

A JAVÍTOTT HATÁSFOKÚ POLARITÁSVÁLTÓVAL MEGÉPÍTETT ANALÓG MPPT

Szegedi Péter mérnök százados

egyetemi tanársegéd

Zrínyi Miklós Nemzetvédelmi Egyetem

Vezetés- és Szervezéstudományi Kar

Fedélzeti Rendszerek Tanszék

A Repüléstudományi Közlemények IX. évfolyam 23. számában megjelent A maximális teljesítményű pont követésének lehetőségei napelemes rendszerekben 2. cikkemben közölt analóg MPPT méretezését mutatom be.

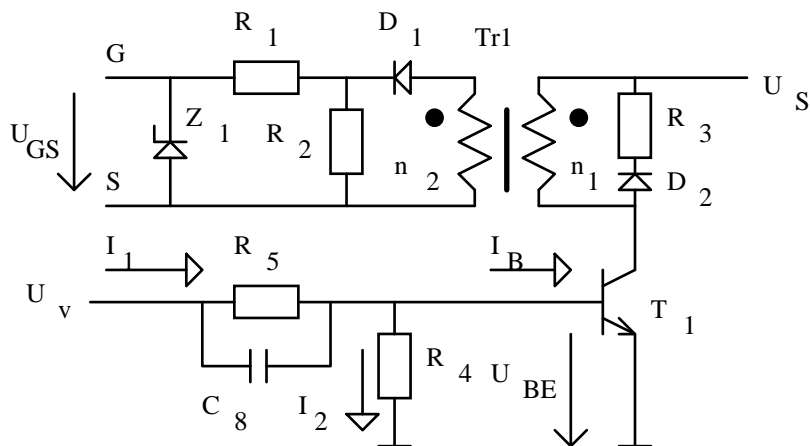
4. A JAVÍTOTT HATÁSFOKÚ POLARITÁSVÁLTÓVAL MEGÉPÍTETT ANALÓG MPPT MÉRETEZÉSE

4.1 A "galvanikus leválasztású meghajtófokozat 1." méretezése

A napelem leválasztó- (FET1) és a konverterkapcsoló (FET2) egy-egy N csatornás IRF540 típusú FET. A FET egy vezérelt kapcsoló, vezérlése a Gate kivezetésén keresztül U_{GS} feszültség változtatásával történik. A vezérlést galvanikus leválasztáson keresztül valósítottuk meg, amit a "galvanikus leválasztású meghajtófokozat 1., 2." végzik. A "galvanikus leválasztófokozat 1." áramköri megvalósítása a 1. ábrán látható.

A Gate szigetelő rétege $\pm 20V$ -nál átüt és tönkremegy a kapcsolóeszköz. A Z_1 ZPD 11 típusú zener dióda $+11V$ -nál lekorlátozza az U_{GS} feszültséget, így védi a FET1-et az esetleges túlfeszültségtől. Az $R_1=10\Omega$ -os ellenállás egy áram korlátozó elem, a Gate védelmében. Az R_2 nagy értékű $1M\Omega$ -os ellenállás a kikapcsolás gyorsítása és a C_{GS} kapacitás töltésének "kisütése" a feladata. A FET1 C_{GS} kapacitásával egy párhuzamos RC tagot képez, aminek az időállandója $\tau=1M\Omega \cdot 1nF=1\mu sec$. Figyelembe véve, hogy a kapcsolási frekvencia $f=50kHz$ így biztosítva van a C_{GS} kapacitás teljes "kisülése". A D_1

1N4148 típusú dióda a kikapcsolási időre leválasztja a Gate-t a Tr₁ transzformátorról. A Tr₁ transzformátor galvanikusan elválasztja a FET1-et a meghajtásától.



1. ábra "Galvanikus leválasztású meghajtófokozat 1."
áramköri rajza

Méretezéséhez a következő kiindulási adatokra van szükség:

- az induktivitás maximális mágnesezési áram változása $\Delta I=10\text{mA}$,
- a segéd feszültség $U_S=8,5\text{V}$,
- a periódusidő $T=20\mu\text{sec}$ ($T_{be}=10\mu\text{sec}$, $T_{ki}=10\mu\text{sec}$), $f=50\text{kHz}$,
- a ferritmag megengedett maximális indukciója $B_{max}=0,1\text{T}$.

A Tr₁ transzformátor n₁ tekercsének az induktivitását a következő összefüggés segítségével határoztuk meg:

$$L = \frac{U_S}{\Delta I} T_{be} \quad (4.1)$$

Az adatok behelyettesítése után $L=8,5\text{mH}$ lett az n₁ tekercs induktivitása. A megépítés egyszerűsítése miatt Tr₁-t, Tr₂-t, Tr₃-t egyformára készítettük, $L=14,3\text{mH}$ -re. Az

induktivitáshoz a vasmag választásának szempontja egy magállandó, az úgynevezett effektív mágneses térfogat. A tekercset egy 25x15x10-es N30-as ferritgyűrűre tekercseltük $n_1=57$ menetet, $n_2=63$ menetet a következő számítások alapján:

$$\frac{V_m}{\mu} = \frac{I^2 L}{B_{\max}^2} = 80 \left[\mu \frac{\text{m}^4}{\text{H}} \right] \quad (4.2)$$

V_m : effektív mágneses térfogat

μ : a mágneses anyag permeabilitása

I : a tekercs maximális árama

A kiválasztott ferritmag tulajdonságai:

$A_L=4400\text{nH}$ (egy menet induktivitása),

$l_E=63\text{m}$ (effektív mágneses hossz),

$A_E=51\text{mm}^3$ (effektív mágneses keresztmetszet)

$V_m=3210\text{mm}^3$

$\sum \frac{l_E}{A_E} = 1235,29$ (a ferritmag forma faktora)

$$\mu = A_L \sum \frac{l_E}{A_E} = 0,005435 \quad (4.3)$$

$$\frac{V_m}{\mu} = 590,62 \mu \frac{\text{m}^4}{\text{H}} > 80 \mu \frac{\text{m}^4}{\text{H}} \quad (4.4)$$

Tehát a választott ferritmag a követelményeknek megfelel. A tekercs induktivitásának értékéből és a ferritmag A_L értékéből számítható a tekercs menetszáma a következők szerint:

$$n = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = 57,0087 \quad (4.5)$$

Tehát a Tr_1 transzformátor n_1 -es tekerese 57 menetből áll. Mivel a transzformátor áttételét 1:1,1-re választottuk, így $n_2=63$ menet lett. A transzformátor megtekercselése után az induktivitások értékei a következők lettek:

$$L_{1\text{mért}} = 12,56\text{mH} \text{ és } L_{2\text{mért}} = 15,84\text{mH} \quad (4.6)$$

Az R_3 -as ellenállás méretezésére az induktívitás lemágnesező árama miatt volt szükség. A T_1 tranzisztor kollektor feszültségének maximális megengedett értéke 40V. Az R_3 -as ellenállás értékével lehet szabályozni, hogy a feszültség ne legyen magasabb. $U=33\text{V}$ -ban maximáltuk a feszültséget, az áram az előzőekben megválasztott 10mA, így $R_3=3300\Omega$.

Az R_3 ellenállással sorba kapcsolt D_2 dióda feladata, hogy a ellenállás csak a lemágnesező áram útjába legyen és ne terhelje feleslegesen az U_S segéd feszültség-generátort. A D_2 dióda 1N4148 típusú.

A visszaellenőrzés, hogy a választott induktívitás teljesíti-e a kiindulási feltételeket:

$$\Delta I = \frac{U_S \cdot T_{be}}{L} = 6,767\text{mA} \quad (4.7)$$

$$I_V = \frac{U_S}{R_3} = 2,575\text{mA} \quad (4.8)$$

I_V az az érték, ami felé az induktívitás τ időállandóval tart, de a kikapcsolási idő végén még nem éri el. A kikapcsolási idő végén az áram értéke : $I_{v\check{g}}$.

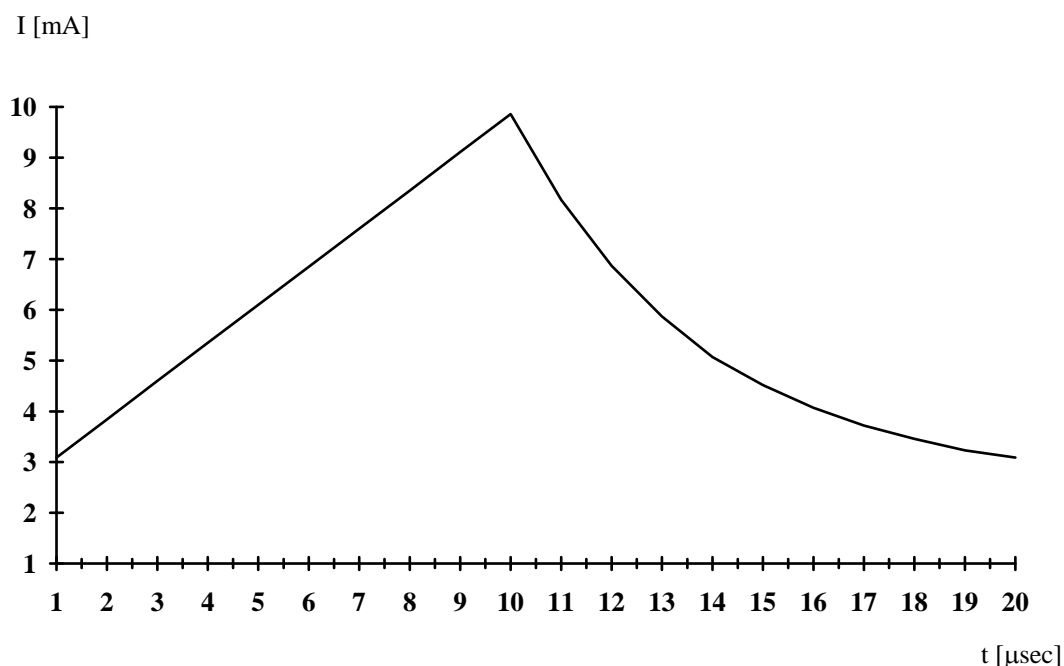
$$I_{v\check{g}} = (I_{\text{max}} - I_V) \cdot e^{-\frac{T_{ki}}{\tau}} + I_V = 3,099\text{mA} \quad (4.9)$$

$$\tau = \frac{L_1}{R_3} = 3,8\mu\text{sec} \quad (4.10)$$

$$(I_{MAX} - I_V) \cdot e^{-\frac{T_{ki}}{\tau}} + I_V + \Delta I = I_{MAX} \quad (4.11)$$

$$I_{MAX} = \frac{\Delta I + I_V - I_V \cdot e^{-\frac{T_{ki}}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_{ki}}{\tau}}} = 9,86 \text{mA} \quad (4.12)$$

A megvalósított transzformátor teljes mértékben megfelel az előzetes feltételeknek. Az induktivitás áramának egy periódusa a 2. ábrán látható.



2. ábra L_1 induktivitás áramának időfüggvénye

A karakterisztikából leolvasható, hogy a periódusidő végén nem nulla az induktivitás árama. A maradék áram az előzőekben kiszámolt $I_{Vég}$. Ez az áram a ferritmag veszteségein disszipálódik el.

A T_1 tranzisztor feladata, hogy a transzformátor áramát impulzus árammá alakítsa. A tranzisztornak bekapcsoláskor fellépő nagy áramot - kb. 1A - károsodás nélkül kell elviselnie, ezért esett a választás a 2N2222A típusú npn tranzisztorra. A

tranzisztor I_B bázisáramát R_4 és R_5 bázisosztó ellenállások állítják be. Az U_S feszültségből R_{15} , R_{16} ellenállásosztóval leosztott feszültség $U_V=4,25V$, és $I_1=190\mu A$, $U_{BE}=0,6V$ alapján

$$R_5 = \frac{U_V - U_{BE}}{I_1} = 19210,5\Omega \quad (4.13)$$

Az eredményül kapott ellenállás nem szabványértékű, így az R_5 ellenállás kerekített értéke $20k\Omega$. A bázisosztó másik felét az R_4 -es ellenállást is $20k\Omega$ -ra választva az $I_2=30\mu A$, mivel az $I_1=I_2+I_B$, ebből következően $I_B=160\mu A$.

A C_8 kondenzátor feladata, hogy minden bekapcsolási idő elején gyorsítsa a T_1 tranzisztor bekapcsolását. Az R_5 ellenállást rövidre zárja minden bekapcsolási idő elején. Méretezéséhez az időállandót meg kell határozni. $\tau=3\mu sec$ -ot választottuk, mivel a $20\mu sec$ -os kapcsolási időnél lényegesen kisebb, így a kondenzátor a felhalmozott töltést le tudja adni az R_5 ellenálláson keresztül. A $\tau=RC$ képletből következik, hogy

$$C_7 = \frac{\tau}{R_5} = 150pF \quad (4.14)$$

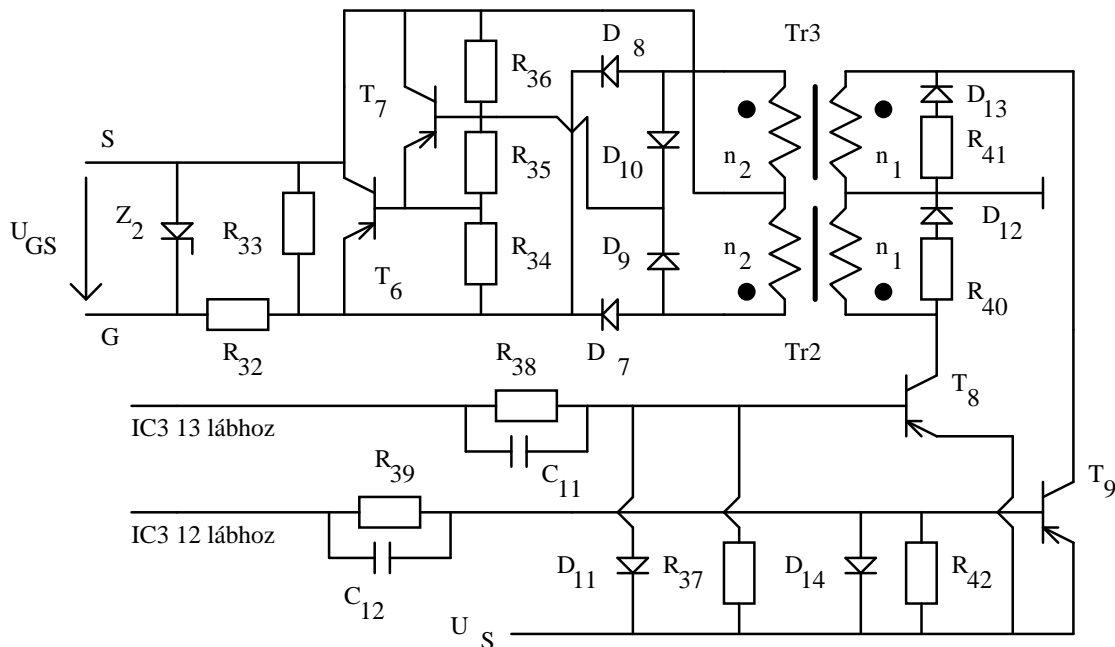
értékű lett. [1], [2], [3]

4.2. A "galvanikus leválasztású meghajtófokozat 2." méretezése

A konverter kapcsoló vezérlését is galvanikus leválasztáson keresztül valósítottuk meg. A PWM-ről érkező jeleknek megfelelően működteti a konverter kapcsolót, illetve galvanikus elválasztást biztosít a Gate részére, hogy a vezérlés egyáltalán megvalósulhasson. Az áramkör felépítése a 3. ábrán látható.

A Z_2 ZPD 11-es típusú zener dióda itt is a Gate védelmét szolgálja, mint a "galvanikus leválasztású meghajtófokozat 1."-nél. Az $R_{32} = 10\Omega$ -os ellenállás egy áramkorlátozó ellenállás. Az $R_{33}=100\Omega$ -os ellenálláson a Gate kapacitása kezd kiszülni

amikor a Gate vezérlése megszűnik. A kikapcsolás gyorsítása érdekében egy kikapcsolást gyorsító T_6 , T_7 , R_{34} , R_{35} , R_{36} elemekből felépülő áramkört alkalmaztunk.



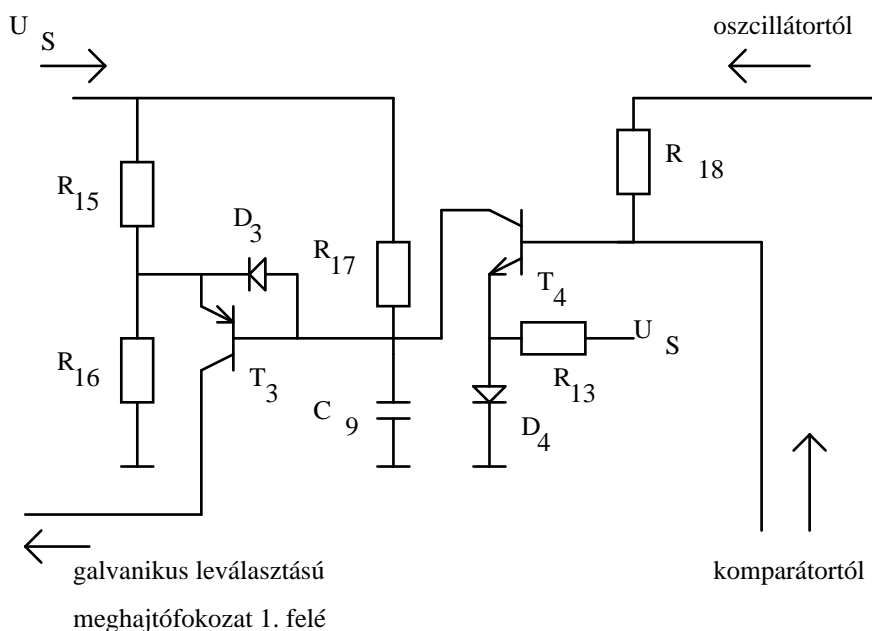
3. ábra Galvanikus leválasztású meghajtófokozat 2.
áramköri felépítése

A T_6 tranzisztort 2N2905A típusúra választottuk, mert 0,8-1A-es kollektor áramot is el kell viselnie károsodás nélkül. A T_7 -es tranzisztor BC 212 típusú, bázis áramát $715\mu\text{A}$ -re állítottuk az $R_{36}=10\text{k}\Omega$ -os ellenállással. A bázisosztó többi elemét R_{34} ellenállást $1\text{k}\Omega$ -ra, R_{35} ellenállást 100Ω -ra méreteztük. Akkor, ha a Gate vezérlőjelet kap a tranzisztorok nem vezetnek, de az R_{34} , R_{35} , R_{36} ellenállásokból felépülő osztólánc egy folyamatos terhelést (veszteséget) jelent. Ha van vezérlése a Gate-nak, akkor a D_7 , D_8 , D_9 , D_{10} 1N4148 típusú diódák vezetnek, egyébként a transzformátorokat leválasztják a Gate-ról. A Tr_2 és Tr_3 transzformátorok, és az $R_{40}=3,3\text{k}\Omega$, illetve $R_{41}=3,3\text{k}\Omega$ lemágnesező ellenállások méretezése a 4.1. bekezdésben leírtak szerint történt. A D_{12} , D_{13} diódákat, amelyek a felesleges terhelés miatt a lemágnesező ellenállásokat választják le a segéd feszültségről, 1N4148 típusúra választottuk. A T_8 , T_9 2N2905A típusú tranzisztorok a PWM-ről érkező impulzussorozatnak megfelelően a

transzformátorokra kapcsolják az U_S feszültséget. A D_{11} , D_{14} 1N4148 típusú diódák, a T_8 , T_9 tranzisztorok bázis-emitter átmenetét védik a tranzisztorok kikapcsolt állapotában fellépő túlfeszültségtől. A C_{11} , C_{12} kondenzátorok a tranzisztorok bekapcsolását gyorsítják, értékük 150pF. Méretezésükhöz időállandót határoztunk meg, $\tau=450\text{nsec}$ -ot. Az R_{37} , R_{38} , R_{39} , R_{42} ellenállások értékét $3\text{k}\Omega$ -ra választottuk, a tranzisztorok bázisáramának biztosítására. [1], [3]

4.3. A monostabil multivibrátor méretezése

A monostabil multivibrátor a "galvanikus leválasztófokozat 1." vezérléséhez megfelelő kitöltési tényezőjű impulzussorozatot állít elő, a kapcsolási rajza a 4. ábrán látható.



4. ábra Monostabil multivibrátor áramköri felépítése

A T_4 BC 182 típusú tranzisztor bázisát az oszcillátorról érkező tüimpulzussorozat vezérli. A bázis egy $R_{18}=10\text{k}\Omega$ -os ellenálláson keresztül kapcsolódik az oszcillátor kimenetére. Az értékét az oszcillátor kimeneti feszültsége: $U_{\text{oszciki}}=3,5\text{V}$, a tranzisztor bázisának árama: $I_B=250\mu\text{A}$, a D_4 dióda feszültsége: $U_{D4}=0,4\text{V}$ ismeretében

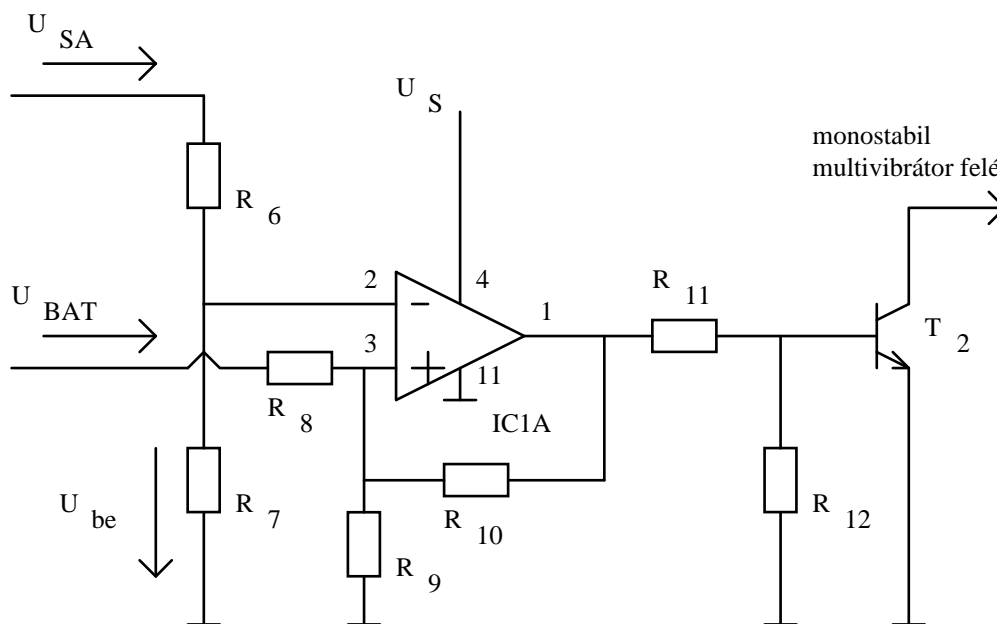
számoltuk ki. Az impulzus ideje alatt T_4 vezet, ekkor C_9 kondenzátor töltése D_4 diódán keresztül "kisül". A D_4 dióda 1N4148 típusú és feladata, hogy a T_4 emitter potenciálját "megemelje". A dióda feszültségét az R_{13} előfeszítő ellenállással 0,4V-ra állítottuk. Az R_{13} ellenállás értékét $U_S=8,5V$, illetve $I_{D4}=7,9\mu A$ alapján $100k\Omega$ -ra választottuk. Az emitter potenciál növelésének a következménye, hogy a komparátor nagyobb biztonsággal tudja letiltani a T_4 működését. Amikor T_4 lezár akkor C_9 kondenzátor U_S feszültségről R_{17} ellenálláson, illetve R_{15} , R_{16} feszültségosztóval leosztott 4,5V-ról T_3 BC 212 típusú tranzisztoron keresztül töltődik, mindaddig, amíg C_9 potenciálja annyira megemelkedik, hogy T_3 -at lezárja. Ezután már csak R_{17} ellenálláson keresztül töltődik.

A feszültségosztót $R_{15}=R_{16}=10k\Omega$ -ra választottuk, hogy a T_1 tranzisztor bekapcsolásához elég áramot biztosítsunk. Az R_{17} értékének kijelölésekor azt vettük figyelembe, hogy a C_9 kondenzátor töltőárama $150-200\mu A$ legyen, így R_{17} értékét $51k\Omega$ -ban határoztuk meg. A C_9 méretezéséhez $\tau=9\mu\text{sec}$ -ot vettünk figyelembe (az oszcillátor periódusideje $T_{oszc}=15\mu\text{sec}$) és C_9 értékét $470pF$ -ra választottuk. A D_3 dióda 1N4148 típusú és a T_3 tranzisztor bázis-emitter átmenetét védi. [1]

4.4. A komparátor méretezése

A komparátor a napelem leválasztókapcsoló (FET1) működését tiltja le, ha az akkumulátor feszültsége megegyezik a napelem feszültségével. Addig nem engedélyezi a FET1 működését, amíg az akkumulátor feszültsége 2V-tal nagyobb nem lesz a napelem feszültségénél. A komparátor áramköri rajza az 5. ábrán látható.

A komparálást egy LM324-es IC tokba épített műveleti erősítő végzi (IC1A). Negált bemenetére a napelem leosztott feszültségét, a ponált bemenetére a telepfeszültség leosztott értékét kapcsoltuk. Az R_8 és R_9 ellenállásokból felépített feszültségosztó osztja le az akkumulátor feszültségét, az R_6 és R_7 elemekből felépülő pedig a napelem feszültségét.



5. ábra A komparátor áramköri rajza

A leosztásokra azért volt szükség, hogy a műveleti erősítő bemeneti feszültségei kisebbek legyenek a tápfeszültségnél $U_S=8,5V$ -nál. Az ellenállások méretezésekor figyelembe kellett venni, hogy a zavarérzékenységük megfelelő legyen, illetve minél kisebb veszteséget okozzanak. Az R_6 és R_7 ellenállások méretezése: Az előzőleg leírtak alapján $U_{SAmax} = 24V$ esetén U_{be} kisebb kell legyen $8,5V$. A feltételeknek az $R_6=30k\Omega$ -os és $R_7=8,2k\Omega$ -os ellenállások megfelelnek. A napelem feszültségének leosztása miatt a hiszterézis feszültség $\Delta U=2V$ -ról, $\Delta U=K \cdot 2V$ -ra változik ($K = \frac{R_7}{R_7 + R_6} = 0,21$),

ez a visszacsatoló ellenállás értékét befolyásolja.

A visszacsatoló ellenállás értékének meghatározásához az

$$U_H = U_{BAT} \cdot \frac{R_9 \times R_{10}}{R_9 \times R_{10} + R_8} + U_S \cdot \frac{R_8 \times R_9}{R_8 \times R_9 + R_{10}} \quad (4.15)$$

$$U_L = U_{BAT} \cdot \frac{R_9 \times R_{10}}{R_9 \times R_{10} + R_8} \quad (4.16)$$

$$K \cdot \Delta U = U_H - U_L \quad (4.17)$$

egyenletrendszereket R_{10} -re kell megoldani. A megoldás után $R_{10}=147,6k\Omega$ -ot kaptunk. A visszacsatoló ellenállás R_{10} gyakorlati értékét $160k\Omega$ -ra választottuk, mert a kapott érték nem szabványos ellenállás érték.

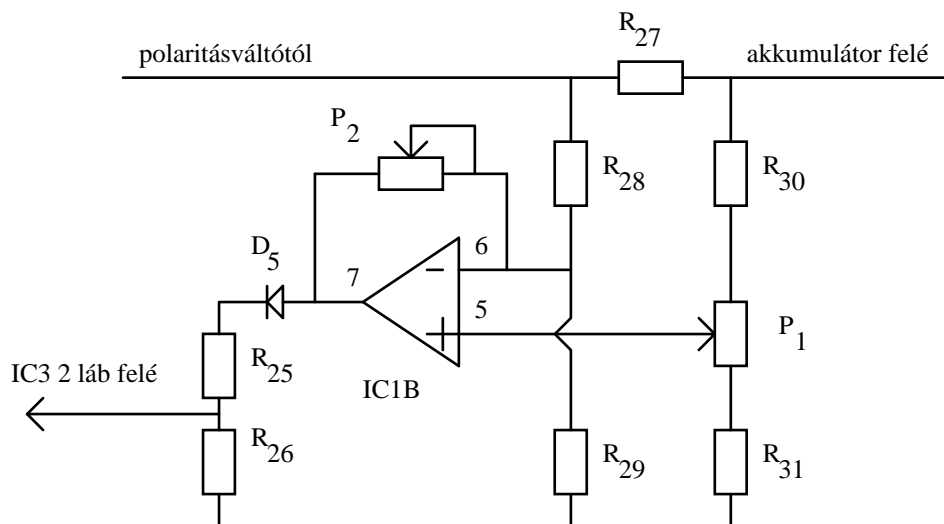
Az R_8 és R_9 ellenállások a műveleti erősítő ponált bemenetének a bemeneti feszültségét csökkentik az $U_S = 8,5V$ -os érték alá, értékük: $R_8=33k\Omega$, $R_9=10k\Omega$.

A T_2 tranzisztor egy BC 182-es típusú tranzisztor, ami a T_4 tranzisztor bázisára földet kapcsol, ha a komparátor letiltó (azaz leválasztó) jelet ad napelem-kapcsolónak (ez $U_{BAT} \geq U_{SA}$ esetén van). A bázisosztó ellenállások értékét a komparátor kimeneti feszültsége ($U_S=8,5V$), illetve a szükséges bázisáram, a minél kisebb fogyasztás és a zavarérzékenység figyelembe vételével $R_{11}=47k\Omega$ -ba és $R_{12}=47k\Omega$ -ba határoztuk meg, ezen ellenállások következtében I_B számolt értéke $77,65\mu A$ lett. [1], [5]

4.5. Az áramerősítő méretezése

Az áramerősítő az áramérzékelő ellenállásról érkező jelek erősítését végzi. A kimenő jele a PWM-et vezérli. A vezérlő jelek csak akkor jutnak érvényre, ha a túlfeszültség-védőáramkör nem kapcsolja föld potenciálra az IC_3 hibajel erősítőjét. Az áramerősítő kapcsolási rajza a 6. ábrán látható.

Az áramérzékelő ellenállást $R_{27}=10m\Omega$ -ra terveztük, hogy minél kisebb legyen a fogyasztása (a teljes napelem-áram átfolyik rajta), de még a zajtól megkülönböztethető nagyságú feszültség legyen a kapcsain. Az érzékelt jelet az IC_{1B} LM324 típusú IC tokba épített műveleti erősítő erősíti. A negált bemenetére $R_{28}=10k\Omega$ -os és $R_{29}=10k\Omega$ -os ellenállásokkal leosztott feszültség jut. A ponált bemenetére $R_{30}=10k\Omega$ -os és $R_{31}=10k\Omega$ -os ellenállásokkal leosztott és a $P_1=1k\Omega$ -os trimmerpotencióméterrel szabályzott feszültség jut. A leosztásokra azért volt szükség, hogy a mért feszültségek értékei a műveleti erősítő tápfeszültségénél kisebb értékűek legyenek. A $P_2=470k\Omega$ -os és a P_1 trimmerpotencióméterekkel az erősítő erősítése állítható.



6. ábra Áramerősítő áramköri rajza

A ponált bemenetére $R_{30}=10\text{k}\Omega$ -os és $R_{31}=10\text{k}\Omega$ -os ellenállásokkal leosztott és a $P_1=1\text{k}\Omega$ -os trimmerpotencióméterrel szabályzott feszültség jut. A leosztásokra azért volt szükség, hogy a mért feszültségek értékei a műveleti erősítő tápfeszültségénél kisebb értékűek legyenek. A $P_2=470\text{k}\Omega$ -os és a P_1 trimmerpotencióméterekkel az erősítő erősítése állítható.

A D_5 1N4148 típusú dióda az erősítő kimenetének leválasztását biztosítja azokra az időszakokra, amikor a túlfeszültség-védőáramkör letiltja a PWM működését.

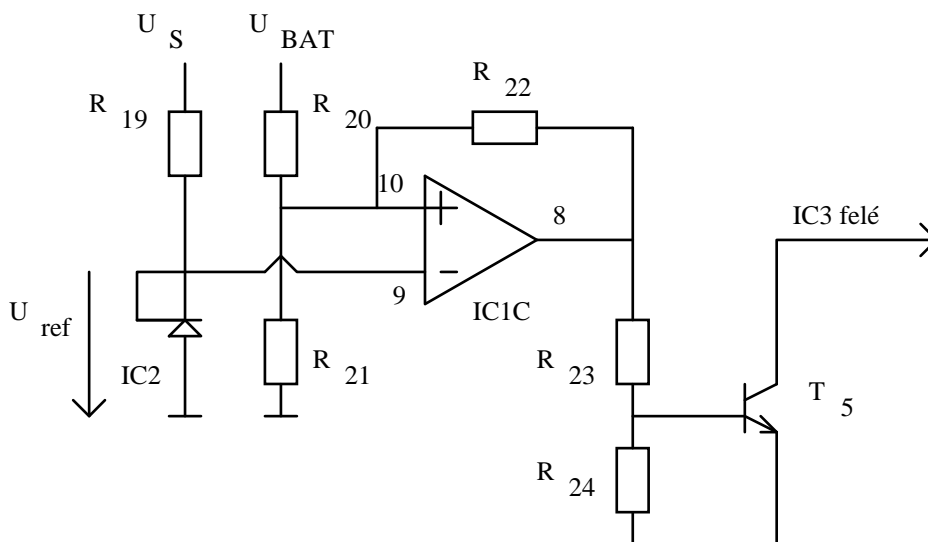
Az $R_{25}=20\text{k}\Omega$ és az $R_{26}=20\text{k}\Omega$ ellenállásokra azért volt szükség, mert a PWM hibajel erősítőjének 5V-os a tápfeszültsége.

Az itt felhasznált ellenállások méretezésénél a kis fogyasztás és a zavarérzékenység közötti optimum keresése volt a meghatározó. [1], [5]

4.6. A túlfeszültség-védőáramkör méretezése

A túlfeszültség-védőáramkör feladata, hogy az akkumulátor túltöltését megakadályozza. Az IC_3 hibajel erősítőjének ponált bemenetét földpotenciálra

kapcsolja, így a PWM vezérlő jelét megszünteti és a konverterkapcsoló vezérlése letiltódik, ennek a következtében az akkumulátor töltése megszűnik. A letiltás $U_{BAT}=13,5V$ -nál következik be, és mindaddig érvényben van, míg U_{BAT} lecsökken $11V$ -ra. A túlfeszültség-védőáramkör kapcsolási rajza a 7. ábrán látható.



7. ábra Túlfeszültség-védőáramkör áramköri rajza

A 7. ábrán látható, hogy a telep feszültségének az összehasonlítását egy stabil referenciafeszültséggel az LM 324-es IC tokba épített műveleti erősítő végzi. A referenciajelnek legalább egy nagyságrenddel stabilabbnak kell lenni a szükséges kimeneti feszültség stabilitásánál. A referenciafeszültség-forrással szembeni követelmény, hogy zajmentes és stabil kapocsfeszültségű eszköz legyen. Ezért a referenciafeszültség előállítására (IC₂) egy TL 430 típusú feszültségstabilizáló referenciaelemet alkalmaztunk, ez egy kis energiaigényű integrált áramkör, aminek az áramát R₁₉ ellenállással állítottuk be. Ahhoz, hogy az IC₂-n eső feszültség stabil 2,5V legyen, ahhoz a bemenő áramát I_{ref} = 0,7-120mA közé kell választani.. Mi U_S=8,5V és R₁₉=10kΩ-al

$$I_{ref} = \frac{U_S - U_{ref}}{R_{20}} \quad (4.18)$$

összefüggés alapján $I=60\text{mA}$ -re állítottuk.

R_{20} és R_{21} osztókra a telepfeszültség leosztása miatt volt szükség. Az osztási arányt a telepfeszültség még megengedett maximális értéke és a referenciafeszültség határozta meg. Az osztó értékének nagyságrend választásában a zavar érzékenységet és a minél kisebb fogyasztást tartottuk fontosnak. Így értékük $R_{20}=39\text{k}\Omega$ és $R_{21}=10\text{k}\Omega$ lett.

Az oszcilláció elkerülése érdekében a letiltás és az engedélyezés között feszültségkülönbséget, úgynevezett hiszterézis feszültséget állítottunk be, az $R_{22}=120\text{k}\Omega$ ellenállással.

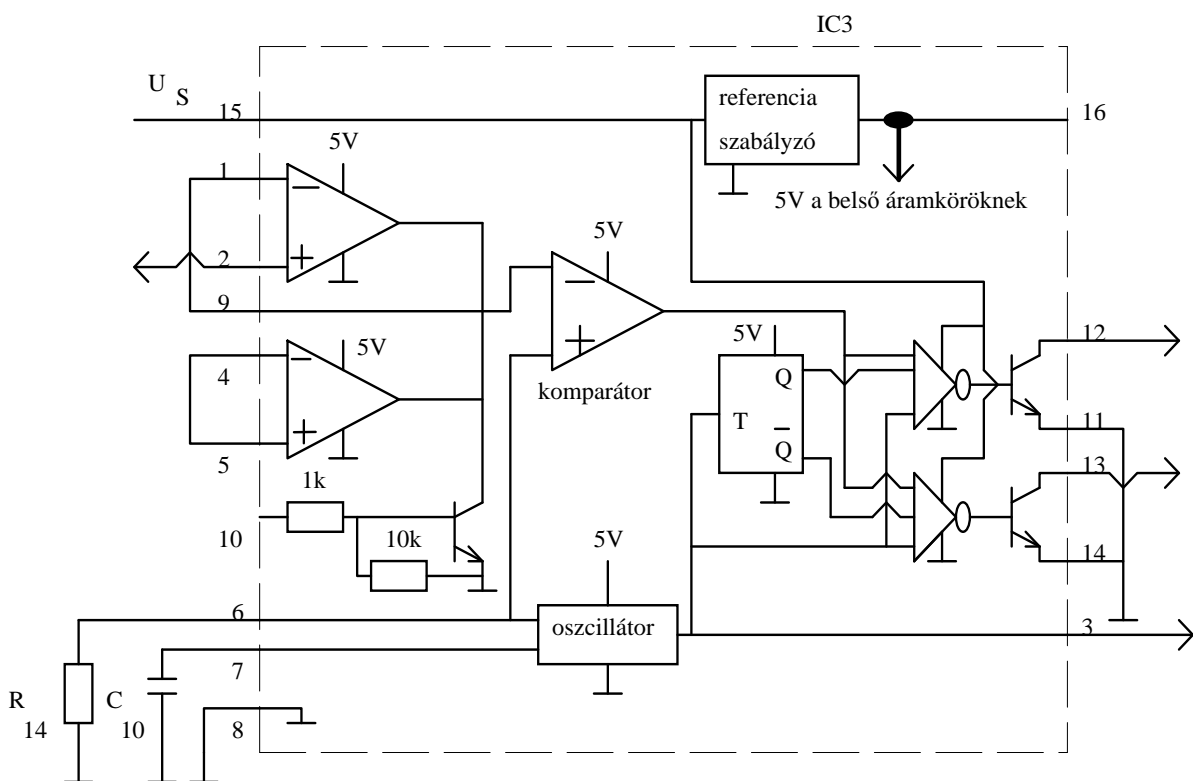
A műveleti erősítő kimenete egy $R_{23}=100\text{k}\Omega$ és $R_{24}=10\text{k}\Omega$ -s ellenállással van lezárva. A kimeneti feszültségosztóval állítottuk be a T_5 -ös BC 182-es típusú tranzisztor bázisáramát. A bázisosztó méretezésénél a műveleti erősítő kimeneti feszültségét (a tápfeszültségét), a T_5 tranzisztor bekapcsolásához szükséges bázisáramot ($I_B=60\mu\text{A}$ -re állítottuk), a minél kisebb fogyasztást, és a még megfelelő zavarérzékenységet vettük figyelembe.

A T_5 tranzisztor alkalmazásának egyik oka, hogy a műveleti erősítő kimeneti feszültsége $U_5=8,5\text{V}$ -al egyezik meg, akkor amikor tiltania kell, így egy invertálásra van szükség, illetve a másik oka, hogy a műveleti erősítő kimenőfeszültsége sem engedélyezéskor, sem tiltáskor nem nulla.

[1], [5], [6]

4.7 A PWM méretezése

A konverterkapcsoló vezérlését, és a napelem leválasztókapcsoló vezérlését a legegyszerűbb egy direkt ilyen célokra gyártott LM 3524-es (IC_3) integrált áramkörre bízni. A vezérlő felépítése a 8. ábrán látható.



8. ábra PWM áramköri rajza

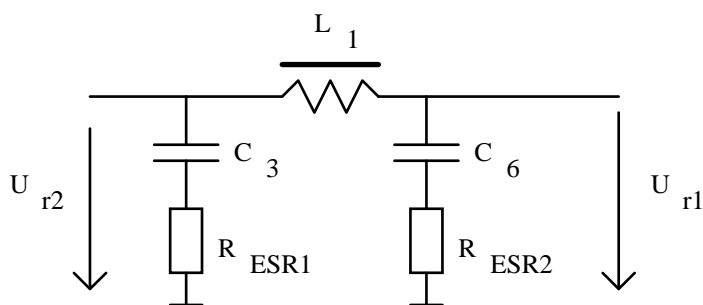
A specifikációban meghatározott $f=50\text{kHz}$ -es működési frekvenciát az IC_3 6-os lábára csatlakozó R_{14} ellenállással és a 7-es lábára csatlakozó C_{10} kondenzátorral lehet

beállítani. Az R_{14} ellenállás értékét $15k\Omega$ -ra és C_{10} kondenzátor értékét $1nF$ -ra választottuk az [5] irodalomban található méretezési diagramok alapján. [5]

4.8. A szűrő méretezése

Minden olyan teljesítményszabályzó, ahol kapcsolóüzemű technikát alkalmaznak, egy zavarforrásnak tekinthető. Ezek a zavarforrások széles spektrumú zavarjeleket generálnak, amelyek az áramimpulzusokból keletkeznek. A rendszerbe jutott zavarjelek amplitúdójának csökkentésére szűrőket kell beépíteni az áramkörbe.

A szűrő méretezéséhez adott az áramkör működési frekvenciája ($f=50kHz$), valamint követelményként meghatároztuk, hogy a konverter $U_{r1}=100mV$ -os ripple feszültségét a szűrő szűrje meg úgy, hogy a szűrő másik oldalán $U_{r2}=10mV$ -os ripple feszültség legyen. A szűrő felépítése látható a 9. ábrán.



9. ábra Szűrő áramköri rajza

A C_6 kondenzátor egyben a polaritásváltó konverter bemenő kapacitása, aminek kapacitásértéke $C_6=220\mu F$, és az ekvivalens soros ellenállása $R_{ESR2}=87m\Omega$

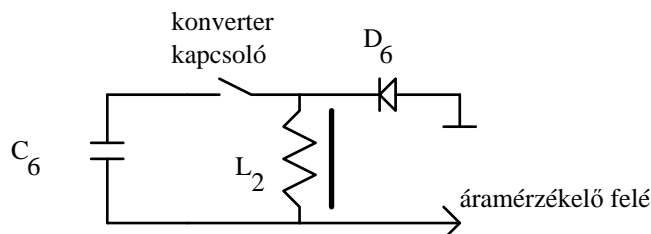
A C_3 kondenzátort $C_3=220\mu F$, $R_{ESR1}=87m\Omega$ értékre választottuk. A működési frekvencián Z_{C3} és Z_{C6} értékeit R_{ESR1} és R_{ESR2} mellett elhanyagoltuk, így

$$U_{r1} \cong U_{r2} \cdot \frac{R_{ESR1}}{R_{ESR1} + \omega L_1} \quad (4.19)$$

képlet alapján $\omega L_1=783\text{m}\Omega$, amiből $L_1=2,5\mu\text{H}$ induktivitás értéket kaptuk a kiindulási adatok behelyettesítése után. Ahhoz, hogy a kiindulási feltételt teljesítsük $L_1 \geq 2,5\mu\text{H}$ induktivitást kell a szűrőbe építeni. Mi az induktivitás szórt kapacitása miatt nagyobb L érték mellett döntöttünk. A megtekercselt induktivitás $L_1=30\mu\text{H}$. Ehhez 11x7-es, $A_L=100\text{nH-s}$ $B_{\text{max}}=0,1\text{T-s}$ ferritmagnet választottunk, és a csévetestre $n=18$ menetet tekercseltünk (a 4.1. bekezdésben alkalmazott induktivitás méretezési képletek alapján). [4]

4.9. A polaritásváltó konverter méretezése

A polaritásváltó konverter a napelem teljesítményének egy részét kezeli. Kimenetéről töltődik az akkumulátor, és a kimeneti áramának megfelelően vezéreljük a konverter kapcsolót, hogy a szükséges ideig MPP-be szabályozza a rendszert. Az áramköri részlete a 10. ábrán látható



10. ábra Polaritásváltó konverter kapcsolási rajza

A konverter induktivitásának méretezésekor L_{min} értéket méreteztünk, hogy a tekercs soha ne legyen energiamentes. Ehhez kiindulási adatnak kell az induktivitás maximális mágnesezési áramváltozása $\Delta I_{\text{max}}=400\text{mA}$, a működési frekvencia $f=50\text{kHz}$, ($T=20\mu\text{sec}$), a napelem feszültsége $U_{\text{SA}}=24\text{V}$, ebből a konverter bemenőfeszültsége $U_{\text{konvbe}}=12\text{V}$, a konverter kimenőfeszültsége $U_{\text{konvki}}=12\text{V}$. A konverter kitöltési tényezője:

$$\gamma = \frac{U_{ki}/U_{be}}{1 + U_{ki}/U_{be}} = 0,33 \quad (4.20)$$

A minimális induktivitás érték meghatározása az:

$$L_{\min} = \frac{U_{ki}(1-\gamma) \cdot T}{\Delta I_{\max}} \quad (4.21)$$

összefüggés alapján történt, $L_{\min}=300\mu\text{H}$ lett. Azaz, ha $U_{SA}=24\text{V}$, akkor $L=300\mu\text{H}$ kell legyen a tekercs induktitásának értéke ahhoz, hogy az soha ne legyen energiamentes. Tehát $L_2 \geq 300\mu\text{H}$, így az L_2 induktitás értékét $360\mu\text{H}$ -re választottuk.

Az induktiváshoz vasmagot jelöltünk ki egy magállandó, az úgynevezett effektív mágneses térfogat, a konverter csúcsárama $I=908\text{mA}$ és a ferritmag megengedett maximális indukciója $B_{\max}=0,1\text{T}$ alapján.

$$\frac{V_m}{\mu} = 7,42\text{m} \frac{\text{m}^4}{\text{H}} \quad (4.22)$$

lett, így 26×16 -os $A_L=250\text{nH}$ ferritmagot választottuk, és a csévetestre

$$n = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = 38 \quad (4.23)$$

menetet tekercseltünk.

A bementi kapacitás méretezéséhez a ripple feszültséget $\Delta U=100\text{mV}$ -ra választottuk, ezt a kondenzátor elméleti helyettesítő képe alapján két részfeszültségre osztottuk: az elméleti kapacitáson eső feszültségre $\Delta U_C=50\text{mV}$ és a soros ekvivalens ellenálláson eső feszültségre $\Delta U_{\text{Resr}}=50\text{mV}$, és $U_{SA}=24\text{V}$, $P_{SA}=8,5\text{W}$. Ezekből következik, hogy $I_{SA}=354\text{mA}$, illetve a kondenzátor bekapcsolási idő alatti átlagárama

$I_{C_{bekátl}}=177\text{mA}$, a kondenzátor maximális áramváltozása $\Delta I_C=642,11\text{mA}$. Az elméleti kapacitás értéke a

$$C = \frac{I_{bekátl} \cdot t_{be}}{\Delta U_C} \quad (4.24)$$

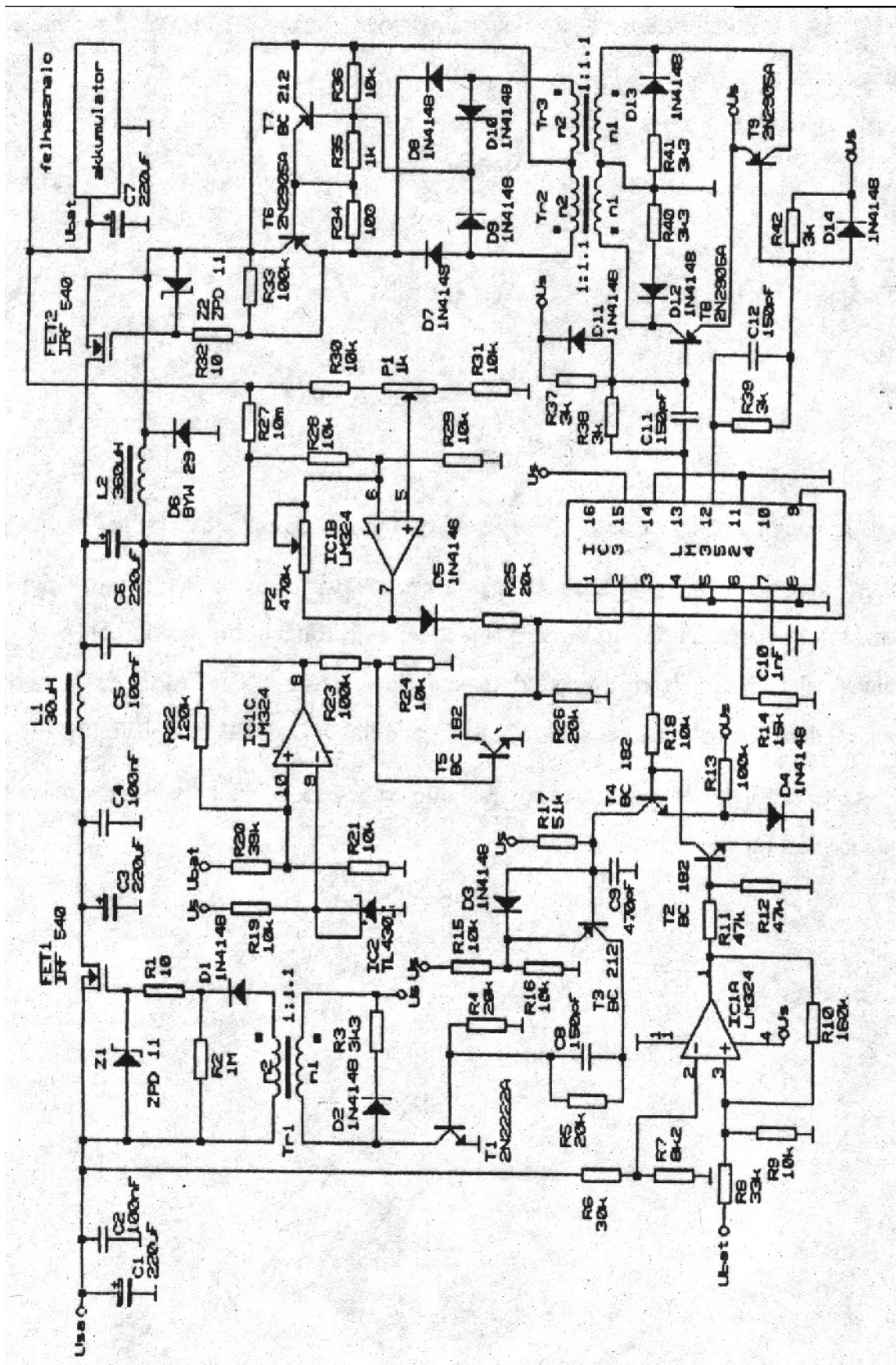
képlet alapján $C=24\mu\text{F}$ és a soros ekvivalens ellenállás

$$R_{esr} \leq \frac{\Delta U_{Resr}}{\Delta I_C} = 64,39\text{m}\Omega \quad (4.25)$$

kell legyen, hogy a kondenzátor teljesítse az előírt 100mV-os ripple feszültséget.

A gyakorlati megvalósításnál az azonos gyártmányú és azonos típusú kondenzátoroknál igaz, hogy nagyobb kapacitásértékű kondenzátornak kisebb a soros ekvivalens ellenállása. Ezért a választott kapacitás értéke $C_6=220\mu\text{F}$ és a soros ekvivalens ellenállásának az értéke 87m Ω . A kimenő dióda D_6 BYW29 típusú. [2], [4]

Az ezekből a részáramkörökből felépülő kapcsolóüzemű teljesítmény-átalakító teljes kapcsolási rajza a 11. ábrán látható.



11. ábra Az új, jsvított hatásfokú MPPT kapcsolási rajza

FELHASZNÁLT IRODALOM

- [1] **Diodes Rectifiers Thyristors Transistors**

Tungsrn Semicondudtor Devices 80/81

- [2] **Power MOSFET HEXFET Databook**

IRF HDB3 1985

- [3] **Ferrite und Zubehör**

Datenbuch 1990/91 Siemens

- [4] **Lágymágnese Ferritek**

Elektromodul 1989

- [5] **Operational Amplifiers Databook**

National Semicondudtor 1992

- [6] **Linear Circuits Data Book 1992**

Volume 3

Texas Instruments 1992

In current article is detailed the proportion of analogue MPPT, earlier introduced in the article named "Opportunities of Maximal Power Point Tracking in Solar array Systems, Part Two", published in "Repüléstudományi Közlemények", volume IX, number 23.

