

## 2. GYAKORLAT

### FESZÜLTSÉG SZABÁLYOZÓK (STABILIZÁTOROK)

A mérés célja: az elektronikus készülékek tápfeszültség ellátásából egyenfeszültség szabályozó (stabilizátor) áramkörök és DC-DC átalakítók vizsgálata.

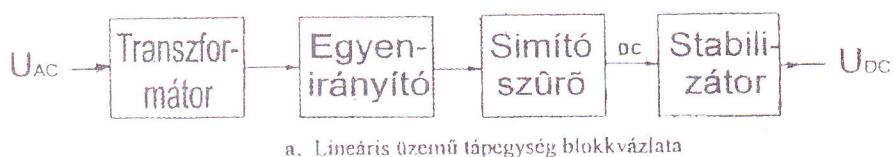
A méréshez szükséges elméleti ismeretek: Elektronikus áramkörök I.B.: 22...48 old.;

Példatár I.: 6.83., 3.3.67-3.3.69.; Példatár II.: 9.50 (414 oldaltól); 9.54., 9.55., 9.58; az Elektronika tantárgy ide vonatkozó tananyaga; a következő összefoglalás ismeretanyaga; Alkatrészszkatalógus I. (Lineáris stabilizátor IC-k, kapcsolóüzemű szabályozók).

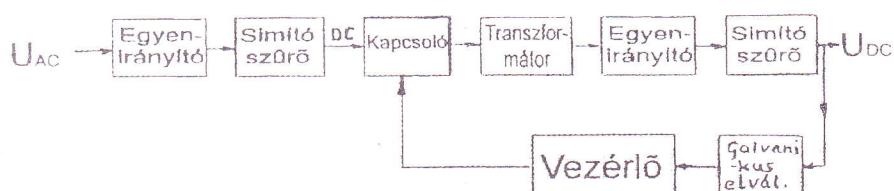
#### Kiegészítő (és összefoglaló) elméleti ismeretek:

A tápegységek feladata az energiaforrás feszültségének átalakítása az áramkörök vagy berendezések táplálásához szükséges szintű és minőségű feszültséggé és/vagy árammá. A tápegység minden elektronikus készülékben megtalálható, és fontos szerepet tölt be az adott készülék stabilitásában, döntően befolyásolja a készülék súlyát, méretét és hatásfokát. A helytelenül választott tápegység vagy DC-DC konverter sok gondot okozhat, mint pl. a rendszer túlmelegedése, gerjedékenysége, rádiófrekvenciás zavarokkal szembeni érzékenysége. Működés szempontjából két csoportra oszthatók: lineáris és kapcsolóüzemű tápegységek.

A kétféle tápegység tömbvázlata a 2.1. ábrán látható. A 2.1. táblázat néhány lényeges, nemcsak villamos jellemzőt ad meg összehasonlításban.



a. Lineáris üzemű tápegység blokkvázlata



2.1. ábra b. Kapcsolóüzemű tápegység blokkvázlata

A lineáris üzemű tápegységek egyszerű kivitelű és nagyon kis zajú kimenő feszültséget adnak (hiszen nincsenek a kimeneten tranzien feszültségimpulzusok). Nagy felbontású A-D konverterek tápegységeként ma is használatosak.

A kapcsolóüzemű tápegység bemenetén egyenirányítóból és kondenzátorból álló AC-DC átalakító van. Ezt a DC feszültséget vezérelt kapcsolóval kb. 100 kHz frekvenciájú négyzetjellé alakítjuk, amelyet impulzustranszistoron a kellő szintre csökkent (növel). Leggyakrabban a szaggatás frekvenciája állandó, a be- és kikapcsolási idő aránya változik a kimehnő feszültség és az áram függvényében (ez a pulzus-szélesség modulációs, PWM elv). A transzformátor szekunder feszültségét egyenirányítva, szűrve adódik  $U_k$  egyenfeszültség.

A továbbiakban és a mérési feladatoknál is az egyenirányított, de nem állandó átlag (average) értékű és véges értékű hullámosságú DC jelből stabil, állandó értékű DC feszültség előállítására alkalmas alapáramköröket vizsgáljuk.

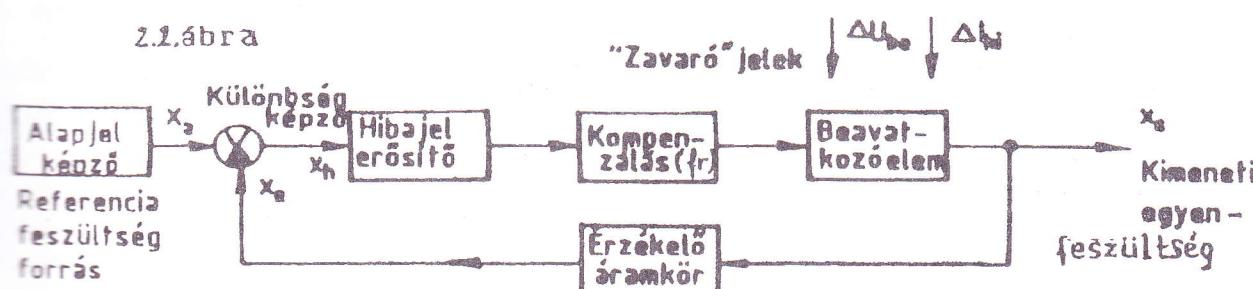
1.1. táblázat. A lineáris üzemű és a kapcsolóüzemű tápegységek összehasonlítása

jellemzők	lineáris üzemű	kapcsoló üzemű
hatásfok	25-45 %	75-90 %
hűtőfelület	100%	10%
veszteség	1	0,1...0,2
csúcsáram igénybevétele	kicsi	nagy
mérhetőség	nagy (100 %)	kicsi (25 %)
súly	1	0,1...0,2
kapcsolási elrendezés	egyszerű	bonyolult
kimeneti oldali kapacitás	kicsi	nagy
szabályozási paraméterek	kitűnő	jó
tranzisztor viselkedés	kitűnő	gyenge
zaj, búgófeszültség elnyomás	kitűnő	gyenge
tápkimaradás esetén Uki fenntartási képesség	gyenge (10 ms)	jó (50...400 ms)
MTBF	40000-130000 h	40000-260000 h
javíthatóság	egyszerű	nehézkesebb
érzékenység a bemeneti frekvenciával szemben	kissé érzékeny	érzékellen
üzemelő hőmérséklet	80-90 °C	30-40 °C
működési költség, fogyasztás	1	>0,5

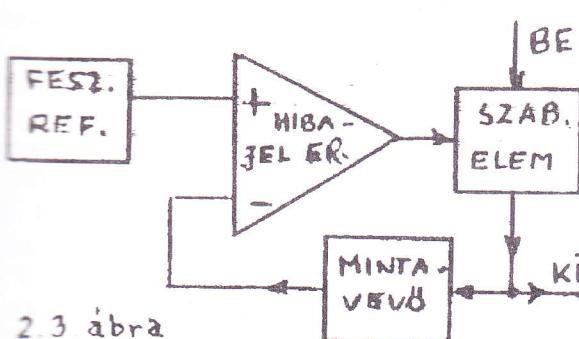
## E.1. LINEÁRIS ÜZEMŰ FESZÜLTSÉG SZABÁLYOZÓK (stabilizátorok) (LINEAR VOLTAGE REGULATOR)

### E.1.1. Működési elv

Automatikában megismert jelölésekkel a szabályozás egyszerűsített irányítástechnikai hatásvázlata a 2.2. ábrán látható.

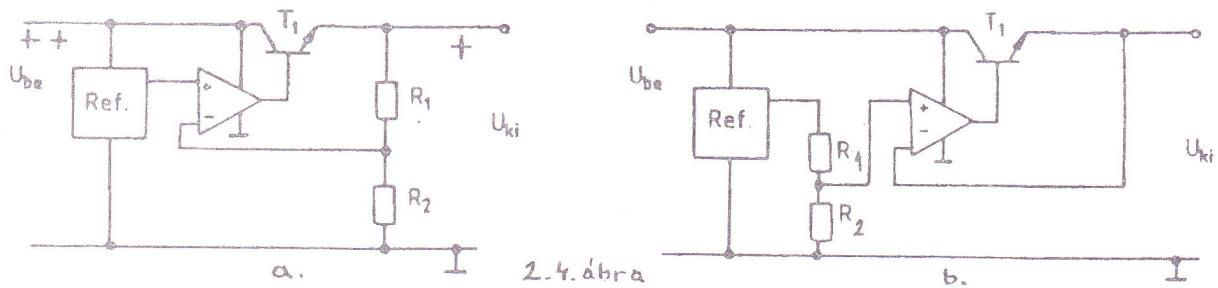


A szabályozás alapvetően értéktartó: a kimeneten az (általában konstans) alapjelnek megfelelő feszültséget kell a szabályozónak fenntartania a terheléstől, bemeneti "nyers" DC feszültségtől, hőmérséklettől, ... (vagyis a "zavaró jelektől") függetlenül. A zavaró jelektől való függetlenség csak elméleti célkitűzés, a véges hurokerősítés miatt mindenkor marad valamelykora stacioner hiba. Ne felejtük el a szabályozás "0"-típusú, a kimeneti jellemző sohasem éri el a pontos értékét, más szóval, ahhoz, hogy a szabályozás "életben maradjon". Ez a jellemző van valamelykora zérustól különböző  $x_h$  hiba értékre, hiszen ebből származik erősítés után a kimenetben előálló  $x_o$ . Elektronikában használható modellt látunk a 2.3. ábrán.



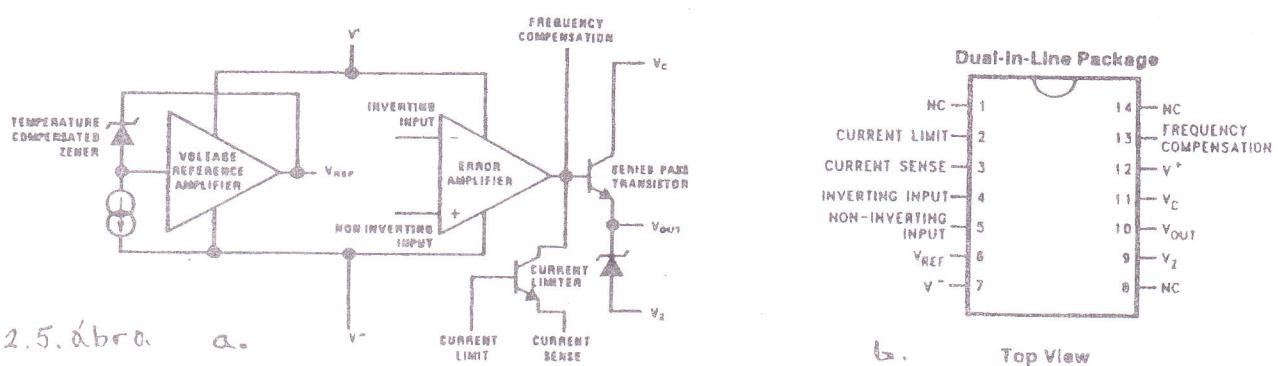
A kimeneti feszültségből (a sampling network - mintavező hálózattal) leosztott feszültséget hasonlíta össze a hibajelerősítő a referenciafeszültséggel. A hibajeltől függő vezérléssel változik a beavatkozó, szabályozó elemen (a soros áteresztő tranzisztoron) eső feszültség, ezzel a rajta disszipálódó teljesítmény. Az áteresztő tranzisztor folyamatos, lineáris működésű, a hővel alakuló teljesítmény nagy (a hatásfok rossz).

Kétféle alapkapcsolása van a lineáris szabályozónak: a kimenő feszültség nagyobb a referenciánál,  $U_{ki} = U_R R_2 / (R_1 + R_2)$  (a 2.4.a.ábra szerint) és a kimenő feszültség kisebb a referenciánál,  $U_{ki} = U_R R_2 / (R_1 + R_2)$  (b. ábra).



2.4. ábra

Az elvek, a működés, az egyszerű méretezési számítások jobb megértése érdekében a gyakorlat első stabilizátoraként a bőséges lineáris stabilizátor IC választékából a 723-as típust mutatjuk be (amelyet ipari alkalmazásban választott típusként már ritkán javasolunk, bár gyártják SM tokozásban is). A stabilizátor egyszerűsített belső áramköri rajza és a tokbekötés a 2.5. ábrán látható.

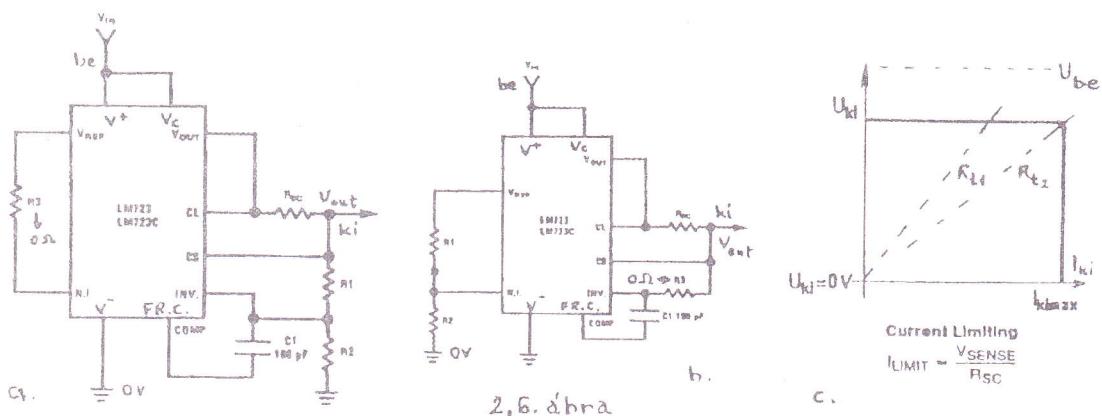


2.5. ábra. a.

b. Top View

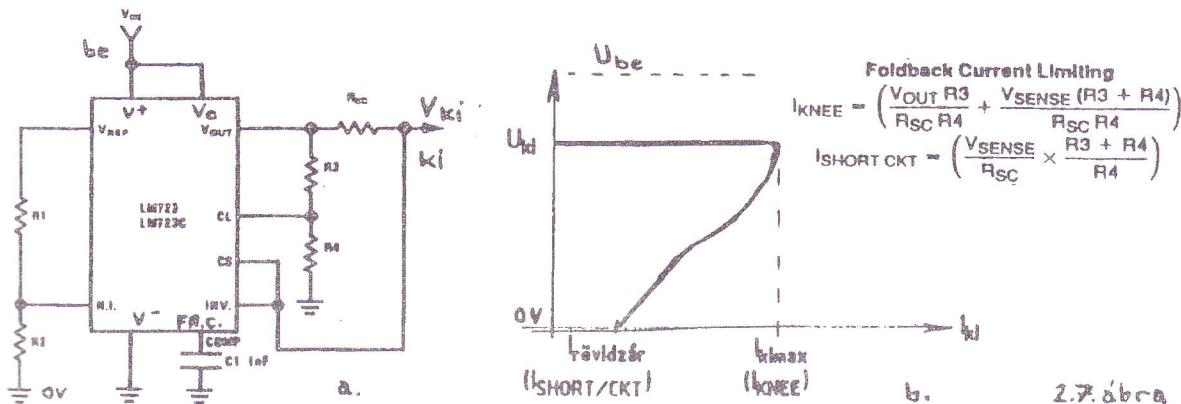
Alapjelként a beépített hőkompenzált Zener dióda feszültségét (leosztott vagy "erősített" értékét) használhatjuk ( $U_{ref}$  névleges feszültsége 7,15V). A feszültség kimenetre buffer erősítő dolgozik, bár ezt a pontot nem célszerű nagymértékben terhelni. A különböző-képzést és hibajel erősítést szimmetrikus bemenetű erősítő végzi. Az erősítőt kívülről kell frekvencia-kompenzálnunk. A beavatkozó szabályozó elem az áramkörben lévő soros áteresztő tranzisztor (amelyet kiegészítés nélkül 150mA-ig használhatunk), ehhez hozzákapcsoltak egy szinteltoló Zener diódát is, amely egyes kapcsolásokban jól használható ( $U_Z$  névleges értéke 6,2V, de csak a 723C típusokban van benne). Ugyancsak fontos kiegészítője az áramkörnek az áram-korlátozó tranzisztor, amely védeksor szabályozza az áteresztő tranzisztor bázisáramát. CL: Current Limit és CS: Current Sense pontok közötti  $U_{SENSE}=0,65V$  nyitófeszültség esetén.

A 2.6. ábrán az előzőekben látott referenciánál nagyobb (a. ábra) és referenciánál kisebb kimeneti feszültségű (b. ábra) kapcsolás látható. A külső beállító elemeket a 2.5.a. ábra belső kapcsolási rajzával egyberajzolva könnyen megérthető a működés. Az áramkorlátozást  $R_{SC}$  és a CURRENT LIMITER, áramhatároló tranzisztor végzi a végtagozatoknál is szokásos módon. Az  $U_{ki}$  ( $I_{ki}$ ) karakteristikában (c. ábra) a feszültség kimenetet az  $R_{12}$ -nél nagyobb terhelő ellenálláshoz tartozó szakasz, az állandó (beállított és határolt) áramú kimenetet az  $R_{12}$ -nél kisebb terhelésekhez tartozó szakasz adja. A rövidzárási áram ( $I_{ki\ max}$ ) esetén az áteresztő tranzisztoron (az IC-n) disszipálódó teljesítmény nagy értékű:  $U_{be} \cdot I_{ki\ max}$

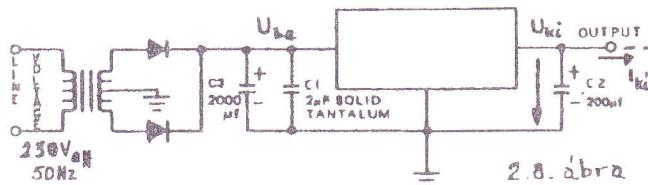


2.6. ábra

A rövidzárási áramhoz tartozó veszteségi teljesítmény visszahajló karakterisztikájú áramhatárolással (FOLDBACK CURRENT LIMITING) valósítható meg (2.7. ábra). Az  $R_{SC}$ ,  $R_3$ ,  $R_4$  ellenállások és a CL tranzisztor részben  $U_{ki}$ , részben  $I_{ki}$  változását figyelve a "térdáramnál" ( $I_{KNEE}$ ) kezd határolni, rövidzárnál ennél általában 2-szer 5-ször kisebb áramra méretezett áram ( $I_{SHORT}$ ) folyik! A veszteségi teljesítmény  $R_t=0\Omega$ -nál  $U_{be}I_{kfrz}$ .



E.1.2. Elektromos jellemzők, szakkifejezések definíciója



Az AC forrásról (hálózatról) táplált feszültségstabilizátoros kapcsolásban (2.8. ábra) a szabályozóra kerülő "nyers" DC feszültség 100Hz-es hullámosságú (RIPPLE) és átlagértéke a hálózati feszültség csúcsértékének szabványban előírt névlegestől való megengedett eltérésén belül időben megváltozhat.

**LINE REGULATION**, a bemeneti feszültségre vonatkoztatott szabályozás: a bemeneti egyenfeszültség adott értékek közötti megváltozásának hatására bekövetkező kimeneti stabil feszültség relatív értékváltozása. Pl. tip. 0.01%. ebből  $\Delta U_{ki} = (L.R)U_{ki}$  névvel számítható. Sokszor adott  $U_{be}$  értékétől  $\Delta U_{ki}$  értéke adott: pl.  $U_{be}: 8V \dots 25V$ ,  $\Delta U_{ki}$  tip. 5mV, max 120mV (LM 7806C,  $U_{ki}=6V$ ). Feltétel: a kimenő áram (pl. itt 500mA.) és a réteghőmérséklet ( $T_f=25^\circ$ ).

**LOAD REGULATION**, terheléstől függő stabilizálási jóság: a terhelő áram adott mértékű megváltozásakor mekkora a szabályozott kimenő feszültség relatív értékváltozása. Pl. tip. 0,03%, max. 0,2%, 1mA...50mA  $I_{ki}$  változásnál 723C esetén, ebből  $\Delta U_{ki} = (L.R)U_{ki}$  névvel számítható. Külső Darlington áteresztő tranzisztorral növelt áram esetén a  $\beta$ -val megnövelt  $\Delta I_{ki}$  áramváltozáshoz tartozik hasonló értékű LO.R. 7808C-nél közvetlen mV-ban adják meg  $\Delta U_{ki}$  értékét: 4mV (max 60mV), ha  $250mA < I_{ki} < 750mA$ .

**TEMPERATURE STABILITY**, (vagy AVERAGE T.C.), a kimeneti feszültség átlagos hőmérsékleti együtthatója: a kimeneti feszültség relatív megváltozása  $1^\circ C$  környezeti hőmérsékletváltozás hatására. 723C-nél tip. 0,003% / % /  $^\circ C$  (max. 0,015); 7808C-re 0,8mV/ $^\circ C$  (ha  $I_{ki}=5mA$ ,  $0^\circ C < T_A < 70^\circ C$ ).

**RIPPLE REJECTION**, "hullámosság-elnyomás": a bemeneti váltakozó feszültség ("hullámosság" = ripple) csúcstól csúcsig vett értékének és az ebből származó kimeneti "ripple" feszültség csúcstól-csúcsig vett értékének a hányadosa dB-ben. Pl. 7808C-ra min. 54dB, tip 70dB.

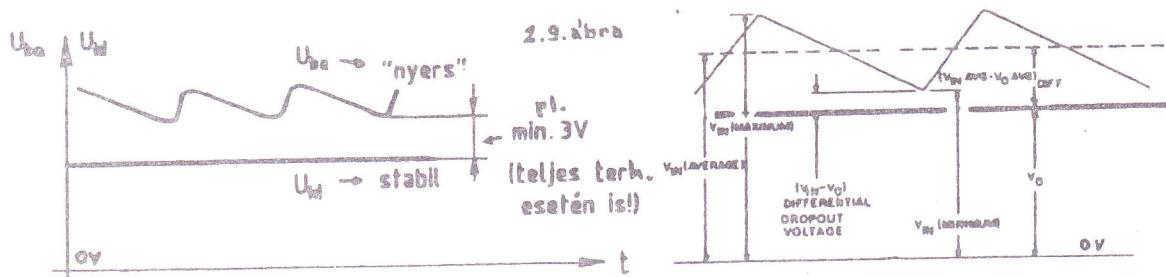
**OUTPUT VOLTAGE RANGE**, kimeneti feszültségtartomány: a szabályozott kimeneti feszültség előállítható érték tartománya, amelyen belül a jellemzők értékei érvényesek (723-nál 2V...37V). Fix feszültségű stabilizáornál  $U_{ki}$  névvel gyártásból származó szórásának határát adják meg, pl. 7806C-nél  $U_{ki}$ : min. 5,75V, max. 6,25V.

**DC INPUT VOLTAGE**, DC bemeneti feszültség: határadat, a maximális bemenetre kapcsolható, károsodást nem okozó egyenfeszültség. Pl. 7808C-nél 35V.

**CURRENT LIMIT SENSE VOLTAGE**, az áramkorlátozást indító érzékelő feszültség Ennek értékéből kell méretezni az áramfigyelő  $R_{SC}$  ellenállás értékét.

**INPUT OUTPUT VOLTAGE DIFFERENTIAL**, be-kimeneti feszültség különbség, amely a bemeneti hullámoss "nyers" feszültség és a szabályozott kimeneti feszültség közötti érték a stabilizátor specifikált üzemi működése közben. Pl. 723-nál min 3V, max. 38V.

**DROPOUT VOLTAGE** az a be- és kimeneti feszültség különbség, amelyhez tartozó bemeneti feszültséget tovább csökkentve a stabilizátor üzérősről működése megszűnik, (nem képes szabályozni). Ezt a különbséget minden teljes terhelésnél is és a legkisebb hálózati feszültséghez tartozó egyenirányított jel negatív csúcsértékű hullámosságú helyein is biztosítani kell (2.9. ábra). Ez az adat a tápegység transzformátorának és bemeneti oldali szűrő (puffer) kondenzátorának méretezéséhez talán a legfontosabb adat. Értéke pl. 723-nál 3V, 7806C-nél 2V (ha  $I_{ki}=1A$ ), de vannak low dropout voltage stabilizátorok, pl. LM2940 5V, 8V, 12V, 15V  $U_{ki}$  változatokkal,  $I_{ki}=1A$ -nél 0,5V dropout feszültséggel, LM2931 ( $U_{ki}=5V$ ) 0,3V-tal 0,1A-nél stb.



**STANDBY (QUIESCENT) CURRENT** a bemenet felől folyó, stabilizátor nőködtetéséhez szükséges nyugalmi áram terhelés nélküli esetben. Pl. 2,3mA (max 4mA),  $U_{be}=30V$ ,  $I_{LOAD}=0$ .

**OUTPUT NOISE VOLTAGE:** kimeneti zajfeszültség effektív értéke konstans terhelésnél és bemeneti hullámosság nélküli esetben. Pl.  $20\mu V_{RMS}$  100Hz...10kHz (723).

**LONGTERM STABILITY** hosszúidejű stabilitás. Pl. 0,1%/1000 óra.

**MAXIMUM POWER DISSIPATION** az eszköz maximális veszteségi teljesítménye, amelynél a stabilizátor specifikációban belül működik. Ehhez kapcsolható a stabilizátor IC-k melegedésének csökkentésére alkalmazható hűtés. A HÜTŐBORDA HÖELLENÁLLÁSA számitható.

Legyen:  $U_{be}=5V \pm 5\%$ ,  $I_d=2A$  (max), max  $T_A=50^\circ C$  (környezeti),  $\Delta U_{be}=1Vpp$  (hullámosság) és  $\pm 10\%$  változású. Számitsuk ki  $\Theta_{CA}$  hűtőborda höellenállást! Ismert: TO220 tokra  $\Theta_{JC}=3^\circ C/W$ ,  $\Theta_{JA}=40^\circ C/W$ , dropout feszültség pl. 2,5V,  $T_{j,max}=175^\circ C$ . A számítások:

$$U_{be}(\text{min})=(5V+5\%)+2,5V=7,75V$$

$$U_{be} \text{ átlag(max)}=((7,75V+0,5V)+10\%)+10\% = 9,98V \approx 10V$$

$$P_d(\text{max})=(10V-(5V-5\%))2A=10,5W$$

A szükséges hűtés höellenállásának maximális értéke:

$$\Theta_{CA}=(T_{j,max}-T_{A,max}):P_{dm} \quad \Theta_{JC}=(175-50)^\circ C:10,5W=3^\circ C/W=11,9^\circ C/W$$

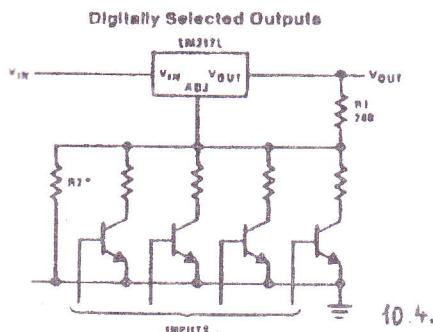
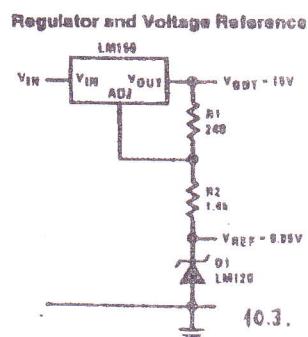
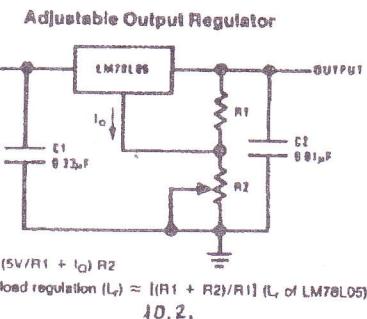
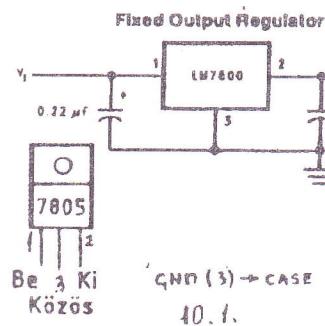
Választva  $10^\circ C/W$ -os hűtőfelületet (pl. vertikális elhelyezésű, 95x95x2 mm AI lemez), kenésre, szigetelésre is van lehetőség. Természetesen  $U_{be,max}$  értéke az itt magadott szigorú határök betartásával számított értéknél jóval nagyobbra is méretezhető (pl. hálózati transzformátor gyártási szórásából, puffer kondenzátor értékszórásából származó hatások csökkentésére). Hűtés nélkül  $P_d$  és ezért  $I_{ki}$  jóval kisebb lehet, ez esetben  $\Theta_{JA}$  értékkel kell méretezni.

### E.1.3. Lineáris feszültség-stabilizátorok alkalmazásai

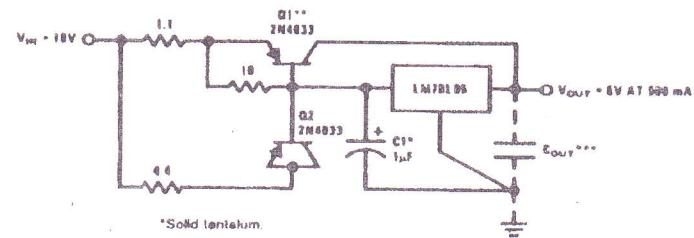
Az IC választék három részre osztható: állandó (FIXED) pozitív vagy negatív feszültségű (pl. LM 340, LM 78XX, LM 309, LM 78LXX pozitív; LM 345, LM 320, LM 79XX negatív) és beállítható (ADJUSTABLE) pozitív vagy negatív feszültségű stabilizátorok (pl. LM338, LM 350, LM317 pozitív; LM 333, LM 137 ... negatív feszültségű kimenettel) továbbá az 1V-nál alacsonyabb, kis dropout feszültségű stabilizátorok (pl LM 2940, LM 2931, LP 2951 stb.) Az IC típusok a National Semiconductors cég gyártmányai. A stabilizátorok alapkapcsolásait és egyszerű alkalmazásait a 2.10. és 2.11. ábrán gyűjtöttük össze.

A 2.10.1. és 2.11.2. ábrán az állandó kimeneti feszültségű stabilizátor látható. Célszerű közvetlen az IC be- és kimenetén egy-egy tantál, esetnként 100nF értékű kerámia tárcsa kondenzátort tenni a tranziszerek megszüntetésére. A tokozás változatos: 7800, 78XX, 78MXX TO 220-as tokozásban a 2.10.1. ábrán, 79XX, 79MXX TO 220-as tokbekötése a 2.11.1. ábrán látható. (Vigyázat eltérő a két bekötés") Az LM78LXX egyik tokozása a 2.10.6. ábrán adott, de ez és a 79LXX kapható TO92 plasztik vagy SO-8 tokozásban is.

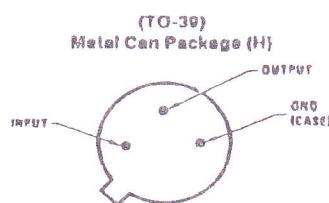
A beállítható stabilizátorok igen széles tartományban jól (szükség esetén a fix feszültségűek ehhez hasonlóan) alkalmazhatók  $R_1$ ,  $R_2$  külső feszültségesztőről a ki (output) és az ADJ (vagy GND) kivezetések közötti feszültségnél nagyobb érték beállítására (2.10.2. és 2.11.3. ábra, ott a méretezési összefüggések is adottak). E kapcsolásban a kimeneti hullámosság csökkenthető (2.10.8. ábra).



**5V, 500 mA Regulator with Short Circuit Protection**



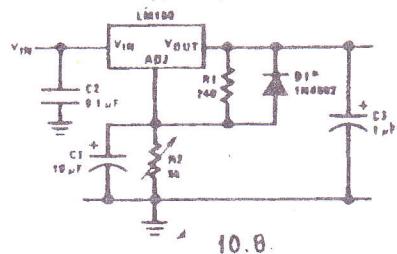
**10.5.**



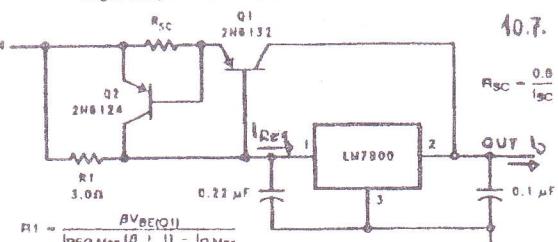
**Bottom View**

Order Number LM78L05ACH,  
LM78L12ACH or LM78L15ACH

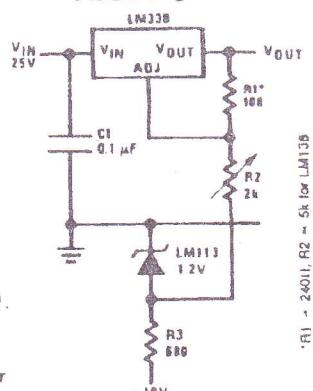
**Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection**



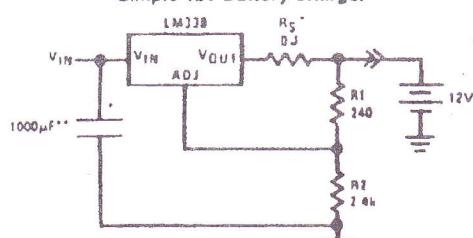
**High Output Current, Short Circuit Protected**



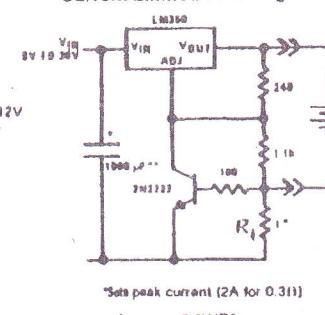
**O to 22V Regulator**



**Simple 12V Battery Charger**

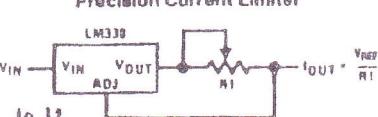


**Current Limited 6V Charger**

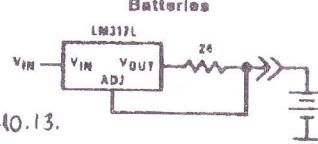


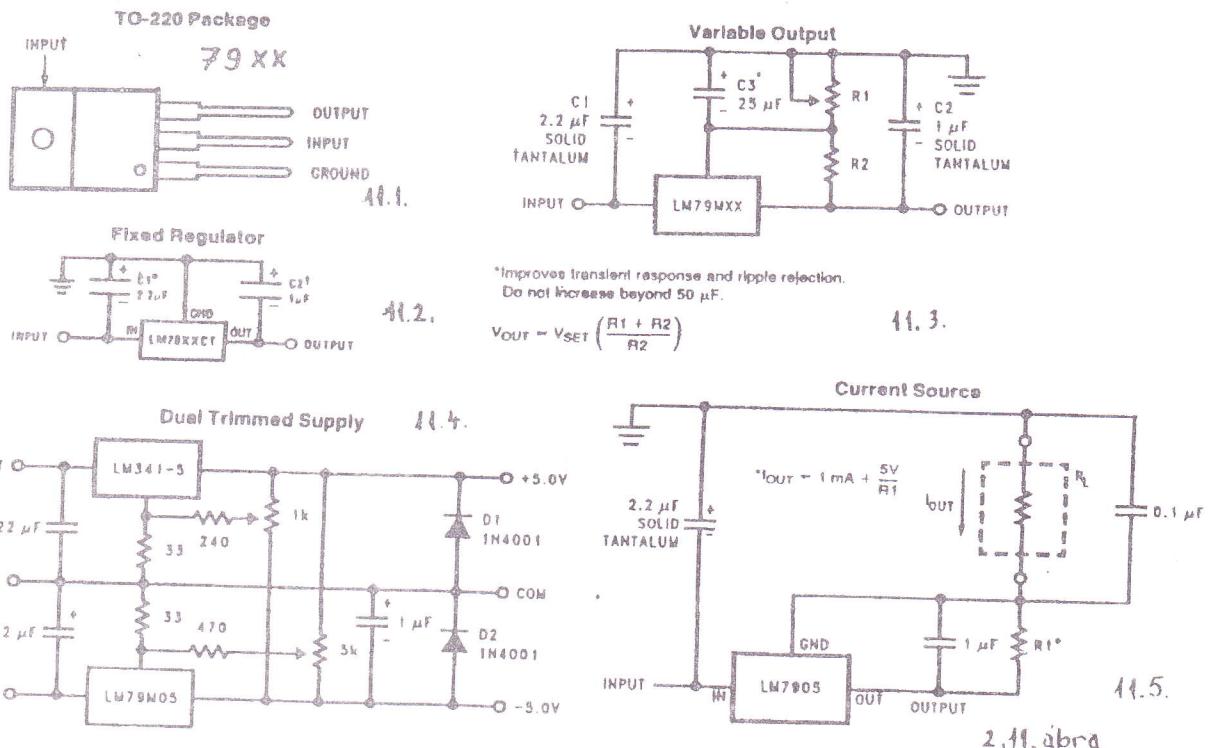
**2.10. ábra**

**Precision Current Limiter**



**50 mA Constant Current Battery Charger for Nickel-Cadmium Batteries**





2.11. ábra

Stabilizátor és egyben az  $U_{ki}$ -nél kisebb feszültségű referenciaáramkört látunk a 2.10.3. ábrán.

Az  $U_{ki}$  tetszőlegesen előírt értékét beállíthatjuk a kimeneten programozható stabilizátorként.  $R_2^*$  értéke az  $U_{ki\max}$  értéket állítja be. Logikai szinttel vezérelve választhatjuk ki  $U_{ki}$  értékét (2.10.4. ábra).

Az LM 78LXX stabilizátor árama max. 100mA. Rövidzárási áramvédelemmel ellátott kimenő áramnövelő (500mA-es) kapcsolás látható a 2.10.5. ábrán. A Q<sub>1</sub> külső áteresztő tranzisztor hűtőbordára kell szerelni. A három kivezetésű stabilizátorok visszahajló (foldback) áramhatárolású belső védőáramkörrel vannak ellátva. Pl. 7800 sorozat  $I_{KNEE}=2.4A$  (hűtőbordával),  $I_{SHORT}\approx0.7A$ . A kimenő áram maximális értéke a 2.10.7. ábrán látható kapcsolással növelhető meg külső áteresztő alkalmazásával.

0V-tól beállítható kimeneti feszültségű stabilizátorhoz negatív segédtápfeszültségre van szükség (2.10.9. ábra).

Akkumulátor töltő kapcsolások a 2.10.10. és 2.10.11. ábrán láthatók, az utóbbinál csúcsáram bcállítási lehetőséggel.

Egyszerűen készíthetünk áram-kimenetű stabilizátort (CURRENT REGULATOR) a 2.10.12., 2.10.13. és 2.11.5. ábrán látható módon.

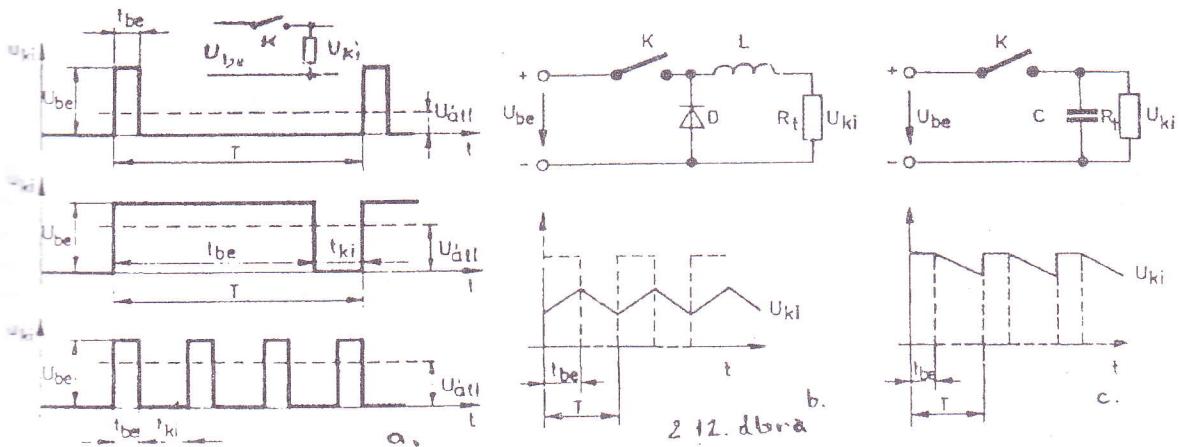
Kettős (DUAL), két értékes jegyre beállítható pontosságú ±5V-os tápegység stabilizátor része látható a 2.11.4. ábrán. A kimeneten elhelyezet 1µF-os kondenzátor és a D1, D2 dióda a bekapsoláskor esetleg kialakuló helytelen polaritású kimeneti feszültségek (a reteszeldés) kialakulásának megakadályozását végzik.

## E.2. KAPCSOLÓÜZEMŰ FESZÜLTSÉG SZABÁLYOZÓK (SWITCHING VOLTAGE REGULATORS)

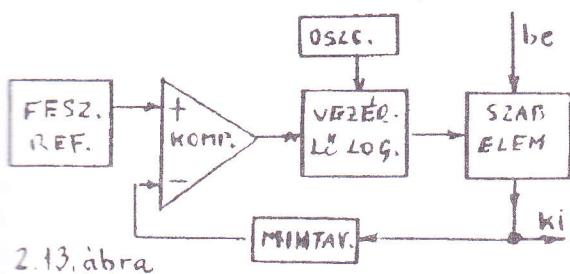
Kapcsoló üzemben a DC szabályozás elve mindenkorral hasonló: valamely elektronikus együtemű vagy ellenütemű kapcsolóval a bejövő (nem stabil) egyenfeszültséget szabályozza a kimenetet. A be- és kikapcsolás időtartamának változtatásával szabályozásával állítható be a DC középrétek az előírt stabil értékre (a középrétekhez szűrőre, általában LC szűrőre van szükség). A ki- és bekapsolási idő-arány változtatása történhet úgy, hogy a bekapsolási frekvencia állandó és a kitöltést változtatjuk, vagy úgy, hogy a bekapsolási időt állandó értéken tartjuk és a frekvenciát változtatjuk (2.12.a. ábra).

Belátható:  $U_{kiDC}=U_{be}t_{be}/T$ .

A csak L vagy csak C tárolóelemes  $U_{ki}$  jelalak a b. és c. ábrán látható.



### E.2.1. Galvanikus elválasztás nélküli DC-DC konvertek



arra törekszik, hogy a komparátor két bemenetére jutó feszültség egyenlő legyen. A szabályozó veszteségi teljesítménye nagyon kicsi, így a hatásfok 100% közelében lehet, hiszen a teljesítmény tranzisztoron kapcsoló üzemben vagy az áram, vagy a feszültség nulla. Természetesen gyors működésű, nagyon kis felpárologási idejű bipoláris tranzisztor vagy MOSFET a kapcsoló eszköz.

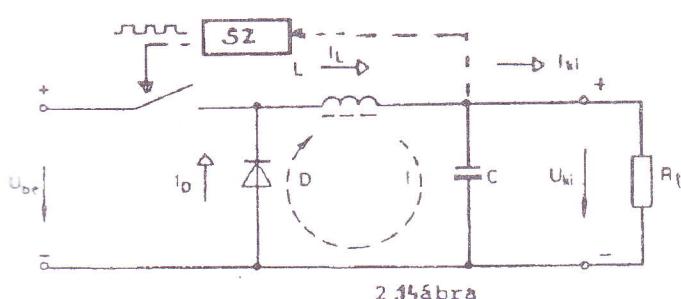
A DC-DC konverteknek három alap-kapcsolása van:

feszültségsökkentő (STEP DOWN vagy BUCK), itt  $U_{ki} < U_{be}$

feszültségnövelő (STEP UP vagy BOOST), itt  $U_{ki} > U_{be}$ ,

polaritásváltó (INVERTING vagy BUCK-BOOST), itt  $|U_{ki}| < \text{vagy} > U_{be}$ .

#### • FESZÜLTSEGSÖKKENTŐ (BUCK) konverter (2.14. ábra):



haladja a kimeneti feszültség középpértekét és ekkor a kapcsoló kikapcsol.

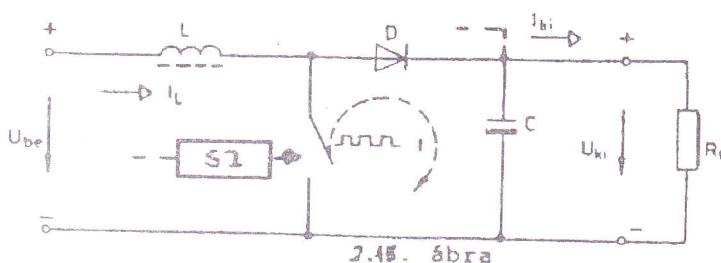
Kikapcsoláskor az induktivitás igyekszik áramát fenntartani, ennek hatására az eddig záróirányban előfeszített D dióda kinyit, ezzel egyrészt megfogja a kapcsolóra jutó feszültséget, megvéde azt a tönkremeneteltől, másrészről zárja az áramutat, így lehetővé teszi, hogy a tekercsben felhalmozott energia a terhelésre jusson. A terhelés áramellátását a kondenzátorban felhalmozott energia biztosítja addig, amíg csökken a feszültsége az előírt érték alá nem. Eddig az időpontig a tekercs árama lineárisan növekszik egészen addig, amíg az általa töltött kondenzátor feszültsége a szabályozási feltételekben a kimeneti feszültség hullámosságára előírt mértékben meg nem

A kapcsolóüzemű DC-DC konvertek lehetnek a ki- és bemenet galvanikusan leválasztó vagy leválasztás nélküliek. Mindkét konverter csoport fontos áramköre a kapcsolóüzemű szabályozó, amelynek egyszerűsített tömbvázlata a 2.13. ábrán látható. A kimenefeszültséget a feszültségesztő alkotta mintavezővel visszavezetjük egy komparátorra és ott az  $U_{Ref}$  feszültséggel kerül összehasonlításra, amelynek eredményétől függően a vezérlő logika az oszcillátor jelével ki-bekapcsolja a szabályozó tranzisztorát, vagy leltja az oszcillátor jelét. Ez a szabályozási hurok is

A kapcsoló zárt állapotában a bemeneti feszültség az L induktivitáson keresztül tölti a terheléssel párhuzamosan kapcsolt C kondenzátort és táplálja a terhelést. Az induktivitás energiatárolóként és szűrőként működik.

Az induktivitáson átfolyó áram lineárisan növekszik egészen addig, amíg az általa töltött kondenzátor feszültsége a szabályozási feltételekben a kimeneti feszültség hullámosságára előírt mértékben meg nem

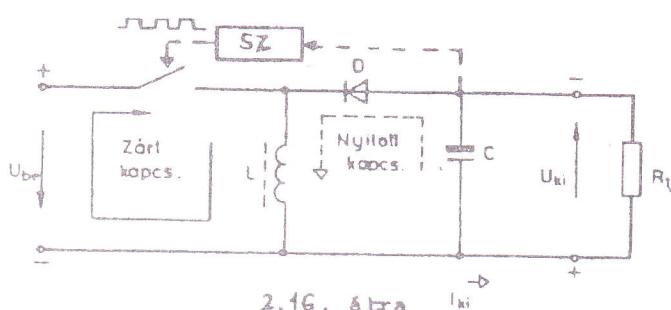
• FESZÜLTSÉGNÖVELŐ (BOOST) konverter (2.15. ábra)



2.15. ábra

kikapcsol. Ekkor az induktivitás a kinyító D diódán át tölti a C kondenzátor hozzáadódik az induktivitás árama által létrejött feszültség és ezzel a kimeneti feszültség pozitívabb lesz, mint a bemeneti.

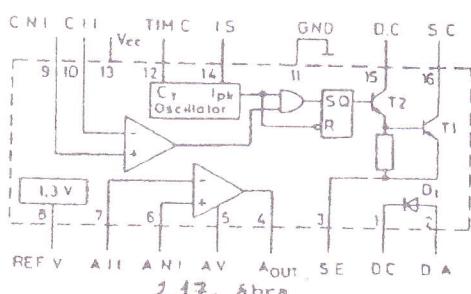
• POLARITÁSVÁLTÓ (INVERTING) konverter (2.16. ábra)



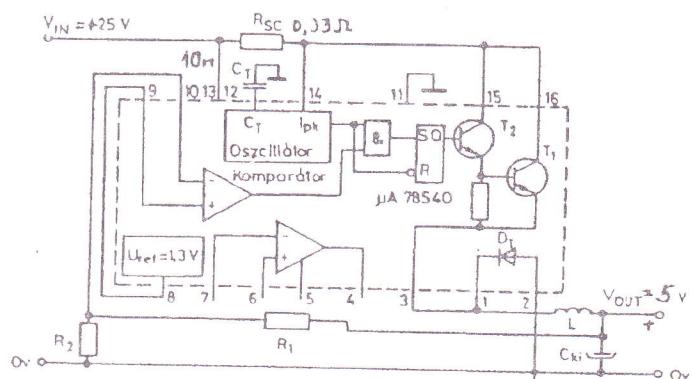
2.16. ábra

ellentétes polaritású feszültség jelenik meg. Eközben az induktivitás árama lineárisan csökken, azaz a folyamat újraindítását eredményezi.

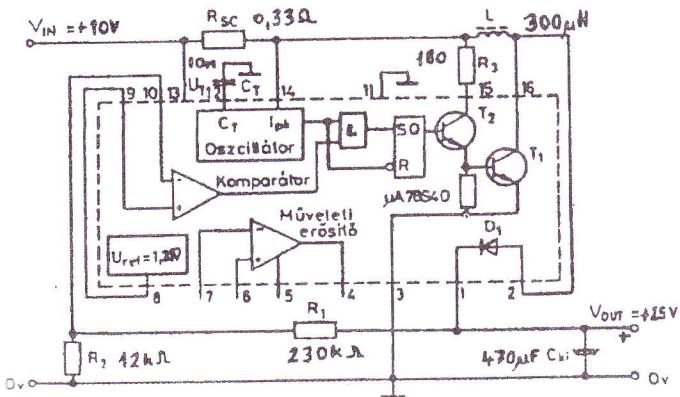
A továbbiakban az integrált kapcsolóüzemű szabályozók bőseges választékából két típust mutatunk be. Az egyik a 78S40 típusú regulátor. Belső tömbvázlata a 2.17. ábrán látható. Az áramkör tartalmaz egy 1.3V-os feszültség-referenciát, továbbá egy oszcillátort, kapcsoló tranzisztorokat és egy hiszterézis komparárt, amelynek kimeneti jele modulálja az oszcillátor frekvenciáját, periodikusan átengedve az oszcillátor jelét a kapcsoló tranzisztorokra. Az áramkörben található még egy műveleti erősítő, egy gyors teljesítmény dióda és egy áramfigyelő egység. A dióda és a kapcsoló tranzisztorok egyaránt 1.5A-el terhelhetők. Az oszcillátor frekvenciáját az időzítő kondenzátor értéke szabja meg, amelyet egy áramgenerátor tölt. ill kisüt mintegy 1:8 arányban. Az áramfigyelő egység feladata, hogy a beállított áramkorlát túllépés esetén automatikusan csökkentse a kapcsoló tranzisztorok bekapsolási idejét.



2.17. ábra



Az IC tömbvázlatát újra megrajzolva feszültségsökkentő DC-DC konverter kapcsolási rajzát is megadtuk, amelyben jól felismerhető az előzőekben ismertetett BUCK áramkör. Kis áramú (néhányszor 100mA kimeneti I<sub>o</sub> áramú) alkalmazásokra így, nagyobb áram és feszültségigények esetén további külső elemekkel kiegészítve üzemeltethető a kapcsolás. Néhány jellemző érték: U<sub>be</sub>=25V, R<sub>1</sub>=85kΩ, R<sub>2</sub>=12kΩ, C<sub>ki</sub>=500μF, L=300μH, C<sub>T</sub>=10nF értékeknél U<sub>ki</sub>=10V, max I<sub>ki</sub>=I<sub>o</sub>=500mA. Line Reg. 1,5mV (ha 20V<U<sub>be</sub><30V), Load.Reg. 3mV (ha 5mA<I<sub>o</sub><300mA), ΔU<sub>ki</sub>=50mVpp, hatásfok 74% (I<sub>o</sub>=200mA). Az áramkör méretezési összefüggései a Példatár II. kötetben megtalálhatók.

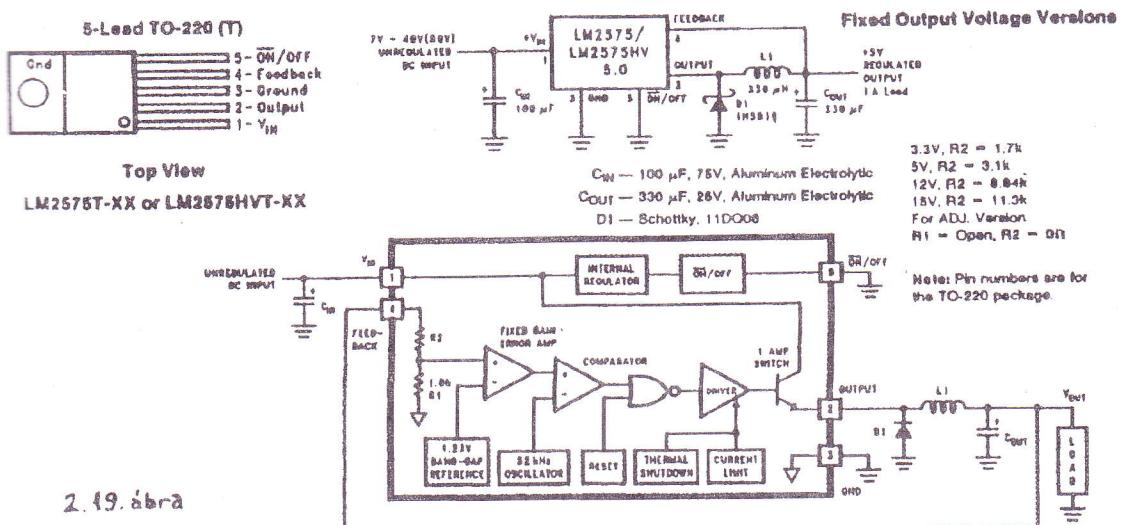


Jellemző	Feltétel	Érték
Output Voltage	$I_O = 50 \text{ mA}$	25V
Line Regulation	$5.0V \leq V_I \leq 15V$	4.0 mV
Load Regulation	$5.0 \text{ mA} \leq I_O \leq 100 \text{ mA}$	2.0 mV
Max Output Current	$V_O = 23.75V$	180 mA
Output Ripple	$I_O = 50 \text{ mA}$	30 mV
Efficiency	$I_O = 50 \text{ mA}$	79%
Standby Current	$I_O = 50 \text{ mA}$	2.6 mA

2.18. ábra

A 2.18. ábrán feszültségnövelő DC-DC konverter kapcsolási rajza és néhány áramkör jellemző mérési eredményei láthatók. A 78S40-nel polaritásváltó DC-DC átalakító is felépíthető. Az IC katalóguslapja a Katalógus I-ben megtalálható.

A másik egyszerűen alkalmazható kapcsolóüzemű stabilizátor, amelyet itt bemutatunk az LM2575 típusú (rövidített katalóguslap a 2.2. táblázatban). Kétféle változata van: az állandó kimenő feszültségű (3.3V; 5V; 12V vagy 15V-os  $U_{ki}$  értékre) és a beállítható kimenő feszültségű. A fix feszültségű változat tömbvázlata és az  $U_{ki}=5V$ -os IC-vel kialakítható buck-konverter kapcsolási rajza a 2.19. ábrán látható. A kimeneti feszültség belső feszültségesztőn keresztül jut a komparátor bemenetére és az hasonlítja össze az  $U_{Ref}=1.23V$ -tal ( $U_{ki}R_1/R_1+R_2=U_{Ref}$ ). A bemenő feszültséggel soros kapcsolóról a 2.14. ábrán bemutatott áramkörön keresztül jut a szűrt feszültség a kimenetre. A disszipációs teljesítmény számítható  $P_d=U_{be}I_Q+(U_{ki}/U_{be})I_OU_{SAT}$ , ahol  $I_Q$  a quiescent áram (stab. ON üzemben és  $I_o=I_{ki}=0$ ),  $U_{SAT}$  a kapcsoló tranzisztor maradék feszültsége.



2.19. ábra

Az IC OUTPUT feliratú kimenetén lévő **jelalakok**, az induktivitás árama és a kimenő egyenfeszültség hullámossága, másrészről a terhelés impulzusszerű megváltozásakor mérhető  $U_{ki}$  feszültségváltozás (a LOAD TRANSIENT RESPONSE), a terhelés tranzisiens látható a 2.20. ábrán.

Az adjustable beállítható kimenő feszültségű stabilizátorral felépíthető DC-DC konverter külső  $R_1$ ,  $R_2$  feszültségesztője a jól ismert méretezési összefüggés szerint állítja be  $U_{ki}$  értékét,  $U_{ref}=1.23V$  (2.21. a. ábra). Figyeljük meg a rajzon a huzalozási "utasításokat".

## 2.2. *Table 2*

### Absolute Maximum Ratings

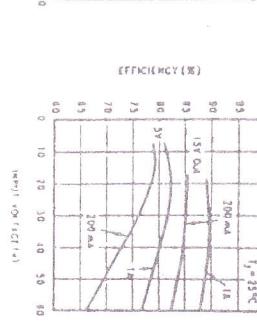
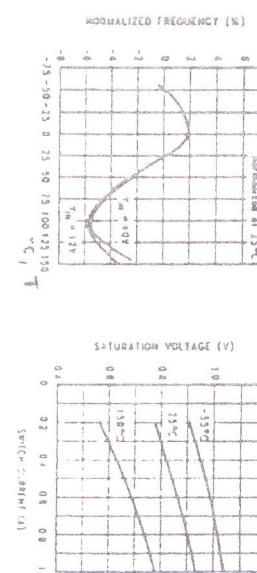
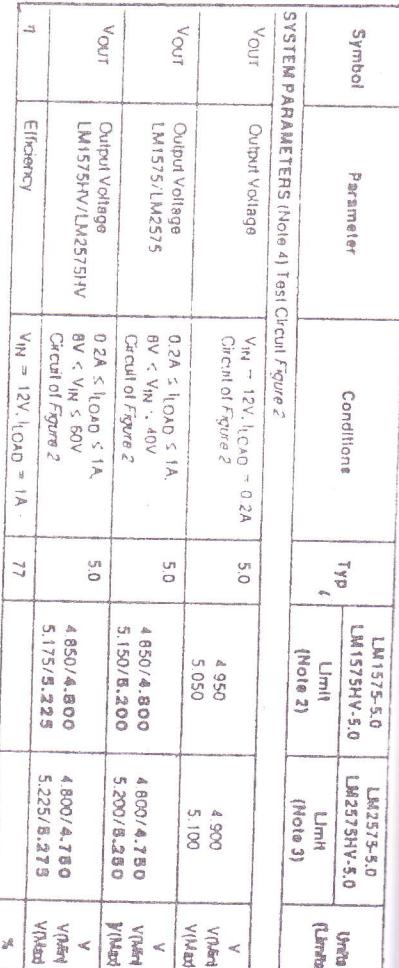
If military/aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office Distributors for availability and specifications.

Maximum Supply Voltage LM1575/LM2575	45V LM1575HV/LM2575HV
ON/OFF Pin Input Voltage (Steady State)	-0.3V $\leq$ V $\leq$ +V <sub>IN</sub>
Output Voltage to Ground (Steady State)	-1V
Power Dissipation	Internally Limited
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

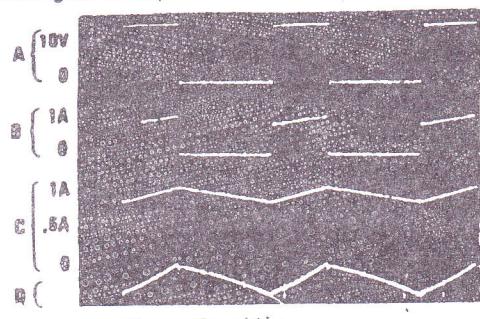
### Electrical Characteristics

Symbol	Parameter	Conditions	Type	LM1575-XX LM1575HV-XX	LM2575-XX LM2575HV-XX	Units	Limit (Note 3)
<b>DEVICE PARAMETERS</b>							
I <sub>B</sub>	Feedback Bias Current (Note 13)	V <sub>OUT</sub> = 5V Adjustable Version Only	50	100/500	100/500	nA	
I <sub>O</sub>	Oscillator Frequency		52	47/4.3	47/4.2	kHz (10 <sup>3</sup> )	
V <sub>SAT</sub>	Saturation Voltage (Note 5)	I <sub>OUT</sub> = 1A (Note 5)	0.9	1.2/1.4	1.2/1.4	V	
DC	Max Duty Cycle (ON)	(Note 6)	98	93	93	%	
I <sub>L</sub>	Current Limit	Peak Current (Notes 5 and 13)	2.2	17/1.3	17/1.3	mA (Max)	
I <sub>L</sub>	Output Leackage Current (Notes 7 and 8)	Output = 0V Output = -1V	7.5	2	2	mA (Max)	
I <sub>O</sub>	Oscillating Current (Note 7)		30	30	30	mA (Max)	
I <sub>STBY</sub>	Standby Quiescent Current	ON/OFF Pin = 5V (OFF)	5	10/12	10	mA (Max)	
	Thermal Resistance	K Package, Junction to Ambient T Package, Junction to Ambient (Note 9) T Package, Junction to Ambient (Note 10)	35	200/500	200	°C/W	
	N Package, Junction to Case M Package, Junction to Ambient (Note 11) S Package, Junction to Ambient (Note 11)	65					
		2					
		85					
		100					
<b>ON/OFF CONTROL Test Circuit Figure 2</b>							
V <sub>H</sub>	ON/OFF Pin Logic Input Level	V <sub>OUT</sub> = 0V V <sub>OUT</sub> = Nominal Output Voltage	1.4	2.2/2.4	2.2/2.4	V (Min)	
I <sub>H</sub>	ON/OFF Pin Input Current	ON/OFF Pin = 5V (OFF)	1.2	1.0/0.8	1.0/0.8	µA (Max)	
I <sub>L</sub>	ON/OFF Pin = 0V (ON)		12	30	30	µA (Max)	

### Typical Performance Characteristics

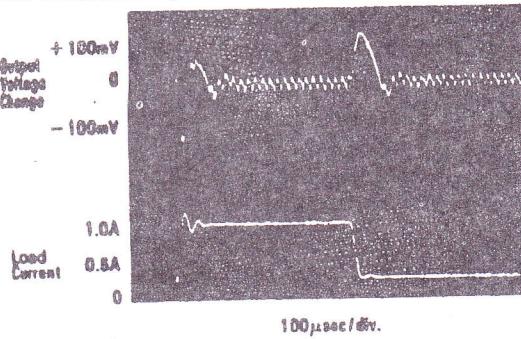


### Switching Waveforms



Hor. 6μs/div  
V<sub>OUT</sub> = 5V  
A: Output Pin Voltage, 10V/div  
B: Output Pin Current, 1A/div  
C: Inductor Current, 0.5A/div  
D: Output Ripple Voltage, 20 mV/div, AC

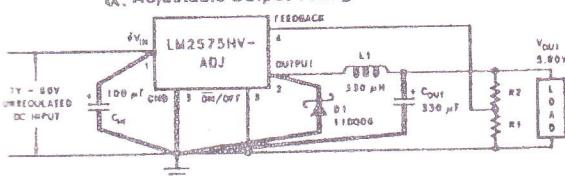
### Load Transient Response



100μsec/div

2.20. ábra

### a. Adjustable Output Voltage Version



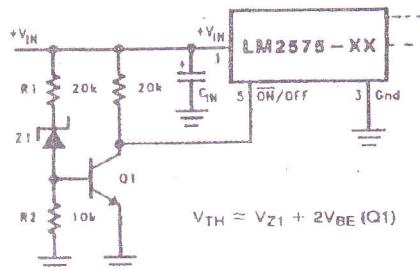
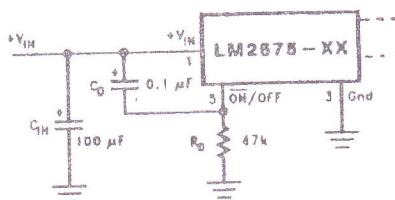
$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$R_2 = R_1 \left( \frac{V_{OUT}}{V_{REF}} - 1 \right)$$

where  $V_{REF} = 1.23V$ ,  $R_1$  between 1k and 5k.

$R_1 = 2k$ , 0.1%

$R_2 = 6.12k$ , 0.1%



$$V_{TH} \approx V_Z1 + 2V_{BE} (Q1)$$

Note: Complete circuit not shown.

Note: Pin numbers are for the TO-220 package.

### b. Delayed Startup

2.21. ábra

Note: Complete circuit not shown.

Note: Pin numbers are for the TO-220 package.

### c. Undervoltage Lockout for Buck Circuit

Késleltetett indító (DELAYED START UP) áramkör a stabilizátor ON / OFF kivezetését vezérelve az  $U_{be}$  rákapcsolásának pillanatában  $C_D$  kondenzátoron keresztül OFF üzemmódban állítja a stabilizátort (2.21.b. ábra). Az RC időállandót célszerűen 10ms-ra beállítva ekkor a késleltetési idő után lesz alacsony logikai szint ON bemeneten, így ekkor indul a kapcsolóüzemű működés. Az időállandó további növelése az 50Hz-es vagy 100 Hz-es nagy szintű hullámosság miatt gondot okozna a működésben.

Alacsony feszültségen kikapcsolást (UNDERVOLTAGE LOCKOUT) végez a 2.21. c. ábrán látható áramkör. Amíg  $Q_1$  tranzisztor nyitva van megfelelő  $U_{be}$  értéke, ON érvényes.  $U_{be}$  csökkenésekor előre meghatározott  $U_{TH}$  küszöbfeszültséget (lásd az ábrán) elérve  $Q_1$  lezár, az IC 5. kivezetése OFF vezérlést, logikai magas szintet kap, az IC lekapcsol és a kimenetet átkapcsolhatjuk AKKU-ról táplált üzemmre. A stabilizátor kiegészítő (D, L,  $C_{ki}$ ) áramkörű részeit nem rajzoltuk meg.

A kapcsolóüzemű szabályozó IC-választék bőséges. Nagy a típusválaszték az előbb ismertetett funkciójú IC-ből, ezeknél a gyártó megadja a javasolt konverter kapcsolást is: pl. LM1577 Step-Up és flyback; LM2576 step-down; LM 1578 Step-up, step-down, invert és flyback stb. Vannak előbbieknél sokkal bővebb szolgáltatást nyújtó PWM szabályozó IC-k. Pl. a TDA 1060: modulációs bemenet; túláram védelem bemenet; tekercs telítési és túlfeszültség védelem (SAT input); lassú indító (soft start vagy slow start) bemenet. A másik IC-fejlesztői irányzat a felhasználó szempontjából minél egyszerűbb, három kivezetésű azaz vezérelt kapcsolóként kezelhető áramkörök kialakítására törekszik, pl. TOPSwitch IC-k (lásd az E.2.2. pontban).

Méretezésnél a kapcsoló tranzisztor és a "szabadfutási" dióda határadatait feltétlen figyelembe kell venni (maximális csúcsáram, másodfajú letörés, teljesítménydisszipáció). Továbbá lényeges, hogy a telítési feszültség és a dióda nyitóirányú feszültsége  $I_{max}$  esetén minél kisebb legyen (a jó hatásfok érdekében). A jó

hatásfok érdekében csak nagyon kis tranzisztor (és dióda) késleltetési és töltéstárolási időt engedhetünk meg. Ez idők összegének jóval kisebbnek kell lenni az oszcillátor periódusidejénél (pl. annak max. 1%-a lehet). A MOSFET-es kapcsolók tulajdonságai sokkal kevezőbbek, mint a bipoláris tranzisztoroké, ezért az újabb fejlesztésű integrált áramkörökben ez a kapcsoló. Annál az IC-nél, amelynél külső megfogó dióda (a kapcsoló kikapcsolt állapotában megfogja kis értéken a feszültséget és zárja az áramutat, ezért CATCH diódának is nevezzük), tehát ahol erre van szükség ott kis nyitófeszültségű, gyors kapcsolóeszköz, a **Schottky dióda** a jó választás (lásd LM2575-nél). Az ily módon választott eszközökkel is csökkenthetők az **EMI** (Electro-Magnetic Interference) **zavarok**. Schottky dióda választék pl. 1N5817, SR102 (1A,  $U_R=20V$ ) 1N5818, 11DQ03 SR103(1A.30V).

A **kimeneti szűrőkondenzátor** általában  $100\mu F$  nagyságrendű. Mivel  $20kHz \dots 100kHz$  (ritkán még nagyobb max.  $500kHz$ ) frekvencián működnek, ezért nem hanyagolhatók el a parazita ellenállás és induktivitás hatásai. Az ideális kondenzátorról való eltérést az ekvivalens soros ellenállás (ESR) és az ekvivalens soros induktivitás (ESL) modellezzi, cél mindenkor kis értéken tartása. Az ESR kimenő teljesítmény csökkenést és kondenzátor melegedést okoz (ez utóbbi  $C_{ki}$  élettartamát csökkenti) továbbá növeli  $U_{ki}$  hullámosságát. A legtöbb szabványos Al-elektrolit kondenzátor a  $100\mu F \dots 1000\mu F$  tartományban  $0.5\Omega \dots 0.1\Omega$  ESR értékű. Jobb minőségű (low ESR vagy high frequency vagy low ESL) típusok ESR értéke  $0.15\Omega$ -nál kisebb.

Az **induktivitás, tekercs** méretezésére a szabályozó IC-k katalógusában vagy tervezési képletek vagy diagramok találhatók. Pl. Az LM2575 típusú szabályozónál  $U_{be \ max} (I_{ki \ max})$  függvények L értékével paraméterezve adottak. Az induktivitás értékek tartományban  $100\mu H$  (pl. 0.8A, 6V)... $2200\mu H$  (pl. 0.2A, 25V) szabványos értékűek (100, 150, 220, 330, 470, 680...), ezek kereskedelmi alkatrészüként már nálunk is beszerezhetők. Egyszerű összefüggésekkel felhasználó is méretezhet (vasmag, menetszám stb.).

**Elektromágneses zavarvédelem.** A kapcsolóüzemű tápegységnek ebből a szempontból egyik fontos része a bemeneti oldalon lévő egyenirányító híd utáni energiatároló kondenzátor, ennek típusválasztása lényeges. Az induktivitásokon, transzformátorokon keresztül is kerülhetnek ki zavarok az áramkörből. Itt ezekkel nincs lehetőségünk foglalkozni.

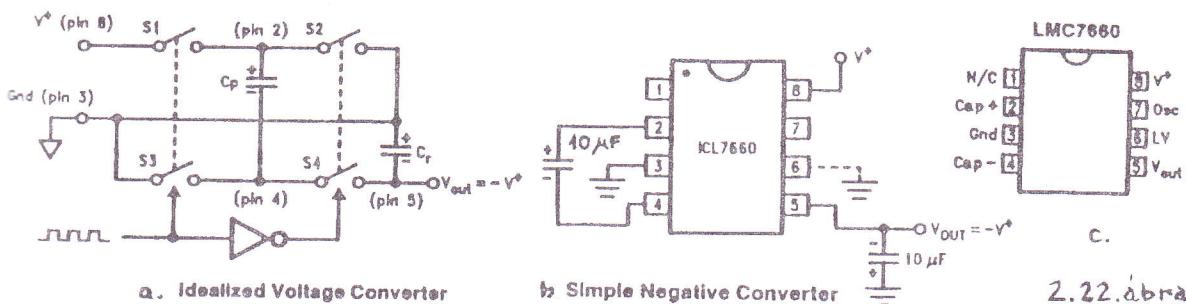
Néhány, az áramkör építésnél, huzalozásnál figyelembe vehető tanács, gondolat: Az áramkör huzalozásának induktivitásán keresztül az áram gyors változásai feszültségtranzieneket hoznak létre, ezek a feszültségtükék arányosak az  $U=L \cdot di/dt$  alapján a huzalozás induktivitásával és az áram változásának sebességével. A feszültségtükék energiája arányos a huzalozási induktivitással és az áramerősséggel,  $E=0.5LI^2$ . A zavaró impulzusokat könnyebb szűrni, ha a tükék energiája kicsi és frekvenciakomponensei nagy frekvenciájúak.

Csökkenthetők az elektromágneses zavarok:

- helyes elrendezéssel csökkenteni kell a huzalozási hurkok induktivitását (lásd pl. 2575 HV IC-nél a földvezetékek elrendezése, pl. boost konverternél a kimeneti kondenzátorról közvetlen a diódára csatlakozunk stb.)
- válasszunk olyan diódát (CATCH diódát), amelynek nagyon kicsi a töltéstárolási ideje (mert ez csökkenti a feszültségtükék energiáját).

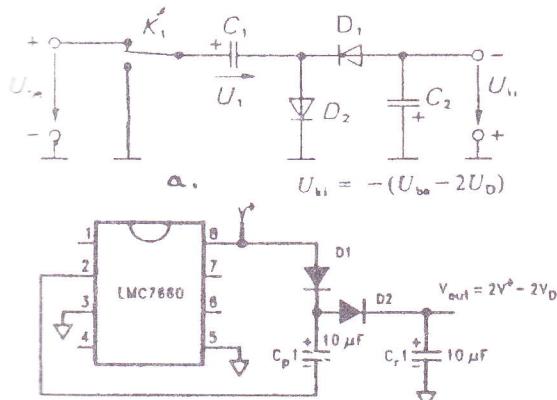
Néhány szó a zavarokról: az **EMI** általános kifejezés, amelyet bármely nemkívánatos (parazita) elektromágneses kisugárzásra használunk (itt a kapcsolóüzemű tápegységeknél is). Az **RFI** (Radio Frequency Interference) nagyfrekvenciás elektromágneses sugárzás, amely a kapcsoló tranzisztorok és az egyenirányító diódák nagy kapcsolási sebességből származóan sugárzik (itt éppen) a kapcsolóüzemű tápegységből és a közelben lévő áramkörök működését zavarja. Az RFI ellen jó villamosvezető anyagú vörösréz, vagy Al árnyékoló lemezzel védekezhetünk. Az **MFI** (Magnetic Flux Interference) a transzformátorok és induktivitások által kisugárzott parazita mágneses komponensek. Ezek csökkenthetők, megszüntethetők pl. a költségesebb toroid vasmag és/vagy mágnes árnyékolás alkalmazásával.

Az előzőektől teljesen eltérő elven és induktivitás nélkül működik kis kimeneti áramnál (max.  $50mA$ -nél) és  $U_{be} 1.5V \dots 10V$   $U_{be}$  feszültségnél az **LMC7660** típusú DC-DC feszültségkonverter (polaritásváltó kapcsolás). Kimeneti feszültsége  $-1.5V \dots -10V$  lehet ( $U_{be}$ -től függően). A működés elve a **töltéstárolás** (2.22.a. ábra): a  $10kHz$ -es oszcillátor ellenítemben kapcsolja  $S_1-S_3$  és  $S_2-S_4$  teljesítmény MOS kapcsolókat. Az első félperiódusban  $S_1-S_3$  zárt,  $U_{be}$  a  $C_p (=Cap+)$ -ra kapcsolódik és tölti azt  $U_{be}^+$ -ra. A második félperiódusban  $S_2-S_4$  zárt ( $S_1-S_3$  nyitott),  $S_2$  a GND-re kapcsolódik,  $C_r (=Cap -)$  feszültsége  $-U_{be}^+/2$  lesz, de megfelelő számú ciklus után  $C_r$  feltöltődik  $-U_{be}$  feszültségre. Az áramkör teljesítmény hatásfoka (power efficiency) min. 90%, a feszültségátalakítás hatásfoka (Voltage Conversion Efficiency) min. 95 %, ha a megengedettnek jobban ( $I_{ki \ max}$  20...50mA) nem terheljük a kimenetet. A jó hatásfokot a MOS kapcsolók közel ideális tulajdonságai teszik lehetővé. A kapcsolt kapacitású konverter kapcsolási rajza a b., tokbekötése a c. ábrán látható. Vigyázat, az IC károsodik, ha az LV (6.) lábra feszültség kerül!

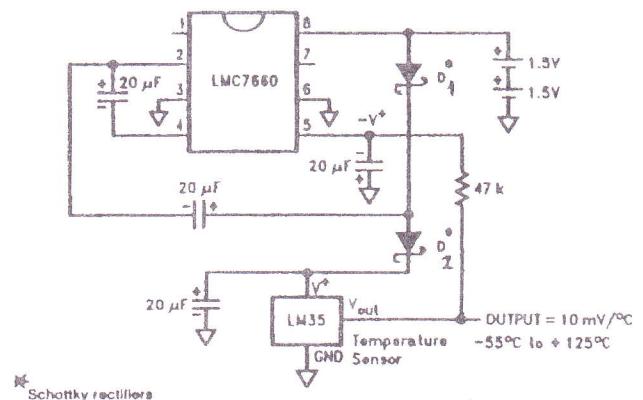


2.22. ábra

A bemeneti feszültség polaritásváltását két, diódás (egy párhuzamos és egy soros) csúcsegyenirányító kapcskád kapcsolása is elvégzi, ha  $U_{be}$  egyenfeszültséget kapcsoló üzemben, szaggatva juttatjuk az első egyenirányítóra (2.23.a. ábra). A "töltés pumpálásos" (charge-pump) elven működő átalakító bemenetén lévő kapcsolón keresztül az egyik félperiódusban töltődik  $C_1$  kondenzátor, a másik félperiódusban  $C_1$  pozitív feszültségű kivezetését 0V-ra köti a kapcsoló. Igy a második csúcsegyenirányító  $D_2$  diódája rövid időtartamra nyit és a 0V felől folyó árammal a  $C_2$  felső fegyverzetén, tehát a kimeneten negatív feszültséget hoz létre. Ez a polaritásváltó feszültségkétszerező 7660 típusú IC-vel:  $U_{be}^+$  a 8. lábra, GND a 3. lábra,  $C_1$  a 2. lábra és  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $C_2$  az alapkapcsolás szerint (külön nem rajzoltuk meg). A kapcsolások hátránya, hogy a diódák miatt  $|U_{ki}| \geq U_D$ -vel kisebb, mint  $U_{be}$ .



2.23. ábra



c. μPower Thermometer Spans 180°C, and Pulls Only 150 μA

Attól függően, hogy a töltéspumpáló kapcsolást milyen egyenfeszültségről tápláljuk és a diódákat hogyan kötjük be  $U_{ki}$  polaritása is tetszőlegesen beállítható. Pozitív egyenfeszültség kétszerezőt mutat a 2.23.b. ábra. Az oszcillátor jel első félperiódusában  $S_2$  zárt,  $C_{p1}$  töltődik közel  $V^+$ -ra ( $V^+$  és GND között van  $C_{p1}$ ).  $D_2$  zárt. A következő félperiódusban  $S_2$  nyitott,  $S_1$  zárt, ezen keresztül  $C_{p1}$  ( $V^+ - V_{D1}$  értékű) feszültsége  $V^-$ -ra szuperponálódik,  $D_1$  záródik. Ez a feszültség nyitja  $D_1$  diódát és  $C_{p2}$   $2V^+ - 2V_D$  pozitív feszültségre töltődik.

$-55^\circ\text{C}...+125^\circ\text{C}$  hőmérséklettartományban működő hőmérsékletmérő és tápfeszültség ellátása látható a 2.23.c. ábrán. Az előzőekben megimert 7660 típusú konverterrel mind pozitív, mind negatív feszültség együttes előállítható (ez utóbbi a negatív hőmérséklettartomány méréséhez szükséges). A teljes áramkör két 1.5V-os telepről üzemeltethető, a maximális áramfelvétel 150μA. A Schottky diódák a cellák élettartamát növelik. A galvanikus elválasztás nélküli DC-DC konverereknek széles felhasználási területét az akkumulátoros készülékek adják. Az akkumulátorok feszültsége működés közben széles-tartományban változhat, ezért erre érzékeny áramkörök táplálására ebből stabil kimenőfeszültséget előállító átalakítót használunk.

## E.2.2. Galvanikus elválasztású DC-DC átalakítók

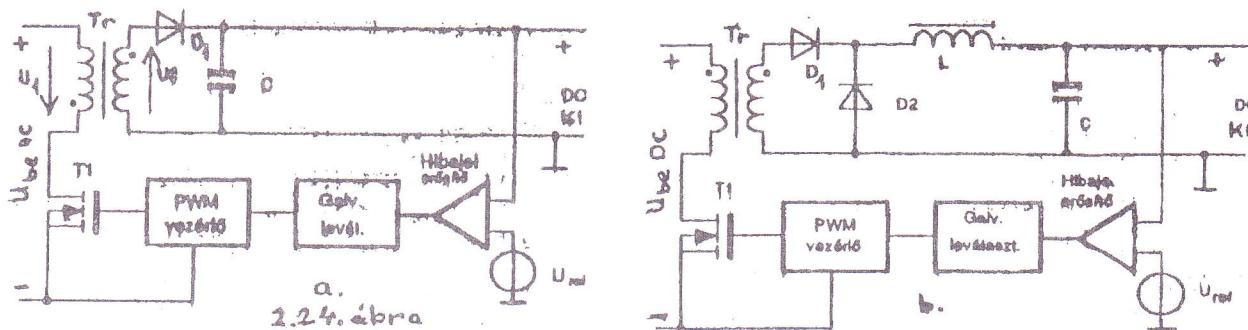
Az energiaátvitel (impulzus) transzformátoros, a visszacsatoló ágban lévő szabályozó áramköri rész transzformátoros vagy opto-csatolós galvanikus elválasztású. Az energiaátvitel háromféle alapáramkörrel történhet:

**flyback** (visszafutásos, vagy záróüzemű).

**Forward** (haladó vagy nyitóüzemű) vagy

**push-pull** (ellenütemű) konverter-rel.

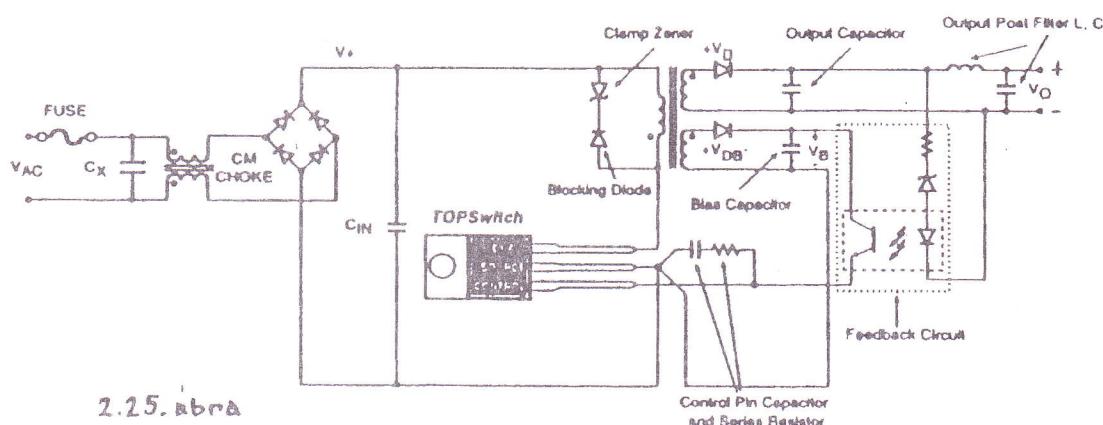
A kis teljesítményű tápegységekben leggyakrabban alkalmazott alapáramkör a **flyback konverter** (2.24.a. ábra). Impulzus-szélesség modulációval szabályoz. A  $T_1$  MOSFET teljesítménykapcsolót PWM vezérő áramkör működteti.  $T_1$  bekapcsolt állapotában felépül a transzformátor fluxusa (az induktivitástól és a feszültségtől függő meredekséggel) lineárisan növekszik a primér áram. A teljes mágneses energia a primér tekercsben tárolódik. Amikor a MOSFET kikapcsol, a felhalmozott energia áttevődik a szekunder oldalra, a terkercesléi irányok a primér és a szekunder oldalon ellenétesek, ezért  $U_2$  most  $D_1$ -re nézve nyitóirányú lesz, a szekunder áram tölti  $C_2$ -öt és a terhelés felé is folyik. A bemenő oldal energiája  $T_1$  zárt állapotában kerül a kimenetre, ezért záróüzemű az átalakító.



Az előzőnél nagyobb áramigény (teljesítményigény) esetén alkalmazható a **forward átalakító** (2.24.b. ábra). A primér és szekunder tekercsek tekercselési iránya megegyezik. A  $T_1$  MOS tranzisztor nyitásakor (a kapcsoló zárásakor) a bemeneti oldal energiája átkerül a szekunder oldalra,  $D_1$  nyit, így az energia a terhelésre jut (ezért nyitóüzemű az átalakító). A kimeneti oldalon felismerhető a feszültségcsökkentő kapcsolás:  $D_1$  (kapcsoló szereppel),  $L$  energiatároló és szűrő,  $C$  tároló és szűrő.  $D_2$  (catch dióda) védő ás áramúztató dióda  $T_1$  zárt állapotában. A forward konverterekben gyakran harmadik transzformátor tekercs is van, amelyet járulékos, lemagnezesező tekercsként alkalmazunk kiegészítő áramkörrel, feladata megakadályozni a vasmag telítésbe kerülését, valamint energia visszatáplálás a bemeneti oldal pufferkondenzátorába. Forward átalakító látható a Katalógus I-ben az ICL7675 típusú IC-nél is.

100W és fejjel nagyobb kímeneti teljesítmény igény esetén használatos az ellenütemű konverter vagy két kapcsolótranzisztorral vagy hídkapcsolású kapcsolótranzisztor-kondenzátor elrendezéssel.

A 2.25. ábrán egy hálózatról üzemelő kisteljesítményű kapcsolóüzemű tápegység látható flyback DC-DC konverterrel. Műszaki adatok:  $U_{ki}=20V$ ,  $I_{ki}=0.5A$ ,  $\eta=80\%$ . A POWER gyártmányú **TOPSwitch** család egyik típusa a TOP-101YAI, három kimenetű PWM üzemű szabályozó IC. A kapcsoló MOSFET source és drain elektródai valamint egy CONTROL bemenet van kivezetve, ahol a frekvenciakompenzáció és a kimenetről visszavezetett (itt optocsatolóval leválasztott) feszültséggel lehet vezérelni. Az IC bonyolult belső felépítésű: oszcillátor (100kHz-es), impulzus-szélesség modulátor, gate meghajtó, hibajel erősítő, áramkorlátozó (max. 0.9A), lekapcsoló és automatikus újraindító áramkör ( $P_d$  csökkentésére), retcszeléses leállító áramkör (túlfeszültség-védelem), hőmegfutás elleni védőáramkör (ha a MOSFET réteghőmérséklete túllép egy lekapcsolási értéket, (145°C-ot), áramgenerátor.

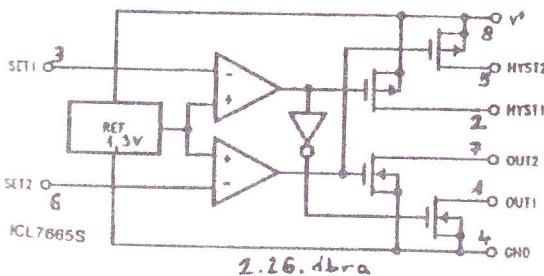


A tápegység bemeneti, hálózati oldalán a  $C_x$  jelű, 100nF-os kondenzátor és a 2x33mH értékű EMI fojtóterekcs (CM choke) a zavarkisugárzást fognak el. A kimeneten lévő járulékos LC szűrő  $U_{ki}$  hullámosságát (ripple) csökkenti. A  $C_{IN}$  és  $C_{OUT}$  tároló-szűrő kondenzátorok Al-elektrolit típusúak. A FET kikapcsolásakor a primér tekercsen kialakuló feszültséget a csak ebben az esetben nyitó blocking dióda és döntően a megfogó (clamp) zener korlátozza.

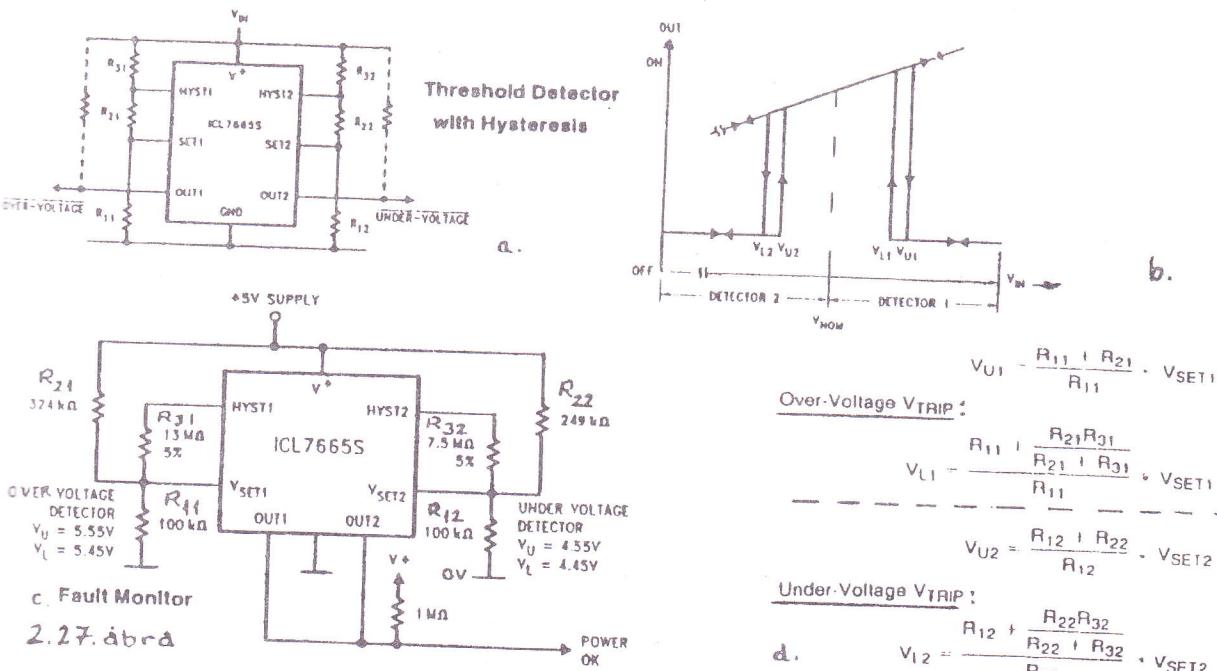
Az előzőektől teljes mértékben eltérően elven működik a telített **vasmagos DC-DC** konverter. Ezt az áramkört itt nem vizsgáljuk, a Példatár II. kötet 9.58. példája részletesen tárgyalja, kérjük lapozza fel az ottani ismertetést! Hasonló, transzformátorosan izolált DC-DC konverter IC pl. a PWS726 típus (Katalógus I.).

### E.3. FESZÜLTSÉGHIBA FIGYELÉS

A tápfeszültség értékének figyelésére, előírt alsó (under) és vagy felső (over) határértéknél jelző integrált áramkör pl. az ICL7665S típusú CMOS mikroteljesítményű felső/alsó feszültség detector (micropower OVER/UNDER VOLTAGE DETECTOR), a nyugalmi áramfelvétel 10 $\mu$ A,  $I_{ki}$  max 20mA sink áram.



használjuk a HIST kimeneteket. A gyakorlatban célszerű minden detektornál hiszterézistartományt is kialakítani (2.27.a. és b. ábra). Tápfeszültség hiba figyelő (FAULT MONITOR) hiszterézises áramkör, az előzőtől egy kissé eltérő hiszterézisbeállítással látható a c. ábrán. A méretezési összefüggések a d. ábrán adottak, a transfer karakterisztika a b. ábra szerinti. Az over és under detektor kimenetek összeköthetők (open drain-üek) és közös felhúzó ellenállással tápfeszültségre kapcsolandók.  $V_{L2} < U_{táp} < V_{U1}$  a tápfeszültség rendben van (POWER OK = power okay).  $V_{SET1,3V}$ .



A méréshez szükséges eszközök és alkatrészek: kettős tápegység, DVM, oszcilloszkóp, hullámforma generátor, dekádellenállás, univerzális mérőpanel, kapcsolóüzemű átalakító célpanel.

Félvezetők: 723 PC, 7805 (és/vagy 78L05), 7905 (vagy 79M05), LM338, LM2575T-5.0, 78S40, LMC7660, ICL 7665, BAY 41 dióda 2 db, 1N5819 (vagy SR 104 v. 11DQ04) Schottky dióda 1 db.

Ellenállások: dekádellenállás 1 db,  $300\Omega$ , 2,7k, 3k, 5,6k, 6,8k, 12k, 85k, 100k 2 db, 249k, 324k, 1M, 75M, 13M $\Omega$ .

Kondenzátorok: 10 $\mu$ F Al-elko 25V 2 db, 100 $\mu$ F Al-elko 20V, 330 $\mu$ F Al-elko 20V, 100nF kerámiatárcsa 2 db, 1nF, 200pF, 100pF.

Induktivitások: 330 $\mu$ H, 100 $\mu$ H.

## HÁZI FELADAT

### 1. Gyakorló számítások a lineáris feszültségszabályozó működéséhez

- Rajzolja össze a 723 blokksémáját (2.25.a. ábra) és az  $U_{ki} > U_R$  áramkorlátozott stabilizátor (2.6.a.) kapcsolási rajzát!
- Méretezzen 723C-vel  $I_{ki \max} = 30mA$ , a.)  $U_{ki} = 10V$ , b.)  $U_{ki} = 5V$  specifikációjú stabilizátort!  $R_1 + R_2 \approx 10k\Omega$  legyen, írja elő  $U_{be}$  értékét!
- Számítsa ki  $\Delta U_{ki}$  típ. és max értékét, ha  $U_{be}$  12V...15V,  $I_{ki}$  1mA...50mA értéktartományban változik és  $U_{ki} = 8V$  ( $T_A = 25^\circ C$ , IC 723C).
- Számítsa ki  $\Delta U_{ki}$  típ. és max értékét  $T_{A \max} = 60^\circ C$ -on!
- Rajzolja meg az  $U_{ki}(I_{ki})$  közelítő karakteristikát számszerű értékekkel a 2.7.a. ábra kapcsolására!  $R_1 = 3k\Omega$ ,  $R_2 = 6,8k\Omega$ ,  $R_3 = 2,7k\Omega$ ,  $R_4 = 5,6k\Omega$ ,  $R_{SC} = 22\Omega$ ,  $C_k = 1nF$ .

### 2. Hárrom kivezetésű stabilizátorok alkalmazása

- Adja meg katalógusból 7805 típusú stabilizátor  $U_{ki}$  névleges és  $\pm \Delta U_{ki}$  tolerancia értékét,  $I_{kimax}$  és  $I_{rz}$  értékét hűtéssel, továbbá  $U_{bemax}$ , DROPOUT feszültség, L.R. és LO.R értékeit!
- Méretezzen hűtőborda hőellenállást, ha  $U_{beDC} = 15V \pm 15\%$ ,  $\Delta U_{be} = 2Vpp$ ,  $I_{kimax} = 0,3A$ , 7805C,  $T_{A \max} = 75^\circ C$ , T-220.
- Rajzoljon és méretezzen  $U_{ki}$  7,5V...9V között beállítható névleges  $U_{ki DC}$  értékű stabilizátort (7805 IC adott)!
- Méretezzen áramregulátort  $I_{ki} = 200mA$ -re (7805)!

### 3. Kapcsolóüzemű DC-DC átalakítók méretezése

- Méretezzen DC-DC konvertert  $U_{be}=25V$ ,  $U_{ki}=10V$ ,  $I_{kinax}=0,5A$ ,  $\Delta U_{ki}=50mVpp$ ! IC 78S40!
  - Méretezzen  $U_{ki}=7,5V$ -ra DC-DC konvertert LM2575HV-ADJ típusú IC-vel (a 2.21.a. ábra alapján)!
  - Rajzolja meg töltéstárolás elvén működő DC-DC konverter blokksémáját a kapcsolók helyzetének figyelembevételével az oszcillátor jel két félperiódusában külön-külön (2.22.a.)!
- \*4 Tápfeszültség-hiba jelző áramkör méretezése

Méretezzen 10V névleges tápfeszültségre monitor áramkört, ha  $\pm 10\%$  a megengedett maximális változás és 200mV zavarvédelemre van szükség!

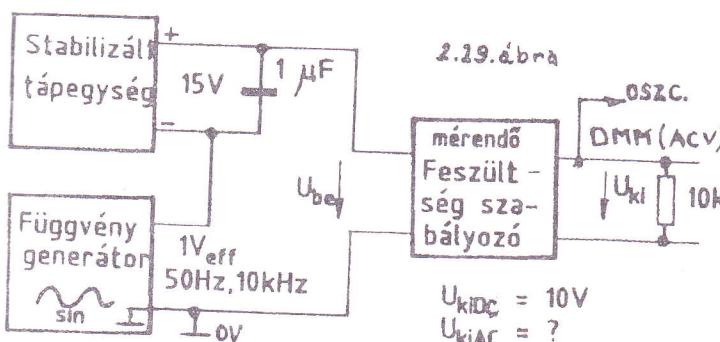
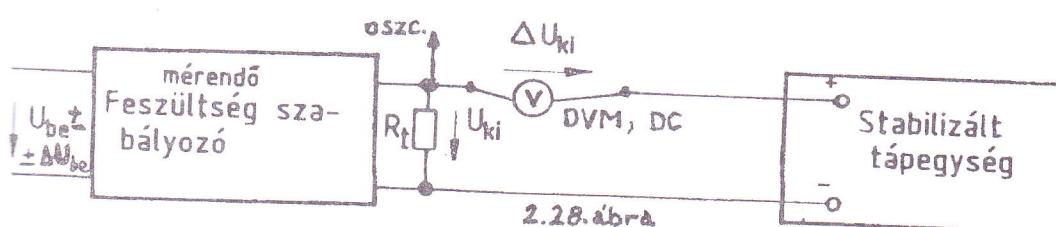
## MÉRÉSI FELADATOK

### M.1. Lineáris feszültség stabilizátor 723-mal

Állítson össze stabilizátor áramkört a 2.6.a. ábra alapján:  $R_1=3k\Omega$ ,  $R_2=6,8k\Omega$ ,  $R_{SC}=22\Omega$ ,  $R_3=0\Omega$ ,  $C=100pF$ ,  $U_{be}=15V$ .

Mérje a stabilizátor jellemzőit  $I_{ki}=20mA$ -nél:

- vizsgálja oszcilloszkóppal a kimenő feszültséget (nincs-e instabilitás, elegendő-e a 100pF-os frekvenciakompenzáció),
- mérje  $U_{ki}$  DC feszültséget
- mérje a LINE REG. tényezőt ( $U_{be}$  13,5V...18V közötti megváltozásánál  $\Delta U_{ki}=?$ , mérés a 2.28. ábra szerint)



- mérje a RIPPLE REJECTION, hullámosságellenállási tényezőt (a mérést a 2.29. ábra tömbvázlata alapján végezze, ügyeljen a földelt be- vagy kimenetű műszerek helyes bekötésére).

Minden mérésnél legyen a stabilizátor kimenetén oszcilloszkóp, amivel ellenőrizheti a helyes működést (DVM-mel ez nem végezhető el!). Mérési eredményeit vagy a HF eredményeivel vagy az ide vonatkozó katalógusadatokkal összevetve ellenőrizze!

**M.1.2.** Méréssel vegye fel visszahajló (FOLD BACK) áramhatároló karakterisztikáját!

Állítsa össze az áramkört a 2.7.b. ábra alapján:  $R_1=3\text{k}\Omega$ ,  $R_2=6,8\text{k}\Omega$ ,  $R_3=2,7\text{k}\Omega$ ,  $R_4=5,6\text{k}\Omega$ ,  $R_{SC}=22\Omega$ ,  $C_k=1\text{nF}$ .

Dekádellenállással változtatva  $R_t$  értékét mérje az összetartozó  $U_{ki}-I_{ki}$  értékpárokat (max. öt pontban) a HF.1.e számításai alapján pl.  $I_{KNEE}$ ,  $I_{SHORT}$ . Rajzolja meg a karakterisztikát! Számítsa ki  $P_{dmax}$  értékét, ha  $U_{be}=12\text{V}$ .

## **M.2. Feszültségstabilizátor**

**M.2.1.** Kösse be a stabilizátort a be- és kimeneten lévő kondenzátorok nélkül a 2.10.1. ábra szerint,  $U_{be}=10\text{V}$  legyen.

Vizsgálja a kimenő feszültséget üresjáratban, majd  $R_t=100\Omega$  terheléssel (oszcilloszkóppal vizsgálja  $U_{ki}$ -t). Az IC 7805. Szükség esetén helyezzük el a be- és kimeneten  $C_1$ -et és  $C_2$ -öt.

**M.2.2.** Vizsgálja a DROPOUT VOLTAGE értékét az előző kapcsolásban! Az  $U_{be}$  értékét addig csökkentse, amíg  $U_{ki}$  értéke észrevehetően (pl. 2%-kal) nem csökken,  $R_t=100\Omega$  legyen!

**M.2.3.** Állítson össze és méréssel vizsgáljon beállítható kimenő feszültségű stabilizátort!  $R_1=300\Omega$ ,  $R_2=0\dots300\Omega$ , mert a 7805 quiescent,  $I_Q$  árama  $4,3\text{mA}$  tipikus.

(Az IC választékból, ha tehetjük, válasszuk a 78L05 típust.)

**M.2.4.** Állítson össze  $50\text{mA}$  állandó áramú akkumulátor töltőt (2.10.13. ábra)!

$R_1=U_{xx}/I_{ki}=5\text{V}/50\text{mA}=0,1\text{k}\Omega$ , IC 7805. Mérje a kimenő áramot két terhelés értéknél!

**\*M.2.5.** Mérje negatív feszültségstabilizátor kimenő feszültségét (a 2.11.2. vagy a 2.11.3. ábra kapcsolása szerint). A mérés alkatrészválasztékából a 79XX típust válassza ki, az XX feszültséghez válassza meg  $U_{be}$  negatív értékét!

**\*M.2.6.** Állítson össze kettős beállítható kimenő feszültségű stabilizátort (78MXX és 79MXX integrált típusokkal)! Ügyeljen a két stabilizátor IC eltérő tokkivezetésére!

## **M.3. Kapcsolóüzemű DC-DC konverterek (78S40 és LM2575)**

**M.3.1.** Állítson össze és méréssel vizsgáljon buck típusú DC-DC konvertert 78S40 típusú szabályozóval (2.17. ábra)!

$U_{be}=20V$ ,  $R_1=85k\Omega$ ,  $R_2=12k\Omega$ ,  $L=330\mu H$ ,  $C_{ki}=470\mu F$ ,  $U_{ki}=10V$ . Az áramkör jellemzői az E 2.1. fejezetben megtalálhatók. Az áramkört célpanelen előkészített alkatrészekből rövid mérővezetékkel állítsa össze.

\*M.3.2. Állítson össze és méréssel vizsgáljon feszültségnövelő DC-DC konvertert 78S40 szabályozóval (2.18. ábra).

M.3.3. Állítson össze és méréssel vizsgáljon feszültségcsökkentő, buck DC-DC konvertert LM7525T-5.0 típusú szabályozó IC-vel (2.19. ábra)! Az építésnél a 2.21. a. ábra szerint huzalozzon ( $R_1$  és  $R_2$  nélkül). DVM és oszcilloszkóp segítségével mérje a kimeneti feszültséget és ellenőrizze a 2.20. ábrán látható kapcsolóüzemű hullámformákat.

\*M.3.4. Állítsa össze és méréssel vizsgálja az alacsony bemeneti feszültséget figyelő és alsó értéknél kikapcsoló DC-DC konvertert (2.21. ábra)!

#### M.4. Tárolóinduktivitás nélküli DC-DC konverterek (LMC7660).

M.4.1. Építsen negatív kimeneti feszültségű töltéstárolós konvertert pozitív bemeneti egyenfeszültséggel táplálva (2.22.b. ábra)! Oszcilloszkóppal vizsgálja az áramkör működését és a kimeneti feszültséget!  $U_{be}=12V$  legyen, IC típus LMC7660,  $C_p=C_r=10\mu F$ .

M.4.2. Építsen és vizsgáljon méréssel töltéspumpálás elvén működő DC-DC feszültségkétszerző átalakítót (2.23.b. ábra).

$U_{be}=8V$  legyen, az IC típus 7660,  $C_p=C_r=10\mu F$   $D_1$  és  $D_2$  BAY 41.

#### \*M.5. Transzformátoros elválasztású DC-DC konverterek

\*M.5.1. Vizsgálja méréssel telített vasmagos DC-DC konverter áramkört (amely célpanelen megépített áramkör)!

\*M.5.2. Vizsgálja méréssel TOPSwitch IC-vel felépített flyback típusú DC-DC konvertert!

#### M.6. Tápfeszültség-hiba monitor

Építse meg a tápfeszültségfigyelő és hibajelző áramkört (2.27.c. ábra). A tápfeszültség változtatásával ellenőrizze a működést, mérje a billenési és a hibajelző szinteket!

### ELLENŐRZŐ KÉRDÉSEK

1. Rajzoljon szabályozástechnikai egységekből, majd áramkori egységekből álló tömbvázlatot lineáris üzemű feszültség stabilizátorra, magyarázza a működést!
2. Rajzolja meg 723 típusú integrált feszültségszabályozó belső áramkori egységeit és rajzoljon ehhez stabilizátor kapcsolást a.)  $U_{ki}>U_{Ref}$  b.)  $U_{ki}<U_{Ref}$  előírásra!

3. Rajzolja meg az áteresztő tranzisztor és az áramhatároló kapcsolási részt a.) áramgenerátoros, b.) visszahajló karakterisztikájú védelemre!
4. Definiálja, értelmezze a stabilizátorok jellemzőit: a.) LINE REGULATION, b.) LOAD REG., c.) TC OUTPUT VOLTAGE, d.) RIPPLE REJECTION, e.) DROPOUT VOLTAGE!
5. Adja meg a 4. kérdésben szereplő paraméterek mérését és a műszerválasztást!
6. Adja meg feszültségstabilizátorok határadatainak értelmezését!
7. Rajzoljon három kivezetésű lineáris feszültségstabilizátorral pozitív feszültségű stabilizátort a.) az IC névleges feszültségére, b.) névleges XX feszültségnél nagyobb, beállítható értékre, c.) állandó áramú kimenetre, d.) külső áteresztő tranzisztorral megnövelt kimeneti áramra!
8. Magyarázza el a programozható stabilizátor, a 0V-tól szabályozható kimenő feszültségű és az akkutöltő áramkör működését a 2.10. ábra alapján!
9. Ismertesse a kapcsolóüzemű stabilizátorok működési elvét az általános tömbvázlat és a jelalakok alapján!
10. Rajzoljon kapcsolást és ismertesse a működést a.) buck, b.) boost, c.) inverting energiaátviteli áramkörnél!
11. Rajzolja meg kapcsolóüzemű stabilizátor IC (pl. 78S40 vagy LM 2575) blokksémáját és rajzoljon ennek felhasználásával a.) feszültség csökkentő, b.) feszültségnövelő DC-DC konvertert!
12. Magyarázza el a 2.21.b. és c. ábra alapján a késleltetett indítást és az alacsony feszültségnél kikapcsoló áramkör működését!
13. Adjon rövid összefoglalást kapcsolóüzemű DC-DC konverterek kapcsoló eszközeiről, a kimeneti szűrőkondenzátorról!
14. Ismertesse az elektromágneses zavarvédelem lényegét! Adja meg az EMI, RFI és az MFI értelmezését!
15. Rajzoljon induktivitás nélküli kis kimeneti áramú DC-DC konvertert, ismertesse a működést: a.) töltéstárolás, b.) töltéspumpálás elvén működőt!
16. Rajzoljon galvanikus elválasztású DC-DC konvertert, ismertesse a működést: a.) flyback, b.) forward típusú kapcsolásoknál! Értelmezze az elnevezést is!