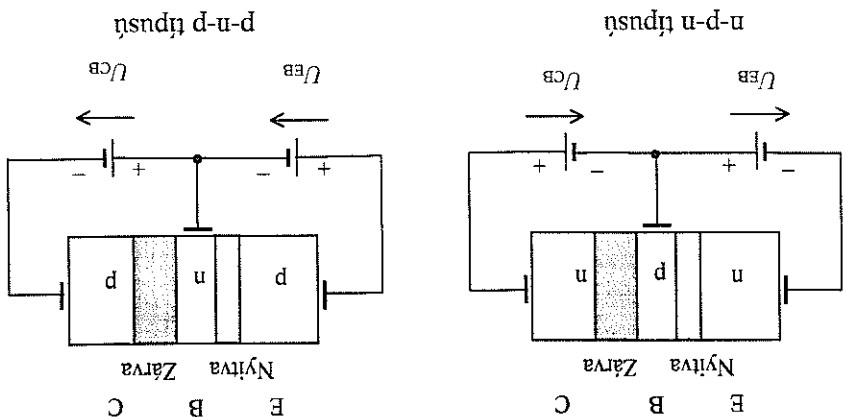


2.28. ábra. A transzisztorok felépítése és jelképi jelölése

Mindkét elrendezésben olyanok az adalekölési viszonyok, hogy a bázishoz képest az emitter- és a kollektorreteggek erősebben adaleköltek. A bázis geometriai méretei, elsősorban a szélessége, igen kicsi. E két ok miatt a bázisban igen kevés a szabad töltéshordozó a másik két réteg töltéshordozóihoz képest.

Az emitter- és a bázis-, ill. a bázis- és a kollektorreteggek között a már megismert módon p - n átmenet jön létre, ahol a kialakult diffúziós potenciállok megakadályozzák a többségi töltéshordozók áramlását a rétegek között.

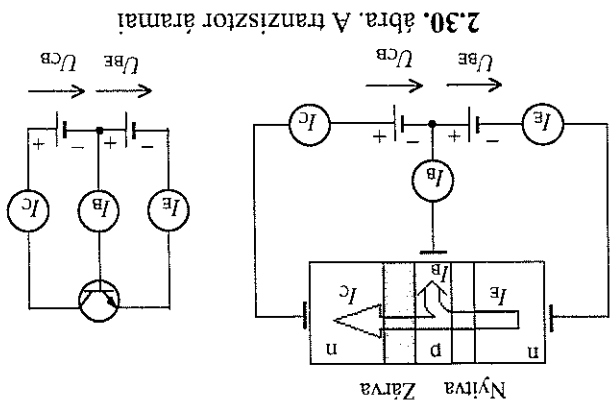
Ahhoz, hogy a többségi töltéshordozók árama megindulhasson az emitter és a bázis közötti p-n átmeneten, a bázis- és az emitterelektrodák közé nyitó irányú feszültséget kell kapcsolni, ahogyan azt a 2.29. ábra mutatja.



2.29. ábra. A tranzisztor működése

Ennek hatására az emittertérleg többségi töltéshordozói ájtunak a bázisba. Itt, a bázis gyenge adalékolttsága és kis rétegszélessége miatt, csak kis részük rekombinálódik. A rekombináció során megszűnt szabad töltéshordozókat a bázisáram pótolja. Mivel a bázisréteg szélessége kicsi, a nem rekombináldott töltéshordozók eljutnak a lezárt bázis-kollektor átmenethez. Ezek azonban az emitter többségi töltéshordozói és így az ellenértelen adalékolt bázisban kisebbségi töltéshordozónak számítanak, ezért a B-C p-n átmeneten való áthaladásukat a zárófeszültség segíti. A bázis-kollektor átmenet ezért záró irányban van előfeszítve. A töltéshordozók a zárófeszültség hatására ájtunak a kollektorrtérlegbe. A kialakult áramok közötti összefüggés tehát $I_E = I_B + I_C$.

Az összefüggést jól szemlélteti a 2.30. ábra.



2.30. ábra. A tranzisztor áramai

Az emitterből a bázisba átkerülő töltéshordozók számát és így a kollektor áramát is elsősorban a bázis és az emitter közé kapcsolított nyitó irányú feszültség határozza meg. A nyitófeszültség értékének kis változása viszonylag nagy áramváltozást idéz elő, amint azt már a dióda nyitó irányú jelleggörbéjének vizsgálatainál láttuk.

Végéreményben tehát kis U_{EB} és ezzel együtt kis I_B változás hatására viszonylag nagy kollektoráram-változás következik be. Ez a jelenség a **transzisztorhatás**. A működés tárgyalása során feltételeztük, hogy a záró irányú bázis–kollektor feszültség változásának nincs hatása a tranzisztor áramainak változására. Ez a való-ságban csak közelítőleg igaz, hiszen a zárófeszültség nagysága kismértékben ugyan, de befolyásolja a B–C közötti kiürített réteg szélességét. A kiürített réteg szé-lességének változásával változik a bázisban lévő töltéshordozók száma, így a bázisáram, az emitteráram és a kollektoráram nagysága is. Ez a jelenség a **feszül-tésvisszahatás**. Jó minőségű tranzisztoroknál a visszahatás kicsi, a gyakorlatban általában elhanyagolható.

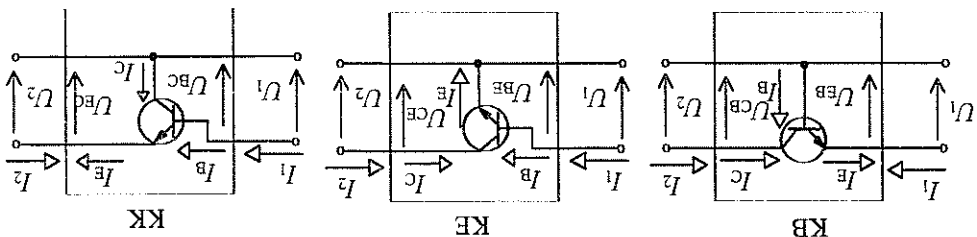
Az előzőekben a többségi töltéshordozók áramlását vizsgáltuk. Az egyes félvezető rétegekben azonban jelen vannak a kisebbségi töltéshordozók is. Ezek – ahogyan azt már a diódánál is láttuk – a nyitott p–n átmeneten nem jutnak át, a lezárt p–n átmeneten azonban áthaladnak. A lezárt p–n átmeneten folyó áramot **mara-dék-**vagy **visszáramnak** nevezzük.

Ha a bázis–emitter átmenet záró irányú előfeszítést kap, akkor egy n–p–n típusú tranzisztornál az n típusú emitter réteg lyukai, ill. a p típusú bázis elektronjai, mint kisebbségi töltéshordozók, egy I_{EB} emitter-bázis maradekárámot hoznak létre. Hasonló módon a bázis–kollektor átmenetet záró irányban előfeszítve az átmeneten a kisebbségi töltéshordozók alkotta I_{CB} kollektor–bázis maradekárám folyik. Fontos megjegyezni, hogy az I_{EB} és az I_{CB} maradekárámok az átmenetek lezárása mellett mérhetők, miközben a tranzisztor harmadik elektródáját szabadon hagyjuk. A két maradekárám közül az I_{CB} üzemszerű viszonyok között is folyik, hiszen a tranzisztor működéséhez a bázis és kollektor közé zárófeszültséget kell kapcsolni. A kisebbségi töltéshordozók száma erősen függ a hőmérséklettől, ezért a **mara-dék-áramok is erősen hőmérsékletfüggőek**.

A tranzisztor harmadik maradekárama az emitter és a kollektor között folyó I_{CE0} áram, amely a kollektor-emittertételek üzemszerű előfeszítése mellett mérhetők, ha a bázist szabadon hagyjuk. Ezt a maradekárámot – eltérően az I_{EB} és az I_{CB} áramoktól – a többségi töltéshordozók hozzák létre. Az emittertételegből az elekt-ronok a nyitott E–B átmeneten keresztül a bázisba kerülnek. Innen nagy részük sodródási áram formájában ájtut a zárt B–C átmeneten, létrehozva az I_{CE0} áramot. Kisebbségi részük a bázisban lévő lyukakkal rekombinálódik. Mivel a bázist szabadon hagyjuk, így a rekombinálódó lyukakat csak a kollektorból az I_{CB} árammal átkerülő lyukak tudják pótolni.

A maradékáramok katalógusokban közölt értékeit figyelembe véve megállapítható, hogy a p-n-p tranzisztorok maradékáramai jóval nagyobbak, mint az n-p-n tranzisztoroké, másrészt bármilyen típusú tranzisztorról van szó, az I_{CE0} maradékáram legalább egy nagyságrenddel nagyobb, mint a másik két maradékáram.

A tranzisztor, mint erősítőeszköz, négypólusként használjuk. Attól függően, hogy melyik kivezetését tekintjük közösnek a be- és kimenet szempontjából, használhatjuk a tranzisztor közös emitteres (KE), közös bázisú (KB), és közös kollektoros (KK) kapcsolásban, amelyeket a 2.31. ábra mutat.



2.31. ábra. A tranzisztor alapkapcsolásai

Fontos megjegyezni, hogy a tranzisztor fizikai működése teljesen független attól, hogy milyen alapkapcsolásban használjuk. A tranzisztorok gyakorlati alkalmazása szempontjából leginkább a közös emitteres kapcsolásnak van jelentősége, ezért a további vizsgálataink főleg erre vonatkoznak.

A B-E nyitó irányú és a B-C zárt irányú előfeszítés mellett a tranzisztoron egyenáramok folynak. Az egyes rétegek áramainak összefüggését a tranzisztor **alapegyenletei** írják le, az elektródák feszültségei és áramai közötti kapcsolatokat pedig a tranzisztor jelleggörbéi adják meg.

A közös emitteres kapcsolás alapegyenlete a működés megismerése során felírt $I_E = I_C + I_B$ összefüggésből adódik, az I_{CB0} figyelembevételével $I_C = I_E - I_B = -I_{CB0}$, tehát a kollektorba az emitteráram és a bázisáram különbsége jut, kiegészülve a maradékárammal.

Mivel a KE-s négypólus bemeneti árama a bázisáram, kimeneti árama pedig a kollektoráram, így célszerű bevezetni a két áram viszonyára jellemző **egyenáramú áramerősítési tényezőt**:

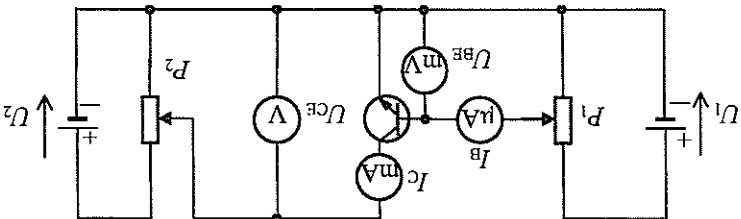
$$\beta = \frac{I_B}{I_C}$$

Ezt felhasználva a **KE-s kapcsolású tranzisztor alapegyenlete** így is felírható:

$$I_C = B \cdot I_B + B \cdot I_{CB0} = B \cdot I_B + I_{CE0}$$

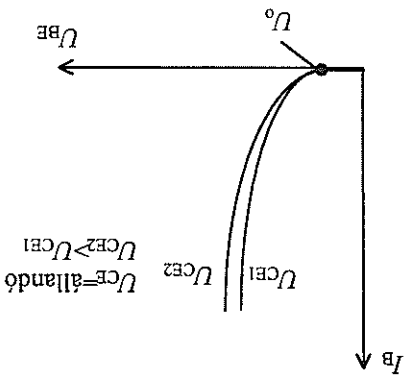
A KE kapcsolású tranzisztor, mint négypólus, az I_B és az I_C egyenáramok, valamint az U_{BE} és U_{CE} egyenfeszültségek jellemzik. A négy adat összefüggését

páronként négy jelleggörbe jellemzi. A jelleggörbék felvétele a 2.32. ábrán látható kapcsolásban történhet.



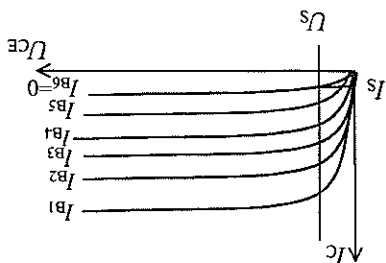
2.32. ábra. Mérőkapcsolás a jelleggörbék felvételéhez

A KE tranzisztor bemeneti jelleggörbéje a 2.33. ábra szerinti.



2.33. ábra. A tranzisztor bemeneti jelleggörbéje

A jelleggörbe a két bemeneti mennyiség közötti összefüggést mutatja, különböző értéki kollektorfeszültségek mellett. Megállapítható, hogy a bemeneti mennyiség-kevéssé függnek az U_{CE} feszültség változásától, tehát ennek a kimeneti mennyiségnek a visszahatása gyakorlatilag elhanyagolható. A jelleggörbe könnyökponthoz tartozó U_0 (az indexben szereplő o betű jelentése: open-nyitva) feszültségél kinyit a tranzisztor és ezt követően az U_{BE} feszültség már alig változik, miközben a bázis-áram széles tartományban változhat. A nyitófeszültség értéke Si alapanyagú (többnyire n-p-n) tranzisztornál kb. 0,7 V, Ge alapanyagúnál (általában p-n-p) kb. 0,2 V. A 2.34. ábrán látható kimeneti jelleggörbe az $U_{CE}-I_C$ mennyiségek közötti kapcsolatot ábrázolja, különböző bázisáramok mellett. A jelleggörbe menete jól nyomom követhető az alapegyenlet alapján: $I_C = \beta \cdot I_B + I_{CE0}$.



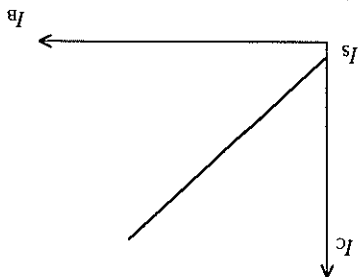
2.34. ábra. A tranzisztor kimeneti jelleggörbéje

Ha az I_B áram állandó, akkor I_C értéke is állandó, amennyiben a feszültség-visszahatás (U_{CE} -től való függés) elhanyagolható. A visszahatás elhanyagolása nélkül a jelleggörbe kissé emelkedő jellegű. Az egyenletből az is kiderül, hogy ha $I_B = 0$, akkor $I_C = I_{CE0}$. Bemenni áram nélkül – a bázist szabadon hagyva –, tehát a kollektoráramot az I_{CE0} maradékarám adja. Ezt az áramot **szaturációs (telítési) áramnak**, vagy maradékarámmak nevezzük (I_S).

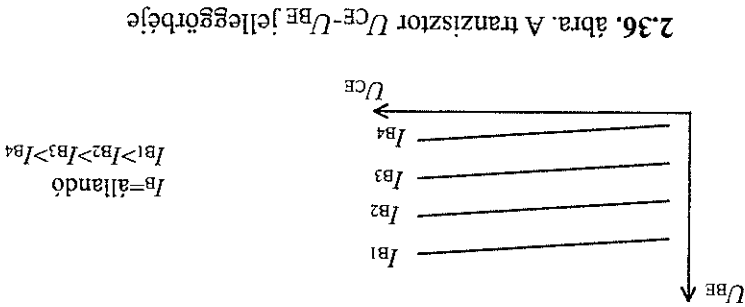
A jelleggörbe ezen szakaszából levonható az a következtetés, hogy a **bázisárammal, mint bemeneti mennyiséggel, meghatározható a kimeneti kollektoráram nagysága**. A jelleggörbe kezdeti szakasza olyan U_{CE} feszültségekhez tartozik, amelyek mellett még nem tud kialakulni a B–E közötti nyitó és a B–C közötti zárfeszültség, tehát még nem működik a tranzisztor. Ezek a feszültségek a görbék komponjához tartozó U_S **szaturációs (telítési) feszültségek**, vagy másképpen maradékfeszültségek. A közös emitteres kapcsolás **transzfer jelleggörbéi** az I_C – I_B áramok és az U_{CE} – U_{BE} feszültségek összefüggését adják meg.

A 2.35. ábrán látható I_C – I_B jelleggörbéi tulajdonképpen az alap egyenletet ábrázolja, amely szerint az I_C és az I_B közötti összefüggés lineáris, az arányossági tényező az egyenáramú áramerősítési tényező. A jelleggörbe kezdőpontja az alap egyenlet szerint az $I_B = 0$ áram mellett mérhető $I_C = I_{CE0}$. A jó minőségű tranzisztoroknál elhanyagolható feszültségvisszahatás miatt a jelleggörbe eltolódása elhanyagolható mértékű, így gyakorlatilag elegendő egyetlen jelleggörbe a két áram közötti összefüggés jellemzésére.

2.35. ábra. A tranzisztor I_C – I_B jelleggörbéje

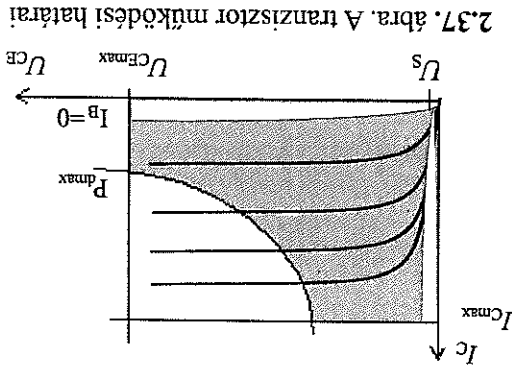


A 2.36. ábra szerinti $U_{CE}-U_{BE}$ jelleggörbe azt mutatja, hogy az emitteráram állandó értéken tartásához, U_{CE} változtatása esetén mekkora U_{BE} változtatás szükséges. Végeredményben tehát ebből a jelleggörbéből a feszültség-visszahatás értékére következtethetünk.



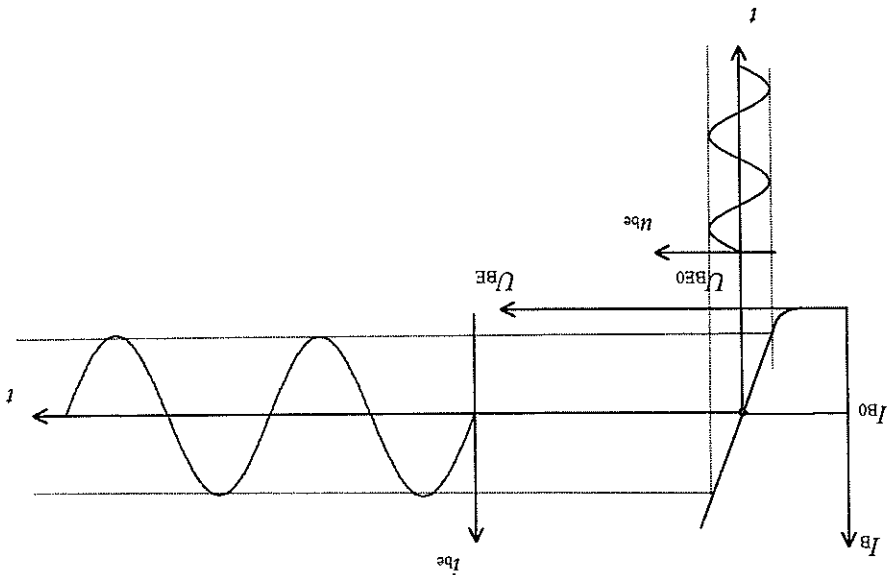
2.36. ábra. A tranzisztor $U_{CE}-U_{BE}$ jelleggörbéje

A kimeneti jelleggörbével meghatározhatók azok a határértékek, amelyekben belül a tranzisztor tönkremenetel nélkül működteithető. A 2.37. ábrán jelölt U_{CEmax} és I_{Cmax} értékeket meghaladva a tranzisztor rétegei átütnek, elégnék, így ezek semmiképpen nem léphetők túl. A tranzisztoron az U_{CE} feszültségből és a rajta átfolyó I_C áram szorzatából számítható (ún. disszipációs) teljesítménnyel arányos hőmenyiség keletkezik. Ezt kell a tranzisztorinak hőszárazással vagy hővezetéssel leadnia a környezetenek. A tranzisztor méretétől, tokozásától, a környezet hővezető képességétől stb. függő mértékben képes disszipálni. Ez a P_{dmax} max. disszipáció sem léphető túl a tranzisztor károsodása nélkül. A határt a P_{dmax} görbéje mutatja. Hűtőfelület alkalmazásával a környezetenek átadható disszipációs teljesítmény növekszik, így a tranzisztor nagyobb teljesítményre vehető igénybe. A tranzisztor a szaturációs határvonal és az $I_B = 0$ görbe alatt nem működik, így ezek az értékek is működési határt jelentenek.



2.37. ábra. A tranzisztor működési határai

A jelleggörbék jól látható, hogy a tranzisztor nemlineáris négypólus. Az erősítő-eszközökkel szemben támasztott követelmény azonban az, hogy a kimeneti mennyiségek változása arányos legyen a bemeneti mennyiségek változásával, vagyis lineáris legyen az eszköz. Ez az ellentmondás a tranzisztoroknál úgy hidalható át, ahogyan azt a 2.38. ábra szemlélteti a bemeneti jelleggörbén.



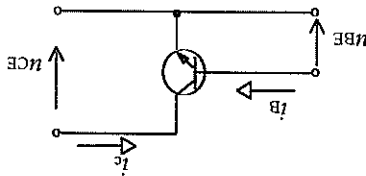
2.38. ábra. A tranzisztor kisjelű vezérlése

Az ábra a tranzisztor **kisjelű vezérlését** mutatja, ami a következőket jelenti:

- az egyébként nemlineáris jelleggörbének azon a szakaszán, amely a leginkább egyenes, kiválasztunk egy munkapontot. Ezt az U_{BE0} – I_{B0} értékpár jellemzi, amelyeket munkaponti bázis–emitter feszültségnek, ill. munkaponti bázisáramnak nevezünk,
- a munkapont környezetében vezéreljük a bemeneti feszültséggel a tranzisztort. Ha a bemeneti vezérlő feszültség amplitúdóját kis értékben tartjuk, akkor a jelleggörbének csak rövid szakaszát vesszük igénybe, amely jó közelítéssel egyenesnek tekinthető. **Kisjelű vezérlés esetén a tranzisztort lineáris négypólusként kezeljük.**

A K-E-es négypólus jellemzésére a h paraméteres egyenletrendszert használjuk. A paraméterek kiszámításához a jelölése utal arra, hogy a tranzisztor – mint négypólus – váltakozó áramú jellemzéséről van szó.

2.39. ábra. Közös emitteres négypólus



A 2.39. ábra jelöléseit – amelyek váltakozó mennyiségeket jelentenek – használva a paraméteres egyenletrendszer $u_{BE} = h_{11} \cdot i_B + h_{12} u_{CE}$, $i_C = h_{21} i_B + h_{22} u_{CE}$.

A h_{11} paraméter a tranzisztor rövidzárási bemeneti impedanciája:

$$h_{11} = \left. \frac{u_{BE}}{i_B} \right|_{u_{CE} = 0}$$

A h_{12} paraméter a tranzisztor üresjárási feszültség-visszahatása:

$$h_{12} = \left. \frac{u_{BE}}{u_{CE}} \right|_{i_B = 0}$$

A tranzisztor működésének vizsgálatakor láttuk, hogy a kollektor-emitter feszültség gyakorlatilag nem hat vissza a bemenetre, ezért a h_{12} paraméter elhanyagolható.

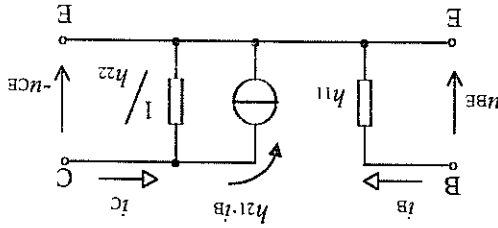
A h_{21} paraméter a tranzisztor rövidzárási áramerősítési tényezője (amit korábban gyakran a tranzisztor bétájának hívtak és β -val jelöltek.)

$$h_{21} = \left. \frac{i_C}{i_B} \right|_{u_{CE} = 0}$$

A h_{22} paraméter a tranzisztor üresjárási kimeneti vezetése:

$$h_{22} = \left. \frac{i_C}{u_{CE}} \right|_{i_B = 0}$$

A h paramétereket felhasználva a tranzisztor működését modellezhetjük egy áramkörrel, amit a közös emitteres tranzisztor h paraméteres helyettesítő képének nevezünk. Ezt mutatja a 2.40. ábra.



2.40. ábra. A tranzisztor h paraméteres helyettesítő képe

A helyettesítő kép felrajzolásakor felhasználhatjuk azt a ténylet, hogy a jó minőségű tranzisztoroknál a h_{12} feszültség-visszahatás paraméter elhanyagolható. Az első h paraméteres egyenlet szerint a tranzisztor B–E közötti u_{BE} feszültséget a h_{11} bemeneti impedancián átfolyó i_B áram hozza létre. Ezt tükrözi a helyettesítő kép bemeneti köre.

A második h paraméteres egyenlet szerint az i_C áram két részarám eredője: az egyik részarám a bázisáram h_{21} -szere, a másik pedig az u_{CE} feszültség által a kimeneti vezetésen létrehozott áram. A helyettesítő kép kimeneti köre így egy ideális áram-generátor és a kimeneti vezetés párhuzamos kapcsolásából áll.

A tranzisztor h paramétereinek szokásos értékei:

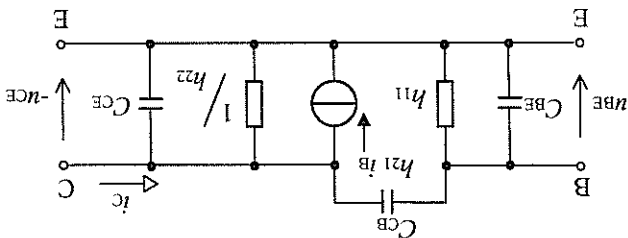
$$h_{11} = 1\text{--}10 \text{ k}\Omega,$$

$$h_{21} = 30\text{--}1000,$$

$$h_{22} = 10\text{--}100 \text{ }\mu\text{S (tájékoztató adatok)}.$$

Nagyon fontos megjegyezni, hogy a h paraméterek munkapontfüggők. Más-más munkapontban más-más h paraméterértékek jellemzik a tranzisztor.

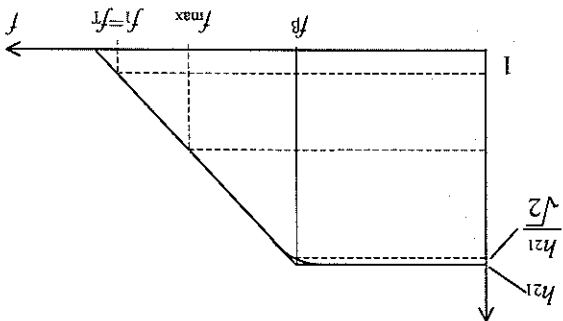
Ha a tranzisztor vezet u_{BE} feszültség frekvenciája a nagyfrekvenciás tartományba esik (10–100 MHz felett), akkor figyelembe kell venni a tranzisztor elektrodái közötti jelenkező kapacitásokat is. Ezek a p–n átmenetek belső kapacitásainak elektrodákon jelenkező eredői. A kapacitásokkal kiegészített nagyfrekvenciás helyettesítő képet mutatja a 2.41. ábra.



2.41. ábra. A tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe

Az elektrodák közötti kapacitások a frekvencia növekedésével egyre inkább csökkennek a tranzisztor vezérelhetőségét, végberedményben az áramerősítési tényező értékét. Erre példaként vizsgáljuk meg a C_{BE} kapacitás hatását: a frekvencia növekedésével a C_{BE} egyre kisebb kapacitív reaktanciát képviselve sőtöli a h_{11} -et, csökkenve ezzel a bemeneti ellenállást. A csökkenő bemeneti ellenállás miatt viszont ugyanakkora kimeneti áram létrehozásához egyre nagyobb bemeneti áram szükséges, tehát csökken az áramerősítési tényező.

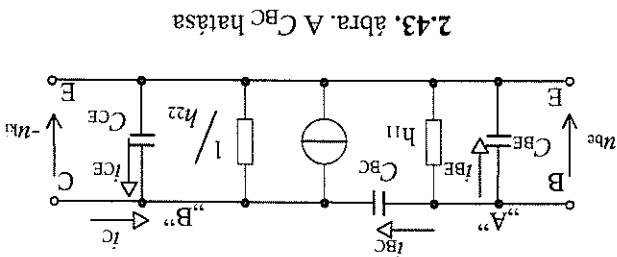
Az áramerősítési tényező frekvenciafüggését a 2.42. ábra mutatja. A katalógusokban is megtalálható jellemző frekvenciaértékek a következők:



2.42. ábra. A tranzisztor hataárfrekvenciái

- f_β hataárfrekvencia. Az a frekvenciaérték, ahol a h_{21} áramerősítési tényező (más néven β) $\sqrt{2}$ -ed részére csökken,
- f_1 és f_T (transz)it frekvencia. A két frekvenciát két különböző mérési módszerrel határozzák meg, ez indokolja a különböző elnevezésüket. Mindkettő azt a frekvenciát jelenti, ahol $h_{21} = 1$ értékre csökken,
- $f_{\max}$ hataárfrekvencia azt a frekvenciát jelenti, amelyen a teljesítményerősítés egységnyi. E frekvencia felett a tranzisztor már nem erősít.

A tranzisztorokkal felépített áramkörök frekvenciafüggő viselkedésének vizsgálatakor a 2.41. ábrán felrajzolt helyettesítő kép a ki- és a bemenet közötti C_{BC} kapacitás miatt igen nehezen alkalmazható. A nagyfrekvenciás helyettesítő képet ezért úgy alakítottuk át, hogy valamennyi kapacitás a bemeneten, ill. a kimeneten legyen figyelembe vehető. Ehhez az átalakításhoz a 2.43. ábra helyettesítő képet használjuk, ahol csak áramokat jelöltük, amelyek a kapacitásokon folynak a nagyfrekvenciás tartományban.



A jelölt áramokra a következő összefüggések írhatók fel:

$$i_{be} = \frac{X_{Cbe}}{n_{ki}} = n_{be} \cdot \omega \cdot C_{be}; i_{BE} = \frac{X_{CBE}}{n_{be}} = n_{be} \cdot \omega \cdot C_{BE};$$

$$i_{BC} = \frac{X_{CBC}}{n_{ki} + n_{be}} = |n_{ki} + n_{be}| \cdot \omega \cdot C_{BC} = n_{be} \cdot (|A_u| + 1) \cdot \omega \cdot C_{BC}.$$

Az A pontra felírható Kirchhoff-egyenlet $i_{be} - i_{BE} - i_{BC} = 0$

Behelyettesítve az áramok kifejezéseit és átrendezve az egyenletet:

$$n_{be} \cdot \omega \cdot C_{be} = n_{be} \cdot \omega \cdot C_{BE} + (|A_u| + 1) \cdot n_{be} \cdot \omega \cdot C_{BC};$$

$$C_{be} = C_{BE} + (|A_u| + 1) \cdot n_{be} \cdot \omega \cdot C_{BC}.$$

A bemeneten tehát a B-E kapacitással párhuzamosan jelentkezik a B-C kapacitás ($|A_u| + 1$)-szorosra. Ez utóbbi kapacitást **Miller-kapacitásnak** nevezzük:

$$C_M = (|A_u| + 1) \cdot C_{BC}.$$

Mivel az erősítés általában sokkal nagyobb, mint 1, ezért $C_M \approx |A_u| \cdot C_{BC}$.

Igy a bemeneti kapacitás $C_{be} = C_{BE} + C_M$.

Hasonlóképpen vizsgálható a B-C kapacitás hatása a kimenetre is:

$$i_{ki} = \frac{X_{Cki}}{n_{ki}} = n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{ki}; i_{CE} = \frac{X_{CE}}{n_{ki}} = n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CE};$$

$$i_{BC} = \frac{X_{BC}}{n_{ki} + n_{be}} = n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC} \cdot \left(1 + \frac{|A_u|}{1}\right).$$

Ha az erősítés nagy, akkor $i_{BC} = n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC}$.

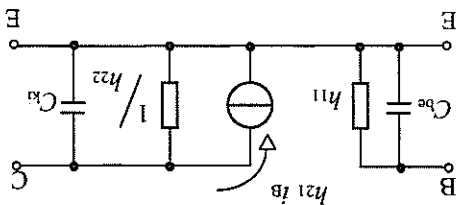
Felírva a Kirchhoff egyenletet a B pontra $i_{ki} + i_{CE} + i_{BC} = 0$.

Behelyettesítve és rendezve $-n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{ki} + n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{BC} + n_{ki} \cdot \omega \cdot C_{CE} = 0$,

$$C_{ki} = C_{BC} + C_{CE}.$$

A B-C kapacitás tehát a kimeneten egyszerűen értékelik jelenik meg, a C-E kapacitással párhuzamosan.

Felhasználva a kiszámított be- és kimeneti kapacitásokat a tranzisztor nagyfrekvenciás helyettesítő képe a **2.44. ábra** szerinti.



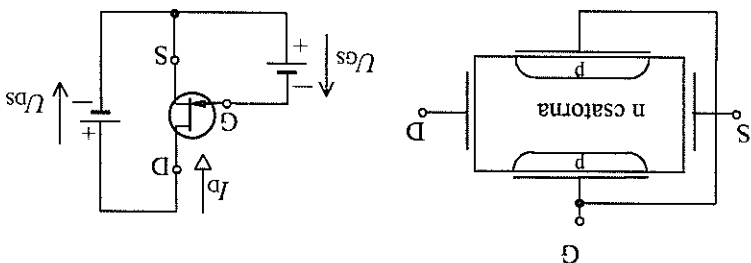
2.44. ábra. A tranzisztor be- és kimeneti kapacitásai

2.3.2. Unipoláris tranzisztorok

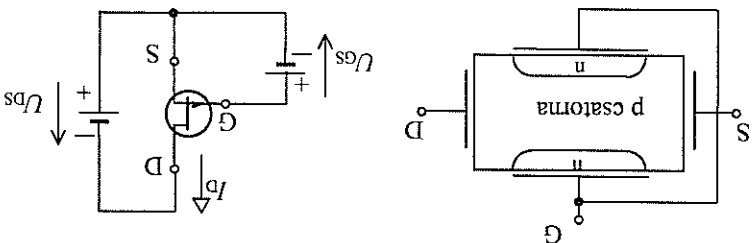
Az unipoláris tranzisztorok **térvezérlésű tranzisztorok**. Rövid elnevezésük **FET** (*Field Effect Transistor*). Az ilyen tranzisztor kimeneti áramának nagyságát a bemeneti feszültséggel létrehozott **villamos tér** határozza meg.

Felépítésüket tekintve két alaptípusuk a **zároterteges térvezérlésű** és a **sígteltelt vezérlőelektroda**s térvezérlésű tranzisztor.

A **zároterteges térvezérlésű tranzisztor** (JFET- Junction FET) elvi felépítését, jelképi jelölését és a működéshez szükséges feszültségek polaritását a 2.45. ábra mutatja n csatornás és a 2.46. ábra p csatornás FET esetén.



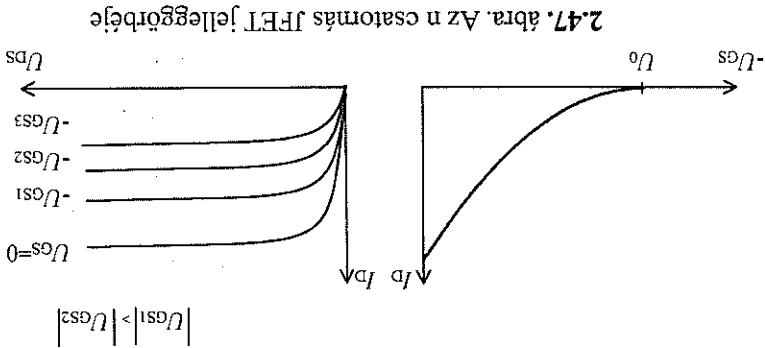
2.45. ábra. Az n csatornás JFET



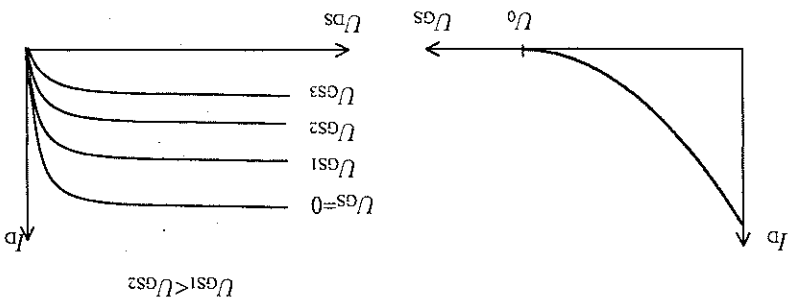
2.46. ábra. A p csatornás JFET

Az n, vagy p típusúra adalekolt kristály két oldalán a gyártás során ellentétes adalekoltasági rétegeket hoznak létre. Ezeket közösített kivezetéssel látyák el, amely az eszköz vezérlő elektrodája lesz. Elnevezése **G- Gate**- (kapu-) elektroda. A kristály végére is kivezetéseket készítenek, kialakítva így egy áramvezető csatornát. Ezen kivezetések közé az ábrán feltüntetett polaritású feszültségeket kapcsoljuk, akkor a G-elektroda felvezető rétege és a csatorna között lévő p-n átmenetet záro irányban feszítjük elő. A záro irányú U_{GS} feszültség változtatásával változik a kiüjtött réteg szélessége is, így az áramvezető csatorna keresztmetszete. A keresztmetszet változásával viszont változik a csatorna áramvezető képessége is és így a forrás- és a

nyelőelektroda között folyó I_D áram nagysága is. Egy adott nagyságú U_{DS} feszültség mellett akkor folyik a legnagyobb áram a csatornában, ha $U_{GS} = 0$, mert ilyenkor legnagyobb a csatorna keresztmetszete. A U_{GS} feszültséget záró irányba növelve csökken a csatorna keresztmetszete, mert növekszik a kiüritett réteg szélessége. Ezzel együtt viszont csökken az I_D áram is. Egy adott nagyságú U_{GS} zárófeszültség mellett olyan széles kiüritett réteg alakul ki két oldalról a csatornában, hogy ezek összeérnek és így a csatorna elzáródik, az áram megszűnik. Ez az U_0 elzáródási feszültségnek következik be. A leírt áramváltozást mutatja a csatornás FET esetén a 2.47. ábra, a csatornás eszköz esetén pedig a 2.48. ábra.



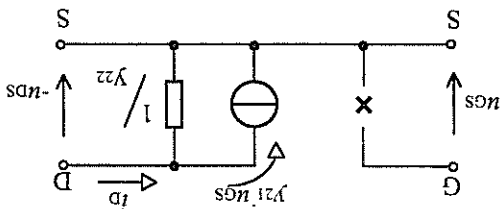
2.47. ábra. Az n csatornás JFET jelleggörbéje



2.48. ábra. A p csatornás JFET jelleggörbéje

Az U_{DS} – I_D összefüggést ábrázoló jelleggörbesereg a FET kimeneti jelleggörbéje. A jelleggörbét elemezve látható, hogy a záró irányú U_{GS} növelésével egyre csökken az I_D áram. Végereedményben tehát az U_{GS} feszültség lezár p-n átmeneteken keresztül az I_D áramot. A lezár p-n átmenet miatt a G elektrodán gyakorlatilag nem folyik áram. A FET vezérléséhez tehát nem szükséges teljesítmény. A G elektrodán csak a lezárt p-n átmenet kisebbbbségi töltéshordozóinak árama folyik, ami 10^{-9} – 10^{-12} A nagyságrendű.

A JFET-et erősítőeszközként használva kiválasztunk a jellegzőrőben egy munkapontot, amelynek környezetében való kisjelű vezérlés esetén a FET lineáris négypolusnak tekinthető. Helyettesítő képe ilyenkor a **2.49.** ábra szerinti. Az ábrán jelölt kisbetűs mennyiségek változó áramok és feszültségek.



2.49. ábra. A JFET helyettesítő képe

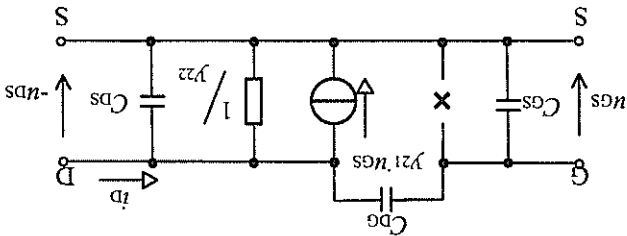
A G-S elektródák között nem folyik áram, ez a helyettesítő képen szakadással jellemezhető. Az Y_{21} paraméter a FET **meredeksége**, az Y_{22} pedig a FET **kimeneti vezetése**. A meredekség értelmezése: egységnyi U_{GS} feszültség hatására létrejövő I_D áramváltozás.

Tipikus értékek: $Y_{21} = 1-15 \text{ mA/V}$,

$Y_{22} = 10-300 \text{ }\mu\text{S}$ (tájékoztató adatok).

Mindkét paraméter értékét a katalógusokban találjuk meg.

A nagyfrekvenciás tartományban a helyettesítő kép kiegészül az elektródák közötti kapacitásokkal. A bipoláris tranzisztorai megismertek szerint eljárva a C_{DG} kapacitás átszámítható a bemenetre és a kimenetre. A helyettesítő képet a **2.50.** ábra mutatja.

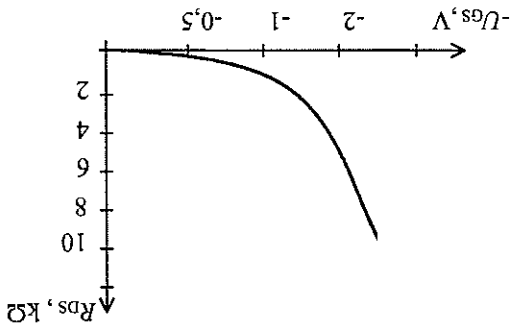


2.50. ábra. A JFET nagyfrekvenciás helyettesítő képe

A FET erősítőeszközként való alkalmazásán túl igen gyakori a **feszültségvezérelt ellenállásként** való felhasználás. Ha az U_{DS} feszültséget állandó értéken tartjuk, akkor a csatorma ellenállása

amelynek típusos értéke $20 \text{ }\Omega$ -néhány $\text{k}\Omega$.

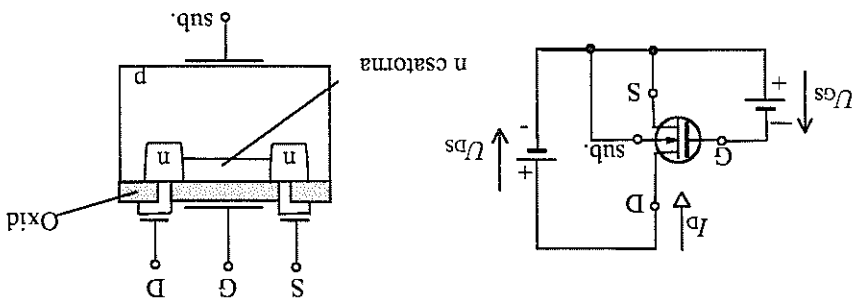
Az I_D áram értéke viszont az U_{GS} feszültséggel állítható, így tehát a csatorma-ellenállás is. A két mennyiség összefüggését mutatja a 2.51. ábra.



2.51. ábra. A JFET csatorma-ellenállása

A szigetelt vezrlőelektródás térvezérlésű tranzisztor, vagy másképpen MOS-FET (*Metal Oxide Semiconductor*: fém-oxid-félvezető) két alaptípusa a növekményes MOSFET és a kiüritéses MOSFET. Mindkét típusból készítenek n és p csatormas változatot is.

Egy kiüritéses n csatormas MOSFET szerkezetének vázlatát, jelképi jelölését és a működéséhez szükséges feszültségek polaritását mutatja a 2.52. ábra.

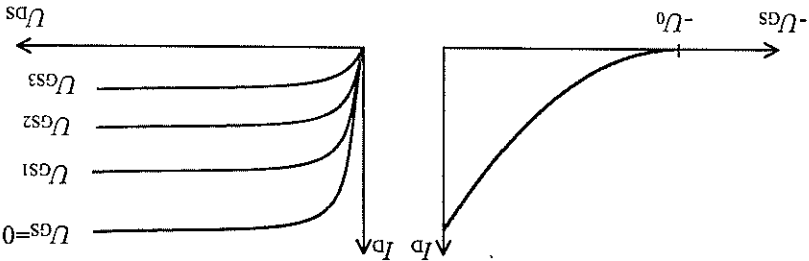


2.52. ábra. Kiüritéses n csatormas MOSFET

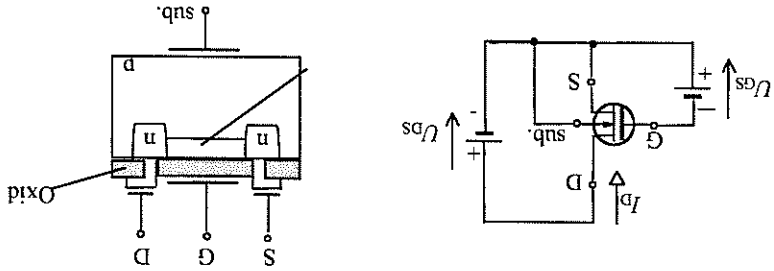
A tranzisztor kialakítása egy p típusú kristályon történik. Ez a szubsztrát (hordozó). Az ebben kialakított n típusú áramvezető csatornát az igen jó szigetelőként viselkedő oxid-réteggel elszigetelik a G-elektrodától. A D-S elektrodák közé kapcsolt feszültség hatására az n csatorma szabad elektronjai a pozitív feszültségű drain elektróda felé mozogva létrehozják az I_D drain-áramot. Ha az elszigetelt G elektródára negatív feszültséget kapcsolunk, akkor elektronok halmozódnak fel rajta. Ezek mennyisége a feszültség nagyságától függ. A **töltésmegosztás** miatt a szigetelőréteg másik oldalán lévő n csatormában ugyanannyi pozitív töltés jön létre, mint amennyi negatív töltés halmozódott fel a G elektródán. Az így létrehozott pozitív töltések rekombinálják az

n réteg töltéshordozóit, ezért csökken a csatorna szabad töltéshordozóinak száma, vagyis az I_D áram. Az U_{GS} feszültséget növelve egyre több szabad töltéshordozó rekombináldódik, egyre inkább kiürül a csatorna. Innen kapta a kiürítéses MOSFET elnevezést a tranzisztor. Megfelelően nagy U_{GS} feszültség mellett a csatornában megszűnnek a szabad töltéshordozók, ezért megszűnik az áram is. Ez a feszültség az U_0 zárófeszültség. A működés jól követhető a 2.53. ábra jelleggörbéin.

2.53. ábra. Az n csatornás kiürítéses MOSFET jelleggörbéi



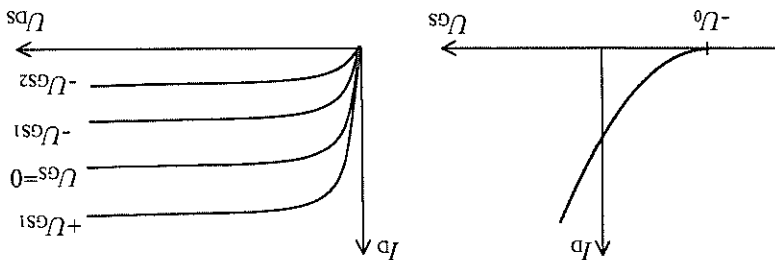
A p csatornás kiürítéses MOSFET hasonlóképpen működik, de az ellentétesen adalékolt rétegek fordított polaritású feszültségeket igényelnek. A növekményes típusú MOSFET-ek felépítése annyiban különbözik a kiürítésestől, hogy a gyártás során nem hoznak létre áramvezető csatornát a drain- és a source-elektrodák között. Egy ilyen FET felépítést, jelképi jelölését és a szükséges feszültségek polaritását mutatja a 2.54. ábra.



2.54. ábra. Növekményes MOSFET felépítése és jelleggörbéi

A D-S elektrodák között úgy jönnek létre szabad töltéshordozók, hogy a C-re kapott pozitív feszültség miatt a töltésmegosztás következtében, a p rétegben, a szigetelő alatt elektronok halmozódnak fel, létrehozva az n csatornát. A csatorna elektronjai az U_{DS} feszültség hatására elmozdulnak, és létrehozzák az I_D áramot. Az áramvezetés az $U_{GS} = U_0$ feszültségnél indul, itt nyit ki a FET.

Készítenek olyan MOSFET típusokat is, amelyek rendelkeznek áramvezető csatornával, ez azonban kevesebb töltéshordozót tartalmaz, mint a kiürítéses, viszont üzemeltethető kiürítéses és növekményes üzemmódban is. Ezt a típust **kiürítéses/növekményes** (de gyakran helytelenül növekményes) MOSFET-nek nevezik. Egy ilyen n csatornás MOSFET jelleggörbéit mutatja a 2.55. ábra.

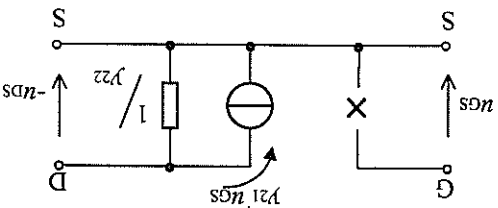


2.55. ábra. Az n csatornás kiürítéses/növekményes MOSFET jelleggörbéi

Ez a FET pozitív U_{GS} feszültségek mellett növekményes, míg negatív U_{GS} feszültségek mellett kiürítéses üzemmódban működik.

Valamennyi MOSFET változatra igaz, hogy a vezérőelektrodán nem folyik áram, hiszen igen jól el van szigetelve az áramvezető csatornától. Ez azt jelenti, hogy a MOSFET vezérléséhez nincs szükség teljesítményre. Valóságos bemeneti ellenállása – a szigetelőréteg szivárgási árama miatt – $G\Omega$ (gigaohm!) nagyságrendű, tehát gyakorlatilag végtelennek tekinthető. A nagy bemeneti ellenállás miatt külön figyelemet érdemel a MOSFET kezelése, ugyanis már az elektrodák megérintésekor keletkező elektrosztatikus töltések is tönkre tehetik a tranzisztort. Ennek megakadályozására egy rövidzárgyűrűvel ellátva szállítják a gyártók a MOSFET-et, ezt csak beforrasztás után szabad eltávolítani.

Egy adott munkapont környezetében, kisjelelt vezérlésre, a MOSFET is lineáris négypólusnak tekinthető, amelynek helyettesítő képe a 2.56. ábra szerinti.



2.56. ábra. A MOSFET helyettesítő képe

Az y_{21} paraméter a meredekség, az y_{22} pedig a kimeneti vezetés.

A paraméterek tipikus értékei: $y_{21} = 5\text{--}10 \text{ mA/V}$,

$y_{22} = 50\text{--}100 \text{ }\mu\text{S}$ (tájékoztató adatok).

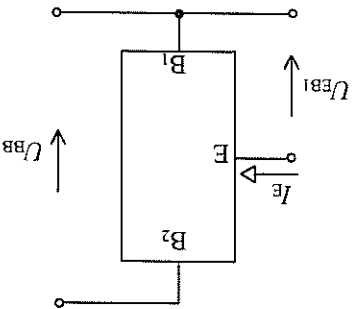
A MOSFET is használható feszültségrel vezérelt ellenállásként. Tipikus csatorma-ellenállása a drain- és a source-elektrodák között: $100\text{--}800 \text{ }\Omega$.

2.4. Egyéb félvezető eszközök

2.4.1. Egyrétegű tranzisztor

Ezt a félvezető eszközt **UJT**-nek (Unijunction Transistor), vagy más néven kétbázisú diódnak hívjuk. A felhasználás szempontjából fontos jellemzői a 2.57. ábrán követ-

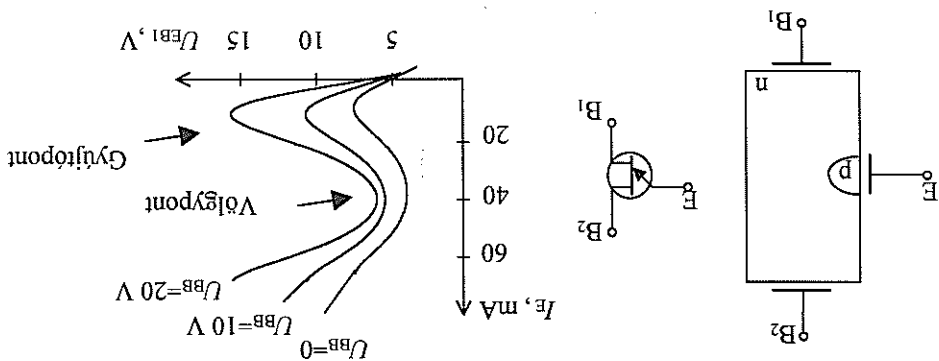
hetők.



2.57. ábra. Az UJT elektrodái, feszültségei és árama

Az UJT az E emitterelektrodán keresztül begyújtható (bekapcsolható), ha az U_{EB1} feszültséget egy meghatározott érték fölé emeljük. Az UJT-ban ilyenkor hirtelen lecsökken az emittere és a B_1 bázisa közötti feszültség, miközben az I_E emitteráram jelentősen megnő. Azt a feszültséget, amelynél a gyújtás bekövetkezik, a két bázis közé kapcsolt U_{BB} feszültséggel lehet beállítani.

A kikapcsolás úgy történik, hogy az I_E emitteráramot kis értékűre csökkentjük. Az UJT fizikai felépítése, jelképi jelölése és a működést leíró jelleggörbe a 2.58. ábrán látható.

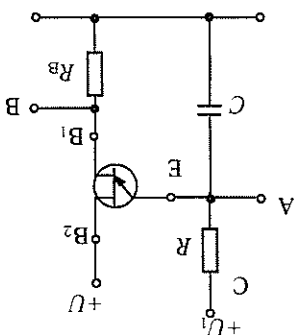


2.58. ábra. Az UJT felépítése, jelölése és jelleggörbéje

Az n típusúra adalekolt szilíciumkristályban egy kis felületű p - n átmenetet hoznak létre, amelyben a p réteg erősen adalekolt. Ha erre a p - n átmenetre nyitófeszültséget kapcsolunk, akkor $U_{BB} = 0$ V mellett a diódához hasonlóan működik az E - B_1 között. A két bázis közé $U_{BB} > 3$ V-ot kell kapcsolni ahhoz, hogy befolyásolni lehessen vele a gyújtást. A gyújtófeszültség és a bázisok közötti feszültség össze- függése $U_{gyjto} = c \cdot U_{BB} + 0,6$ V, ahol a c állandó értéke 0,5 és 0,9 közötti.

Há az U_{EB1} feszültség meghaladja U_{gyjto} értékét, akkor a feszültség hirtelen lecsökken a **völgypont** és ettől kezdve az U_{EB} csak keveset változik, miközben az I_E áram széles határok között változhat. Ha az I_E áram a völgyponthoz tartozó áram alá csökken, akkor az UJT kikapcsol.

Az UJT alkalmazása szinte kizárólag olyan feladatokhoz kapcsolódik, ahol egy feltöltődött kondenzátort kell a lehető leggyorsabban kisütni. Az erre alkalmas alapkapcsolás a 2.59. ábra szerinti.



2.59. ábra. Az UJT alapkapcsolása

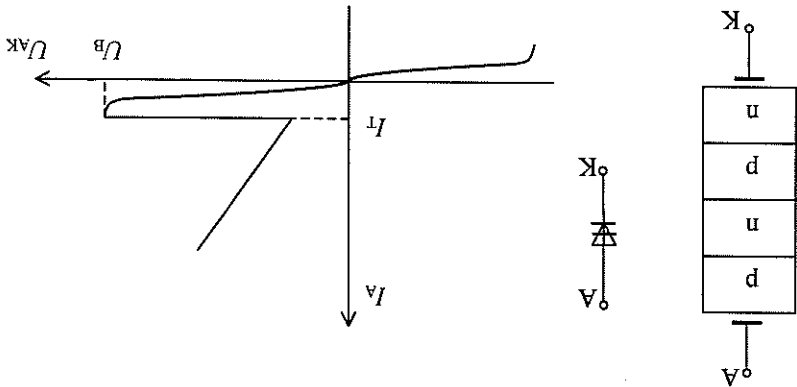
Ha az RC tag kondenzátora töltődés közben elért a gyújtófeszültség értékét, akkor az U_{JT} kinyit, és a nagy I_E áram rövid idő alatt kisüt a kondenzátort. A kisütő emit-teráram keresztülfolyik az R_B ellenálláson és a kisütés ideje alatt egy feszültségimpulzust hoz rajta létre.

A kapcsolásban rejtő alkalmazási lehetőségek pl.

- a kondenzátor töltődése és gyors kisütése miatt a kapcsolás A pontján közelítőleg tűrésfeszültség jelenik meg. Így, ha ezt a pontot tekintjük kimenetnek, akkor a kapcsolás egy tűrésjel előállító áramkör (tűrésjel-generátor),
- ha a kapcsolás B pontját használjuk kimenetnek, akkor az itt folyamatosan megjelenő impulzussorozatot hasznosíthatjuk. Az impulzusok közötti időtartam az RC időállandótól függ. Az ilyen impulzussorozat pl. tirisztorok gyújtására használható,
- ha a C pontot bemenetnek használjuk és U_1 egyenfeszültséget kapcsolunk rá, akkor a bekapcsolást követően egy, az RC tag által meghatározott idő letele után, a B kimeneten egy feszültségimpulzus jelenik meg. Ez tehát egy időzítő áramkör.

2.4.2. Négyrétű dióda

Egy szilícium felvezető kristályt négy rétegben adalekólnak a gyártás során p-n-p-n szerkezetre úgy, hogy a középső két réteg sokkal gyengébben adalekólt, mint a szélő rétegek. A felépítést, jelképi jelölést és az egyszerűsített jelleggörbét a 2.60. ábra mutatja.



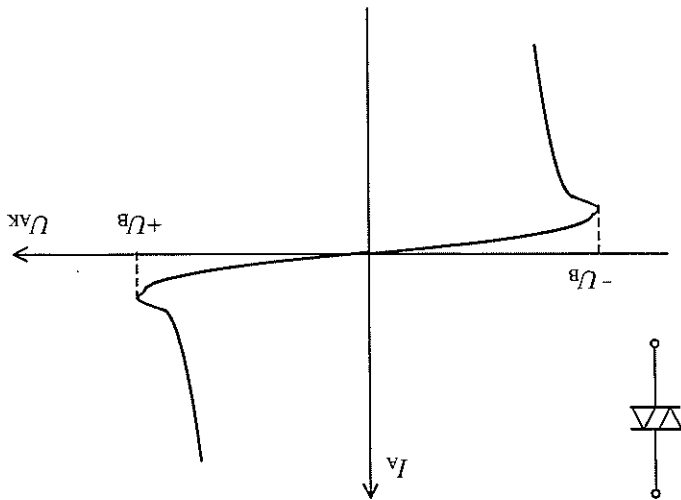
2.60. ábra. A négyrétű dióda

Ha az anódra a katóddhoz képest pozitív feszültséget kapcsolunk, akkor ez a feszültség a két szélő p-n átmenetet nyitó irányban, a középső p-n átmenet pedig záró

irányban feszíti elő. Így a diódán csak a lezárt p-n átmenet kisebbbbségi töltéshordozóinak árama folyik keresztül. Ezt mutatja a jelleggörbe kezdeti szakasza is az U_B feszültségig. Az anód-katód feszültség növelése közben elérve az U_B **billenési feszültséget**, a lezárt p-n átmenetben bekövetkezik a Zener- és a lavinaeffektus, vagyis ez a p-n átmenet is vezetővé válik. Ezt követően a dióda áramát és feszültségét már csak a két szelős, nyitott p-n átmenet határozza meg. Ezek úgy viselkednek, mint két sorbakötött, nyitott félvezető dióda, tehát az anód és a katód közötti feszültség 1–2 V közötti érték, az anódáram pedig széles határok között változhat. A dióda vezetési állapotba történő billentéséhez szükséges feszültség értéke típusától függően $U_B = 15\text{--}90\text{ V}$. A dióda úgy kapcsolható ki, hogy az áram értékét a jelleggörbén bejelölt I_T **tartóáram** alá csökkentjük. A tartóáram értéke néhányszor 10 mA.

2.4.3. Kétirányú kapcsolódíoda – diac

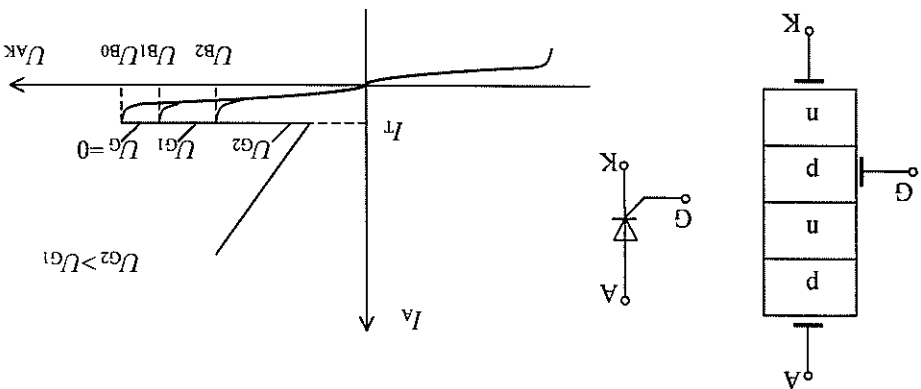
Működését tekintve a diac (diode alternating current switch – dióda váltakozó áram kapcsolására) hasonlóan viselkedik, mint két ellenértés polaritással bekötött (antiparalel kapcsolt) négyértéű dióda. Az előző pontban megismert jelenség így mind a pozitív, mind pedig a negatív feszültségek tartományában lejátszódik. Jelentős eltérés azonban az, hogy a billenés után nem csökken az U_{AK} feszültség kis értékre, hanem a billenési feszültség közelében marad. A diac jelleggörbéjét mutatja a **2.61. ábra**.



2.61. ábra. A diac jelleggörbéje

2.4.4. Tirisztor

A tirisztor egy vezérlőelektronódával (G-gate) ellátott négyrétgű dióda, amelynek szerkezete, jelképi jelölése és jelleggörbéje a 2.62. ábrán látható.



2.62. ábra. A tirisztor felépítése, jelképi jelölése és jelleggörbéje

Posztív anód-feszültség esetén a vezérlőelektronódára adott szintén pozitív feszültség csökkenti a középső p-n átmenet lezárását, így már kisebb U_{AK} feszültség mellett bekövetkezik a billenés (gyújtás). Nagyobb U_G vezérlőfeszültség mellett – mivel tovább csökken a középső p-n átmenet záró hatása – még kisebb U_{AK} feszültség szükséges a billenéshez.

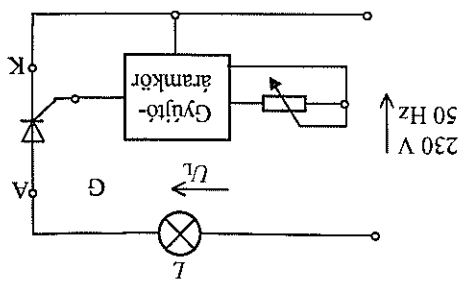
Mivel a billenés után a négyrétgű dióda és így a tirisztor is bekapcsolott állapotban marad, a vezérlőfeszültséget nem szükséges tartosan a G elektródán hagyni. A gyújtó-feszültség ezért egy pozitív feszültségimpulzus is lehet.

A tirisztor kikapcsolása úgy lehetséges, ha az I_A áramot a tartóáram értéke alá csökkentjük.

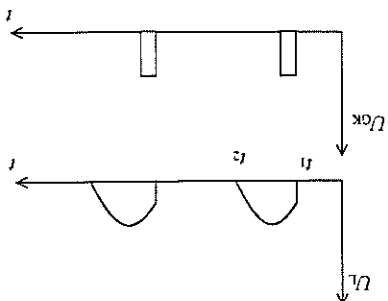
A tirisztorokat leggyakrabban váltakozó áramú körökben használjuk teljesítmény szabályozásra. Ilyen feladat pl. egy motor fordulatszám-szabályozása, vagy egy izzólámpa fénnyerő-szabályozása stb. A 2.63. ábra egy fénnyerő-szabályozót mutat

vázlatosan, jelalakjaival együtt.

A tirisztor csak akkor működhet, ha anódjára pozitívabb feszültség kerül, mint a katódjára. Ezért a szinuszos váltakozófeszültség negatív félperiódusában nem működik a kapcsolás. Innen ered az elnevezése is: félhullámi teljesítményszabályozó. Ez a fénnyerő-szabályozás szempontjából azt jelenti, hogy legfeljebb csak fél fénnyerővel lesz képes az izzó világítani.



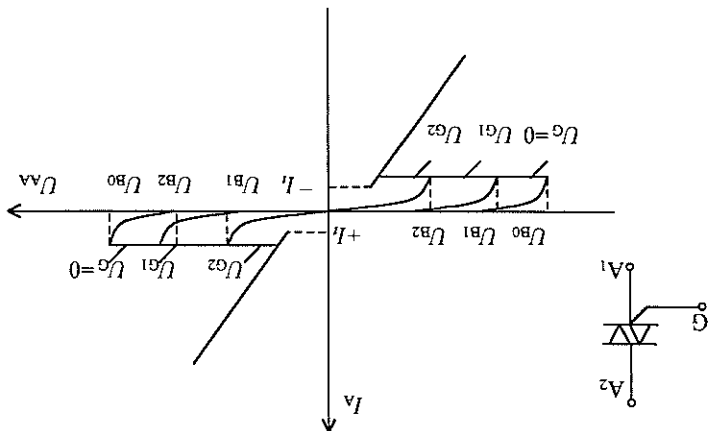
2.63. ábra. Tírisztoros fényerő-szabályozó



A pozitív félperiódusban, abban az időpontban amikor az U_{GK} gyűjtőimpulzus a vezérlőelektódára jut, a tírisztor begyűjt, ezért az U_{AK} feszültsége igen kis értékre (1-2 V) csökken. Gyakorlatilag tehát a vele sorbakapcsolt izzót rákapcsolja a hálózati feszültségre, ezért az izzó világít. Ez az állapot addig marad meg, amíg a szinuszos feszültség pozitív félperiódusa nulla értékre csökken (t_2). Ekkor ugyanis a tírisztor kikapcsol, hiszen anódárama is nullára (a tartóáram alá) csökken. A pozitív félperiódusnak tehát csak egy része jut az izzóra, ezért a fél fényerőhöz képest is csökken a fényerő. A gyűjtőegység potencióméterével szabályozható a t_1 gyűjtési időpont és így a fényerő.

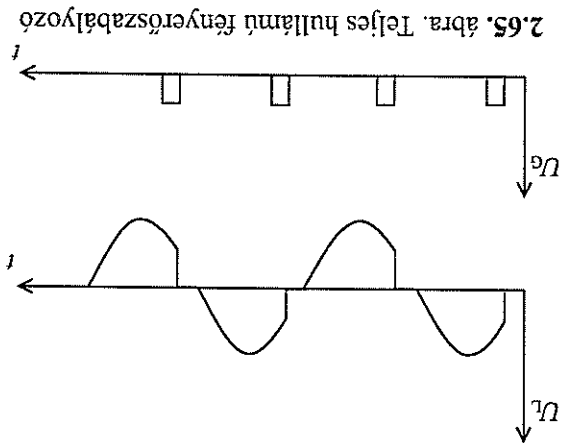
2.4.5. Triac

Működését tekintve szimmetrikus tírisztornak tekinthető, amely pozitív és negatív feszültségekre is képes bekapcsolni, ha a vezérlőelektódájára gyűjtő-anód-katód feszültségeket kap. A működést leíró jellegzőbe és a jelképi jelölés a 2.64. ábrán látható.



2.64. ábra. A triac jelképi jelölése és jellegzőbeje

A triac kikapcsolása úgy lehetséges, ha a rajta átfolyó áramot az I_T tartóáram alá csökkentjük. A triacot tulajdonságai alkalmassá teszik teljes hullámnú teljesítményszabályozóként való felhasználásra. A 2.63. ábra tirisztorát triacra cserélve (ekkor a gyújtókör belső felépítése is más lesz), egy teljes hullámnú fényerőszabályozóhoz jutunk. Ennek jelalakjai láthatók a 2.65. ábrán.



2.65. ábra. Teljes hullámnú fényerőszabályozó

A jelalakokból jól látható, hogy mindkét félperiódusban begyűjt a triac, így a gyújtás időpontjának változtatásával a szabályozás a teljes fényerőtől lehetséges.

2.4.6. Optoelektronikai eszközök

Az optoelektronikai eszközök egy része vevő típusú, más része adó típusú.

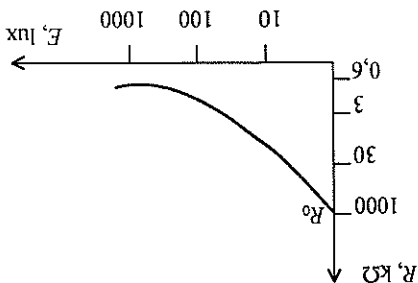
A **vevő típusú** eszközök megvilágítás hatására megváltoztatják villamos tulajdonságukat. Ilyen eszközök pl. a fotoellenállás, fotodióda, fototranzisztor, fényelem.

Az **adó típusú** eszközök feszültség, ill. áram hatására optikai jelet állítanak elő. Ebből a csoportba tartozik pl. a világitódioda, a lézerdioda és a folyadékkristályos kijelző.

Egy adó és egy vevő típusú eszköz összekapcsolását **optocsatoló**nak nevezzük.

A **fotoellenállás** olyan félvezető anyagból készül, amelyben a megvilágítás hatására elektronjuk párok keletkeznek. Ezek száma a megvilágítás erősségétől függ. Mivel a külső feszültség hatására az ellenálláson átfolyó áram a töltéshordozók számától függ, így végéreedményben az ellenállás nagyságát a megvilágítás erőssége határozza meg. A két mennyiség közötti összefüggést a 2.66. ábrán látható jelleggörbe adja meg a jellemző értékek feltüntetésével.

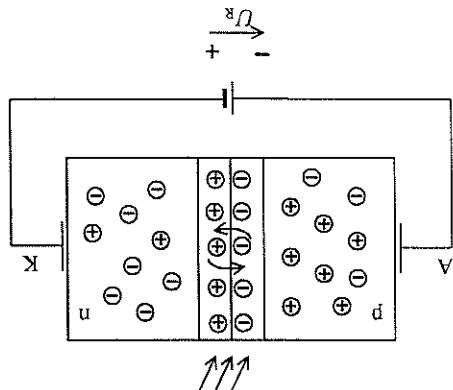
2.66. ábra. A fotoellenállás jelleggörbéje



A jelleggörbén R_0 -val jelölt érték a **sötétellenállás**, amely 1 perc sötét után mért ellenállást jelent. A katalógusokban megadott másik ellenállásérték az 1000 lux megvilágításhoz tartozó R_{1000} ellenállás, amely 100 Ω és 2,5 k Ω közé esik.

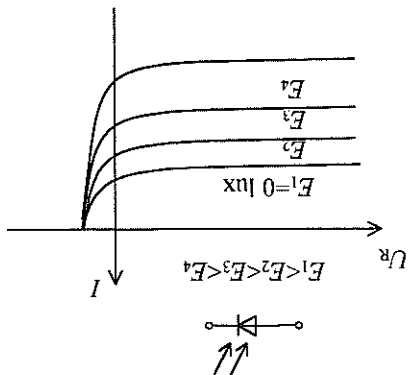
A fotoellenállások előzőekben leírt viselkedése a fénynak csak egy meghatározott hullámhosszán igaz, amelyet a félvezető anyaga határoz meg. Készülnek pl. vörös, narancs, zöld, kék színe érzékeny, ill. infravörös hullámokra érzékeny fotoellenállások is.

A **fotodióda** megvilágítható p-n átmenettel rendelkező félvezető eszköz. A **záró irányban** előfeszített dióda kiürített rétegében a fénymenergia hatására elektron-lyuk párok keletkeznek. A fénymenergia nagysága a megvilágítás erősségétől függ, így a keletkező elektron-lyuk párok számát is ez határozza meg. A záró irányú feszültség hatására az elektronok a pozitív feszültségű katód, a lyukak pedig a negatív feszültségű anód felé mozogva áramot hoznak létre, amit a 2.67. ábra mutat. A diódákon ezért megállapítható, hogy a **megvilágítás a dióda záró irányú áramát növeli**, ez azt jellegző, hogy a **megvilágítás a dióda záró irányú áramát növeli**, eredetileg meglévő kisebbbségi töltéshordozók is ilyen irányú áramot hoznak létre, megvilágítás erősségétől függ, szinte független a zárófeszültség nagyságától.

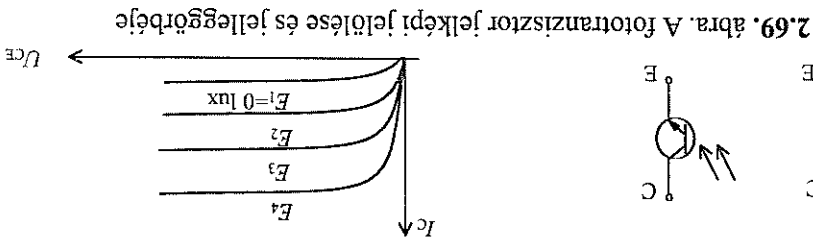


2.67. ábra. A fotodióda felépítése és működése

2.68. ábra. A fotodióda jelleggörbéje

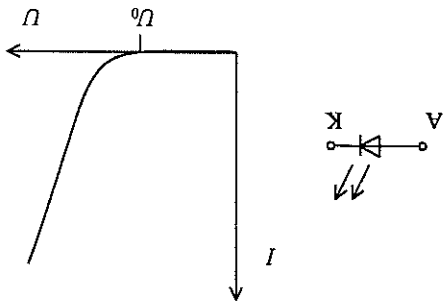


A fototranzisztor kifejezése olyan, hogy a lezárt bázis-kollektor átmenete megvilágítható. Az itt keletkező elektron-lyuk párok, mint töltéshordozók, a tranzisztor szempontjából olyanok, mint a bázisáram. Ezt erősíti fel a tranzisztor a 2.3. l. pontban megismert tranzisztorhatás miatt a B egyenáramú áramerősítési tényezőjének megfelelően. A fototranzisztor az erősítés miatt ugyanakkor a megvilágítás mellett nagyobb áramot szolgáltat, mint a fotodióda. A kollektoráramnak a megvilágítás erősségétől való függését mutatja a 2.69. ábra. Ugyanitt látható a jelképi jelölés is.

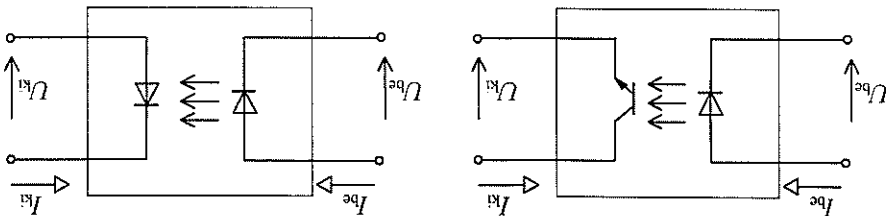


Kivételként tekintve készülnek báziskivezetés nélküli és báziskivezetéssel rendelkező típusok. A bázissal rendelkezőknél a működéshez szükséges nyitó irányú B-E és a zárt irányú B-C feszültséget a bipoláris tranzisztorhoz hasonlóan biztosítjuk. A báziskivezetés nélkülivel ugyanezt az emitterhez képest a kollektorra adott pozitív polaritású feszültség hozza létre (n-p-n fototranzisztor esetén).

A világitódioda (LED-Light Emitting Diode) működésének alapja, hogy a félvezetőknél lejátszódó rekombináció energia-leadásal jár. Egyes félvezető anyagokban ez fényenergia, amit megfelelő kialakítás esetén a dióda kiusugároz a környezetébe. A kibocsátott fény színe a félvezető alapanyagától függ, pl. a galliumból és arzénből készített félvezető vegyület (GaAs) sárga fényt, a galliumból és foszforból készített vegyületek (GaP) – nitrogén adalékanyaggal együtt – zöld fényt bocsátanak ki, ha bennük rekombináció játszódik le. Készülnek infravörös fényt kibocsátó LED-ek is. A félvezető vegyületekben létrehozott p-n átmenetet **nyitó irányban előfeszítve** az eszköz úgy viselkedik, mint a normál dióda, azzal a különbséggel, hogy a rajta átfolyó nyitó árammal arányos erősségű fényt bocsát ki. A 2.70. ábrán látható a LED jelleggörbéje és jelképi jelölése.



A nyitófeszültség értéke szintén az alapanyagtól függ, 1 és 3 V közötti érték. Egy adó és egy vevő típusú optoelektronikai eszközt összekapcsolva **optocsatoló** készíthető. Leggyakrabban LED-ből és fototranzisztorból készítenek optocsatolót, de LED-fotodióda pár is készül. Az optocsatolók jelképi jelölését a 2.71. ábra mutatja.



2.71. ábra. Az optocsatolók jelképi jelölése

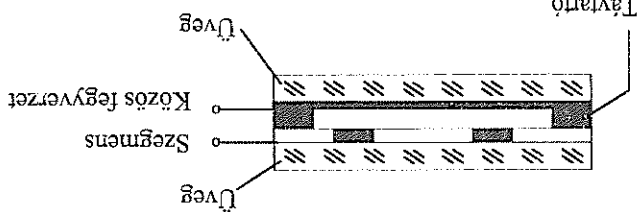
A bemeneti mennyiségek változása a kimeneten változást hoz létre úgy, hogy a ki- és bemenet között nincs fémes (galvánikus) áramköri kapcsolat. Ez a tulajdonság a alkalmasa teszi arra, hogy két áramkört elválasszon egymástól, pl. biztonságai okból.

Az optocsatolókat a csatolási jellemző jellemzi, amely a ki- és bemeneti áramok hányadosa:

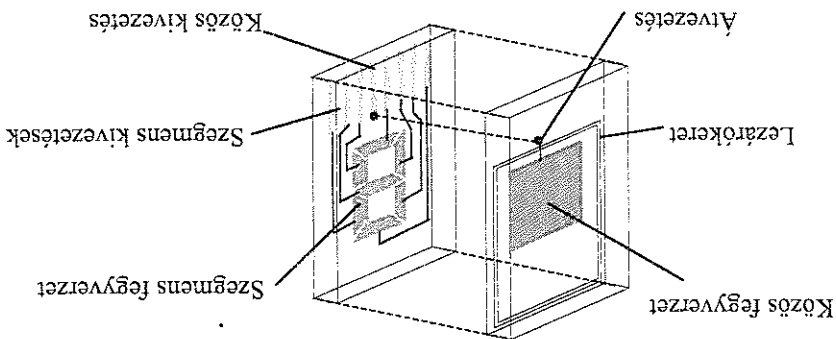
$$a = \frac{I_{ki}}{I_{be}}$$

Bárke LED-fotodióda csatolás esetén 0,1–0,3, a LED-fototranzisztoros csatolónál pedig 10–500 közötti érték (tájékoztató adatok).

Az **optoelektronikai kijelzők** adatok, információk megjelenítésére alkalmas eszközök. Ilyen kijelzők készülhetnek pl. LED-ekből is, de korszerűbbek és kisebb fogyasztásúak a **foljadékkristályos kijelzők** (LCD – *Liquid Crystal Display*). A bennük felhasznált foljadék-kristály olyan különleges anyag, amely tulajdonságait tekintve a foljadék és a szilárd anyagok között helyezkedik el. A működési hőmérséklet-tartományban (szobahőmérséklet környékén) folyékony halmazállapotúak, a bennük lévő rúd vagy korong alakú molekulák mozgása azonban korlátozott, ennyiben viszont a szilárd anyagokra hasonlítanak. Ezek a molekulák villamos tér hatására elfordulnak, a villamos tér megszűnése után viszont helyreáll eredeti rendezettségük. Ha fény esik a foljadékkristályra, akkor másképpen töri meg, veri vissza a fényt, mint az eredeti állapotban lévő molekulaszervezet, és másképpen a villamos tér hatására elforgatott szerkezet. Ezt kihasználva készíthető kijelző a 2.72. ábra szerinti elrendezésben. A 2.73. ábra egy számok kijelzésére alkalmas (numerikus kijelző) elektrodarendezést mutat példaként.



2.72. ábra. A folyadékkristályos kijelző felépítése



2.73. ábra. A folyadékkristályos kijelző szerkezete

A közös félvezető és a kijelzőni kívánt számú megfelelő szegmens félvezetők közé váltakozó feszültséget kapcsolva a létrejövő térerő a folyadékkristály molekuláinak elrendezését a szegmens félvezetők alatt megváltoztatja. Így a kijelzőre eső fénysugarak innen másképpen verődnek vissza, vagyis a környezetétől megkülönböztethető a megjelenítendő alakzat. A működési elvől a használat szem-pontjából levonható fontos következtetések:

- a működítéshez a félvezetők közé váltakozó feszültséget kell kapcsolni. Ennek effektív értéke típustól függően 2–50 V, frekvenciájának szokásos értéke pedig 50–200 Hz,
- a villamos tér létrehozása feszültséggel történik, ezért az áramfelvétel igen csekély, kb. $0,5\text{--}1\text{ }\mu\text{A}/\text{cm}^2$. A vezetéshez szükséges teljesítmény tehát $1,5\text{--}50\text{ }\mu\text{W}/\text{számjegy}$. Ez teszi alkalmasá az LCD kijelzőt akkumulátoros, elemes készülékekben, pl. karórákban, zsebszámológépekben stb. való alkalmazásra,
- az LCD kijelző csak külső fény mellett alkalmas a kijelzésre.

Ellenőrző kérdések, feladatok

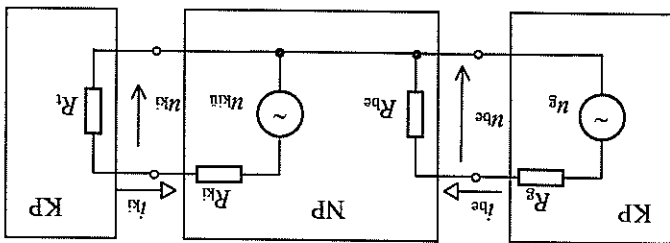
1. Mi jellemző a felvezetők sajátvezetésére?
2. Mi a célja a felvezetők adalékolásnak?
3. Magyarázzuk el a p-n átmenetben lejátszódó folyamatot!
4. Rajzoljuk fel az általános célu dióda jellegzőrbéjét!
5. Értelmezzük a dióda differenciális ellenállásának fogalmát!
6. Rajzoljuk fel a Zener-dióda jellegzőrbéjét és jellemezzük az egyes szakaszait!
7. Mi a sajátossága az alagút- és a nagyfrekvenciás diódának?
8. Rajzoljuk fel a kétutas egyenirányító kapcsolást és magyarázzuk el működését!
9. Hasonlítsuk össze az egy- és kétutas egyenirányító jellemzőit!
10. Rajzoljuk fel az elemi stabilizátor kapcsolási rajzát!
11. Magyarázzuk el a tranzisztorhathást!
12. Milyen alapegyenletekkel írható le a tranzisztor működése?
13. Rajzoljuk fel a tranzisztor jellegzőrbéit!
14. Magyarázzuk meg a kisjeleű vezérlés fogalmát!
15. Értelmezzük a tranzisztorok hibrid paramétereit!
16. Hogyan csoportosíthatók a tervezérlésű tranzisztorok?
17. Magyarázzuk el, hogyan működik a záróréteges térvézérlésű tranzisztor!
18. Ismertessük a MOSFET-ek működését!
19. Rajzoljuk fel az UJT alapkapcsolását!
20. Milyen jellegzőrbe jellemzi a tirisztor működését?
21. Hasonlítsuk össze a tirisztor és a triac működését!
22. Soroljuk fel az optoelektronikai eszközöket!

3. ANALÓG ALAPÁRAMKÖRÖK

Az analóg alapáramkörök közös jellemzője, hogy **időben folyamatos jeleket**, tehát analóg jeleket állítanak elő, vagy dolgoznak fel.

A legszelésebb körben alkalmazott analóg áramkörök az **erősítők**. A felhasználás céljától függően készíthetők feszültség-, ritkábban áramerősítők, valamint teljesítményerősítők. Mindhárom esetben alapkövetelmény, hogy az erősítő lineáris működjön, azaz a feszültség és áramerősítő esetében úgy érhető el, hogy a 2. fejezetben megismert kisjelű vezérlést alkalmazzunk. Az ilyen erősítőket **kisjelű erősítőknek** hívjuk. Legfontosabb átviteli jellemzőjük a feszültség-, ill. áramátvitel, ami (erősítőktől léven szó) egyenél nagyobb érték, ezért feszültség-erősítőnek, ill. áramerősítőnek nevezzük. Jelölésük A_U , ill. A_I . A teljesítményerősítők-nél viszont az erősítőcszszközöt a megengedhető legnagyobb mértékben igénybe vesszük, kivéveztől, ezek tehát **nagyjelű erősítők**. Jellemzésük az A_P teljesítményerősítéssel történik.

A feszültség-erősítők bemeneténél **meghajtását**, ill. kimeneténél **terhelését** a 3.1. ábra alapján követhetjük nyomon.



3.1. ábra. Négyportusok meghajtása és terhelése

A meghajtást vizsgálva a meghajtó kétportust Thevenin helyettesítő képével vesszük figyelembe, az erősítő négyportust pedig a Z_{11} paraméterének ohmos megfelelőjével, a bemeneti ellenállással jellemezzük. A generátorból az erősítő bemenetére jutó feszültség értéke feszültségosztással határozható meg:

$$u_{be} = u_g \cdot \frac{R_{be}}{R_{be} + R_g}$$

A kifejezésből jól látható, hogy a generátor feszültsége annál kevésbé oszódik le,

minél inkább igaz az, hogy az R_g generátor-ellenállás elhanyagolható az R_{be} bemeneti ellenállás mellett. Ebben az esetben veszük el a legkevesebb a generátor által szolgáltatott feszültségből, ezért tehát arra kell törekedni, hogy az erősítő bemeneti ellenállása sokkal nagyobb legyen, mint a meghajtó generátor ellenállása. Ha az $R_{be} \gg R_g$ feltétel teljesül, akkor az erősítő feszültséggenerátoros meghajtásáról beszélünk.

A terhelési viszonyok vizsgálatánál figyelembe vesszük, hogy az erősítő aktív négypólus, ezért a kimenet egy feszültséggenerátorral jellemezhető. A generátor ellenállása az erősítő kimeneti ellenállása, ami Z_{22} paraméter ohmos megfelelője. A generátor feszültsége pedig az erősítő által szolgáltatott kimeneti feszültség, üresjárársban. Ez a bemeneti feszültség A_u -szoros értéke. Tervezve az erősítőt az üresjárási kimeneti feszültség leosztott értéke jut a kimenetre:

$$u_{ki} = u_{kin} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_{ki}}$$

Akkor jut el a terhelésre az erősítő által felerosított jel nagy része, ha igaz, hogy $R_i \gg R_{ki}$.

Az erősítő akkor használható ki tehát a legjobban, ha képes a terhelést feszültséggenerátorosan meghajtani.

Végereedményben megállapítható, hogy a meghajtás szempontjából a nagy bemeneti ellenállású, a terhelés szempontjából pedig a kis kimeneti ellenállású erősítő a kedvező.

Teljesítményerősítőknél a bemeneten szintén a feszültséggenerátoros meghajtás a kívánatos. A kimeneten viszont a maximális kimeneti teljesítmény elérése érdekében **teljesítményillesztésre van szükség**. Ehhez (az elektrotechnikában megismertek szerint) az szükséges, hogy a kimeneti ellenállás megegyezzen a terhelő-ellenállással.

Az **áramerősítők** alkalmazása elenyésző, ezért vizsgálatukra nincs szükség.

3.1. Erősítő alapkapcsolások

Az erősítő alapkapcsolásokban erősítőelemként bipoláris vagy térvezérlésű tranzisztort alkalmazunk.

Az erősítő alapkapcsolások **feszültségerősítők**, amelyekben alapkövetelmény, hogy a kimeneti feszültség arányos legyen a bemeneti feszültséggel, tehát az erősítő lineáris legyen. Ehhez az szükséges, hogy a tranzisztort is lineáris elemként viselkedjen a kapcsolásban, ezért a 2.3.1. pontban megismertek szerint egy kiválasztott munkapont környezetében kisjelű vezérlést kell alkalmazni. Az alapkapcsolások építésénél, használatánál az első feladat tehát a munkapont helyes megválasztása és az ebből kö-