

Kapcsolóüzemű tápegységek TL497A-val

Nagymáté Csaba villamos üzemmérnök, műszaki tanár

E helyt szoktuk felhívni a figyelmet a tárgyalandó áramkör, alkatrész, technológia nagyszerűségére, újdonságára stb. Megtesszük ezt majd később. Most egy jelenségre szeretnénk ráirányítani a figyelmet, amely inkább társadalmi, mint műszaki.

Miközben gőzerővel igyekszünk az EU-ba bekerülni, egyre világosabban látszik, hogy ott konkurenciának nem kellünk. Hogy éli meg ezt a honi műszaki értelmiség? Látja az egykor világszínvonalon jegyzett műszaki közép- és felsőoktatás úgymond „racionalizálását”, ahol a megszerezhető végzettség neve még jól is hangzik, de a végzett mérnök lehetőleg konkrétan ne értsen semmihez kellő mélységben. Látja, hogy kész receptek, technológiák, berendezések alkalmazását, kiszolgálását, illetve értékesítését várják el csupán tőle.

A beáramló külföldi tőke korántsem a hazai elektronikai fejlesztéseket segíti, sokkal inkább a külföldi bérmunka olcsó munkaerővel profittermelő tulajdonosságát kényszeríti jobb napokat látó tőceinkre.

Azt idáig is tudtuk, s együtt is éltünk vele, hogy mi nem vagyunk elektronikai nagyhatalom. Ennek ellenére új megoldások, technológiák láttán feltettük, feltehetjük a kérdést: miért és hogyan? A megfogalmazott válaszokat pedig a gyakorlatba átültetve a magyar műszaki értelmiség mindig hozzátett valamit az alapgondolathoz.

Mostanában nem kell kérdezni, csak végrehajtani. Mivel a fentebb vázolt jelenség más területeken is tapasztalható, mindez egy kiszolgáló társadalom kialakulását vetíti előre.

Jelen sorok írója világosan látja, hogy nem ő, s nem az ő korosztálya az, aki a folyamatot megállíthatja, vagy visszafordíthatja. De amíg lehetősége van rá, s amíg teheti „örzi a tüzet”, a kérdés öröme, hogy azt amolyan „középkolász fokon” megoszthassa a szakma iránt érdeklődőkkel. Hogyan? Az információ átadásával, értelmezésével, megoldási javaslatokkal, tanácsokkal.

A következő áramköri leírás is inkább útbaigazítás, a lehetőségek bemu-

tatása, tervezési kérdések felvetése és megválaszolása, hogy tudjuk a magunk igényéhez igazítani a kész megoldásokat. Nem mi találtuk ki a monolit technológiát, nem mi alkottuk meg TL497A típusú nagyszerű integrált áramkört, a vele létrehozható alapkapcsolásokat sem. Így a róla elérhető információ feldolgozásával és közzétételével járunk hozzá az érdeklődők – a téma iránt felmerült – kérdéseinek a megválaszolásához. Tekintsük az alábbiakat – maradva az irodalmi szóképeknel – a cselekvés gúzsbakötése ellen való orvosságnak. Nem túl erős medicina, de gyógyszer, ami közérzetünket mellékhatások nélkül javíthatja.

1. Előzetes megállapítások

Feltételezzük, hogy az olvasó ismeri a hagyományos analóg, disszipatív típusú és a kapcsolóüzemű tápegységek elvi működésének különbségét. Hogy a kontraszt még élesebb legyen, egy gondolat erejéig idézzük fel ezt a különbséget!

A hagyományos soros szabályozók központi eleme egy lineáris üzemmódban dolgozó tranzisztor, amely mint változtatható ellenállás működik az áramkörben. Az ilyen típusú áramkörökben, ahogy a kimeneti és bemeneti feszültségek egymáshoz képest változnak vagy a terhelőáram növekszik, a teljesítménydisszipáció az aktív és passzív elemeken arányosan növekszik. Ez teljesítményvesztésként jelentkezik, s behatárolja a soros szabályozó hatásfokát.

A kapcsolóüzemű szabályozó ugyanakkor nemlineáris üzemmódban dolgozik, s így képes elérni nagy hatásfokot a teljesítményátalakításban még nagy be- és kimenő feszültségkülönbség esetén is. Természetesen a tápegységek ezen utóbbi típusa meglehetősen bonyolult kapcsolástechnikát feltételez, amennyiben hagyományos áramköri építőelemekből dolgozunk. Berendezésorientált integrált áramkörök alkalmazásával a tervezési-gyártási eljárás lényegesen leegyszerűsödhet egyszerűbb felhasználói igények esetén.

Ez a helyzet a TL497A-val is, amit a továbbiakban egy kicsit részletesen megvizsgálunk. A Rádiótechnikában az „Újdonságok-érdekességek” rovatban jelent már meg róla vázlatos leírás néhány felhasználási javaslattal [2]. Az akkor forradalmian újak tetsző megoldás elérhetetlen magas ára miatt (a kapitalista relációból történő beszerzési nehézségekről nem is szólva) az amatőr nem is reménykedhetett mindennapos használatában. Mára a típust követték korszerűbb utódok, de a 497A immáron olcsóságával és beszerezhetőségével tartja hadállásait.

Az előbb említett cikkben megtalálható az IC néhány üzemeltetési jellemzője, amit most nem ismételünk meg (a teljes üzemeltetési adatlap egy ötoldalas táblázat). Nem került viszont ismertetésre annak a tervezési eljárásnak a bemutatása, amelynek segítségével tetszőleges felhasználásra magunk tudunk tápegységet tervezni és kivitelezni. Viszont egy-egy kész recept nem minden esetben igazodik a felhasználó aktuális igényéhez. A továbbiakban éppen a „testreszabott” tápáramkör megtervezésének lehetőségét kínáljuk fel.

A bevezetőben közvetve utaltunk rá, hogy az elektronika világát az angol szakkifejezések, rövidítések stb. uralják, amiktől mi sem tudunk minden esetben eltekinteni. Különösen, ha azok körülírása hosszadalmas és magyartalan lenne. Így mindjárt az elején közlésezzük egy mini „értelmező szótárt” azzal a megjegyzéssel, hogy ahol csak lehet, a magyar megfelelőt használjuk. Mivel azonban az olvasó a katalógusokban, applikációs leírásokban csak az angol változattal találkozhat, nem haszontalan mindkettő ismerete.

$$C_{(O)output} = C_{(k)kimenő}$$

$$C_{(T)timer} = C_{(i)időzítő}$$

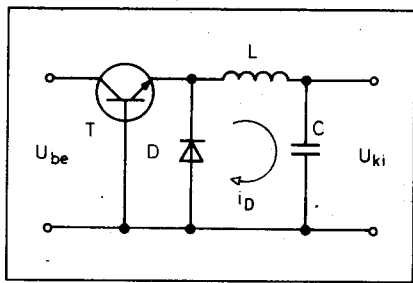
ESR (equivalent series resistance) = azonos értékű soros ellenállás

inhibit = tiltó

$$i_{(L)load} = i_{(t)terhelés}$$

$t_{(i)idle} = t_{(sz)ünet}$, a kimeneti tárolókapacitás kisütési időtartama

$t_{(D)ischarge} = t_{(k)isütés}$, energialeadási időtartam, ami ahhoz kell, hogy $i_L = 0$ legyen

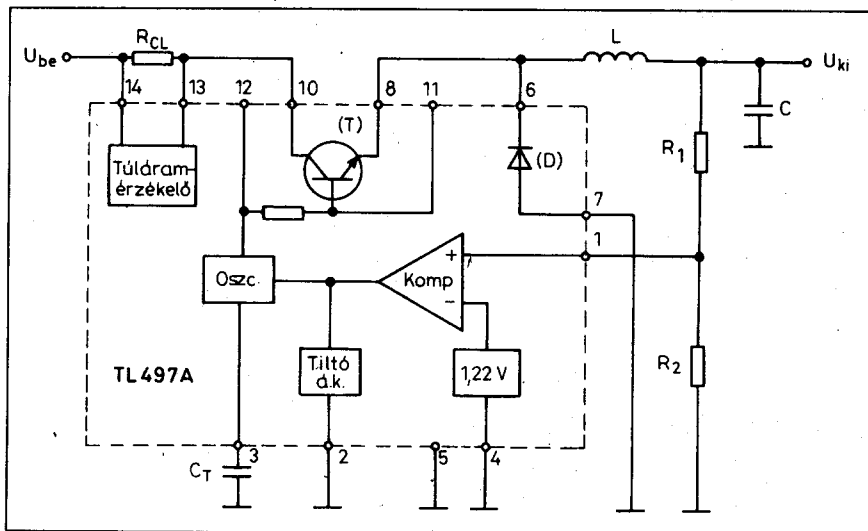


1. ábra

$t_{(C)charge} = t_{(t)öltés}$, a tranzisztor t_{be} bekapcsolási idejével
 $t_{on} = t_{be}$
 $t_{off} = t_{ki}$
 $R_{CL} \text{ (current limit)} = R_{H(atároló)}$
 $U_{ripple} = U_{b(úgó)}$
 $V_{in} = U_{be}$
 $V_{out} = U_{ki}$

2. Működési elv

Az IC-ről a [2]-ben leírtból megtudhattuk, hogy egyaránt alkalmas feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó üzemmódokra. A működési elv bemutatásának legjobb útja a feszültségcsökkentő alapmegoldás elemzése (1. ábra). A T egy kapcsolótranszisztor, amely ki-és bekapcsol bázisának megfelelő értelmű vezérlése esetén. Egy szabályozó áramkör gondoskodik a megfelelő kapcsolási frekvenciáról és kitöltési tényezőről úgy, hogy a megkívánt kimeneti feszültség fennmaradjon. Ez a tranzisztor mindig telítésbe kerül, amikor vezet, máskülönben teljesen zárt. Így a teljesítménydisszipáció nagyságrendekkel kevesebb, mint a soros szabályozók áteresztő tranzisztorainál.



2. ábra

Az energia átvitele a bemenet felől a kimenetre az L induktivitáson keresztül történik. Amíg T bekapcsolt állapotban van (t_{be} időtartam), a bemeneti feszültség az LC szűrőre jut, s a D, ún. szabadfutású diódán (más terminológia szerint: megfogó, visszafutó, booster diódán) keresztül szállítja az energiát a terheléshez.

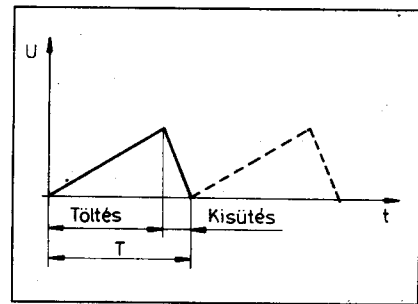
A kimenet feszültsége a bemeneti feszültségtől és a T kapcsolási frekvenciájának kitöltési tényezőjétől függ: $U_{ki} = U_{be} \cdot t_{be}/T$, ahol $T = t_{be} + t_{ki}$. Ennélfogva a kitöltési tényező szabályozásával kiegyenlíthető a kimeneti feszültség változása.

Ha U_{be} növekszik, akkor a vezérlőegység úgy szabályozza a kitöltési tényezőt, hogy az állandó U_{ki} fennmaradjon anélkül, hogy belül a szabályozóban a disszipációs teljesítmény megnövekedne.

A működési elv részletes elemzése a [3]-ban, míg a konkrét IC-re vonatkozólag a következő fejezetben olvasható.

3. A TL497A általános tulajdonságai

Az IC egyetlen monolitikus csipen egyesíti a kapcsolóüzemű szabályozó valamenynyi funkcionális elemét: a precíziós, 1,22 V-os feszültségreferenciát, az impulzusgenerátort, a nagyerősítésű komparátort, az áramhatároló és leállító áramkört, a szabadfutású diódát és a soros áteresztő elemet. A TL497A-t úgy tervezték meg, hogy sokoldalúan felhasználható legyen, magas hatásfok mellett.



3. ábra

3.1. A kimeneti feszültség beállítása (programozása)

Az áramkör funkcionális tömbvázlatát a 2. ábra mutatja. A belső, kis terhelhetőségű band-gap referencia (1,22 V) a csip 4-es kivezetéséhez (szubsztrát) és a belső, nagy erősítésű komparátor invertáló bemenetéhez kapcsolódik.

A komparátor kimeneti állapotát a neminvertáló bemenetre kötött R_1 , R_2 hálózat feszültségviszonya határozza meg oly módon, hogy a visszacsatolt feszültség egyenlő lesz az 1,22 V-os referencifeszültséggel:

$$U_{ki} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 1,22 \text{ V}$$

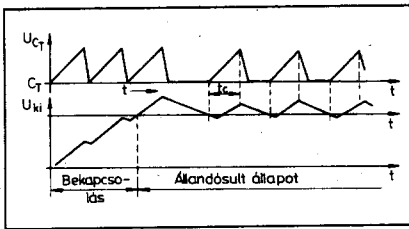
Másképpen ez azt jelenti, hogy R_2 -n 1,22 V feszültség esik. Ha 1 mA-es osztóáramot választunk, akkor R_2 értéke 1,2 kΩ-ra adódik. Ebből $R_1 = U_{ki} - 1,2$ [kΩ].

3.2. Az oszcillátor

Az impulzusokat adó generátor egy külső időzítő kondenzátort állandó árammal tölt és kisüt mindaddig, amíg a mintavevő osztó osztáspontján a feszültség kevesebb, mint 1,22 V. A töltés/kisütés időaránya 1:6. A kialakult hullámformát a 3. ábra mutatja.

A teljes töltés-kisütési periódusidő a külső C_T időzítő kondenzátortól függ; állandó az összes kimeneti feszültségnél a TL497A javasolt működési tartományán belül. Az ábra szaggatott vonala a C_T jelalakját folyamatos működési üzemmód esetére mutatja. Csakis ilyen feltétel mellett igaz, hogy a T periódusidő megadja az oszcillációs frekvenciát ($f_{max} = 1/T$).

Ez a feltétel azonban csak a kezdeti táprakapcsolásnál áll fenn, vagy pedig azon esetekben, amikor a komparátor



4. ábra

úgy érzékeli, hogy a kimeneti feszültség alacsonyabb mint a megkívánt. Az időzítő kondenzátor kisütése után az oszcillátor vezérlő mintát vesz a kimeneti feszültségből meghatározandó, vajon az elegendő-e? Ha a komparátor azt érzékeli, hogy még alacsony, akkor az áramgenerátor újra indul, s lejátszódik egy újabb töltés-kisütési ciklus, aztán ismét egy mintavétel és így tovább.

Ha azonban a kimeneti feszültség megfelelő, az áramgenerátor készenléti állapotba kerül, amíg azt a komparátor újra nem triggereli, miként az a 4. ábrán látható.

Az áteresztő tranzisztor bekapcsolási szakaszban (t_c) és kikapcsolási kisütési időtartamra (t_D), valamint a C_T kondenzátor töltés-kisütési ciklusa utáni bármely készenléti állapotban. Ilyen feltételek mellett a működési frekvencia a terhelési viszonyoktól függ; C_T csak a bekapcsolási időt határozza meg, amely állandó marad.

Eképpen egy változó frekvencia mintegy modulálja a kitöltési tényezőt. Végső soron a kapcsolótranszisztor bekapcsolási ideje megegyezik a C_T töltési idejével, aminek értékeit a táblázatban foglaltuk össze.

3.3. Az áramhatárolás

A tok tartalmaz egy áramhatároló áramkört is. Ha az R_{CL} érzékelő ellenálláson nagyobb feszültség esik, mint egy p-n átmenet nyitófeszültsége (amely 0,55 ... 0,7 V), az áramhatároló egy járulékos többlet-töltőáramot ad az időzítő kondenzátornak. Ez hatásában úgy jelentkezik, hogy lerövidíti a kapcsolótranszisztor bekapcsolási idejét és korlátozza az energia felépülését az induktivitásban.

A folyamat az 5. ábrán figyelhető meg. Ez az áramkör akadályozza meg továbbá az induktivitás telítésbe vezetését, ezenkívül lágy indítást is lehetővé tesz. Ha ezt az opciót nem használjuk, az áramérzékelő a tápra (+ U_T) kötendő.

C_T [pF]	50	100	150	200	250	350	400	500	750	1000	1500	2000
t_{be} [μs]	5,5	11	15	19	22	26	32	44	56	80	120	180
f_{max} [kHz]	143	77	67	50	40	28,6	25	20	13	10	6,6	5

3.4. Az áteresztő tranzisztor

Kapcsolástechnikailag egy 500 mA-s csúcsáram kapcsolására alkalmas alkatétel, melyet alapfelhasználásra terveztek. A belső bázisáram-korlátozó ellenállás hozzáférhető (11, 12 láb), azonban nem ajánlatos az eredeti alapkiosztásba belekontárkodni! Az emitter és a kollektor szintén ki van vezetve a sokoldalú felhasználhatóság érdekében.

3.5. A szabadfutású dióda

Szintén egy 500 mA csúcsáram elviselésére alkalmas belső alkatrész, amelyet szabadon felhasználhatunk áramirányváltásra, vagy blocking célra. Ennek ellenére alkalmasint egy külső diódára is szükség lehet az áramkör paramétereinek optimális kihasználása érdekében (ld. a későbbi fejezeteket).

3.6. A tiltó áramkör

Ez gondoskodik a tok külső vezérelhetőségéről, ami szabványos TTL jelekkel lehetséges. Logikai „H” szint tiltja az IC működését és lezárja a kapcsolótranszisztor. Az alacsony logikai szint engedélyezi a tok működését az előzőekben elmondottak szerint.

Az IC működésének vázlatos megismerése után kezdődjék az azzal megvalósítható kapcsolási módok bemutatása! E szakaszban engedjétek meg legalább egy alkalommal mondanivalónk – ha nem is teljes részletességű – matematikai alátámasztása, éppen a bevezetőben említettek miatt. Akik csak az okfejtésünk végeredményeire kíváncsiak, azok a fejezet végén megtalálják az összefoglaló jellegű tervezési képletgyűjteményt, amit mi is használunk a továbbiakban.

4. A feszültségcsökkentő kapcsolóüzemű tápegység működése és tervezése

A 6. ábrán láthatjuk az elvi alapkapcsolást. Ahhoz, hogy megértsük az áramkör működését, első közelítésben

ideálisnak tekintjük a TL497A-be integrált, illetve a külső kapcsolási elemeket.

Először határozzuk meg a kezdeti feltételeket (a K kapcsoló zárását megelőzően)! Kezdeti feltétel ($t = 0$ -a bekapcsolás előtti pillanatot jelöli; lásd még a 7. ábrát) $U_c = U_{ki}$, $I_L = 0$. Amikor K-t zárjuk az áram a tekercsben és a feszültség a kondenzátoron nem tud azonnal változni. Zárjuk most a kapcsolót! ($t = 0+$ most a bekapcsolás pillanatát jelöli). $U_c = U_{ki}$, $i_L = i_D = 0$. Írjuk fel a hurokegyenletet az áramkörre:

$$U_{be} = R_k \cdot i_D + L \frac{d i_D}{d t} + U_c$$

Behelyettesítve az $i_D = 0$ és $U_c = U_{ki}$ értékeket (a $t = 0+$ időpillanatban):

$$U_{be} = L \frac{d i_D}{d t} + U_{ki}$$

Ebből következően:

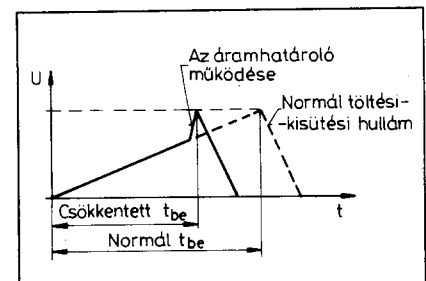
$$\frac{d i_D}{d t} = \frac{U_{be} - U_{ki}}{L}$$

az induktivitáson bármely t időpillanatban átfolyó áram értéke:

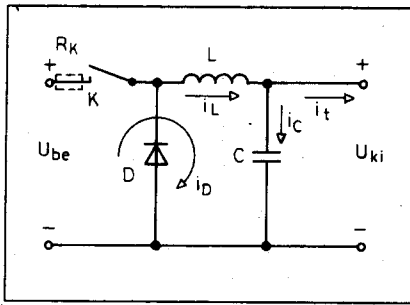
$$i_L = \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} \cdot t$$

Mivel U_{be} , U_{ki} és L állandó értékek, i_L az idővel lineárisan változik. Amíg K zárva van, az áram növekedése a 7. ábra szerint alakul. Az induktivitáson kialakuló csúcsáram a kapcsoló zárási idejétől, azaz bekapcsolási idejétől függ:

$$i_{cs} = \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} \cdot t_{be}$$



5. ábra



6. ábra

Amikor K kinyit, a kialakult áram nem tud azonnal változni, a feszültség az induktivitáson ellenkező előjelűvé vált, a D dióda nyitóirányú előfeszítést kap és biztosítja az áramutat a tekercs energiájának a terhelés és a szűrőkondenzátor felé. Az induktív áram ezután lineárisan „kisül”, amint azt a 7. ábrán is láthatjuk.

A kapcsoló nyitását megelőzően $i_L = i_{cs}$ és $U_c = U_{ki}$. Most K kinyit ($t = T_c +$). Még mindig $i_L = i_{cs}$ és $U_c = U_{ki}$. Írjuk fel az egyenletet i_D -re:

$$U_D + L \frac{d i_D}{d t} + U_c = 0$$

Behelyettesítve K nyitását megelőző feltételt, valamint U_D nyitófeszültséget elhanyagolhatónak tekintve ($U_D = 0$):

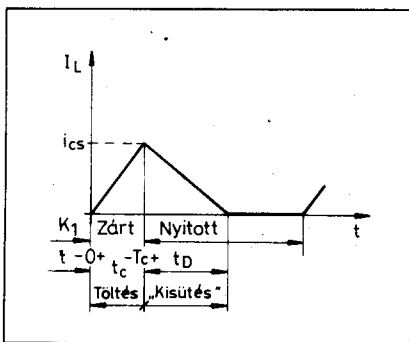
$$L \frac{d i_D}{d t} = -U_{ki}$$

Az áram időbeli lefolyása az induktivitáson, ha $t > T_c$:

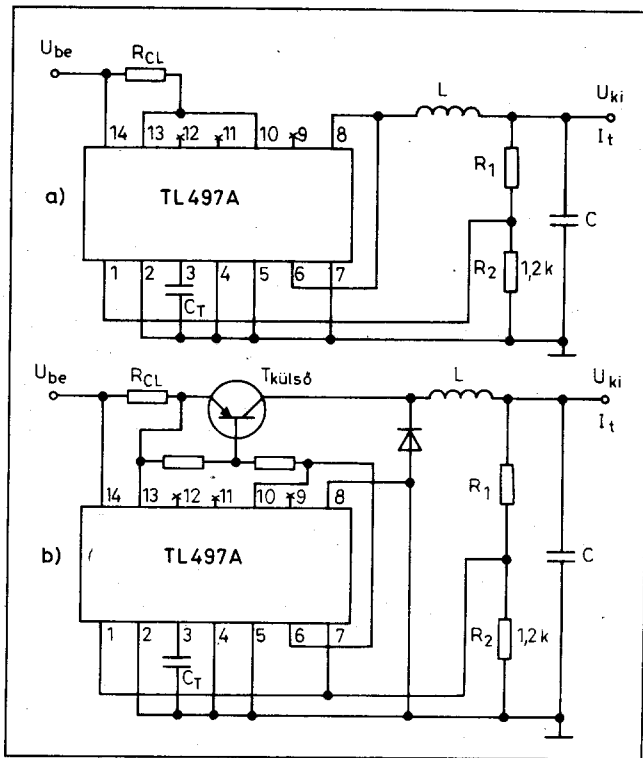
$$i_L = i_{cs} - \frac{U_{ki}}{L} (t - t_c)$$

Az induktív „kisütési” ideje az az idő, ami alatt $i_L = 0$ lesz.

$$t_D = \frac{i_{cs}}{U_{ki}} \cdot L$$



7. ábra



8. ábra

Elemézve a tekercs és a kondenzátor csomópontjában levő pillanatnyi áramot: $i_L = i_c + i_t$. Amennyiben i_t terhelőáramot állandónak tekintjük: $i_L = i_t$; $i_c = 0$ esetén $\Delta i_c = \Delta i_L = i_{cs}$. Megvizsgálva az összefüggést, az alábbi megállapításokat tehetjük:

amikor $i_L = i_t \rightarrow i_c = 0$;

amikor $i_L = 0 \rightarrow i_c = -i_t$.

Annak érdekében, hogy a kimenőfeszültség állandó maradjon, az induktivitásból a kondenzátorba szállított töltésmennyiségnek a terhelésen kell átáramolnia. Mivelhogy a töltés felépülése a tekercsben időben állandó, a pillanatnyi működési frekvencia a terhelési feltételektől függ.

Az aktuális frekvencia meghatározható a szűrőkondenzátor áram-idő függvényének tanulmányozásából. A további levezetések mellőzésével a periódusidő:

$$T = (t_c + t_D) \cdot \frac{i_{cs}}{2 i_t}$$

Szükséges még a kimeneti bűgőfeszültség meghatározása:

$$\Delta U_c = \frac{1}{2C} \cdot \frac{(i_{cs} - i_t)^2}{i_{cs}} \cdot \frac{T_c - U_{be}}{U_{ki}}$$

Ez utóbbi összefüggésben feltételeztük, hogy a töltőkondenzátor ideális. A valóságos kondenzátor rendelkezik

egy ekvivalens soros ellenállással (ESR), ami behatárolja az elérhető minimális bűgőfeszültség nagyságát: $U_{bmin} = i_{cs} ESR$. Amennyiben a szűrőkondenzátor nagyságát eszerint választottuk meg, akkor további kapacitásnöveléssel csak jelentéktelen hullámszám-csökkenés érhető el.

A gyakorlati kivitelezésnél tehát igen fontos, hogy az alkalmazott kondenzátor minél kisebb ESR értékkel rendelkezzen. Jegyezzük meg azonban, hogy az áramkör felépítéséből adódóan némi bűgőfeszültség megkívántatik a szabályozórendszer helyes működésének érdekében!

Összefoglalva: az előbbi „levezetésözön” feltételezte, hogy a szabályozó áramkör ún. szakaszos üzemmódban működik. Ez azt jelenti, hogy az induktív áram szakaszos. Amikor a terhelés folyamatosan növekszik, a szünetidő (t_i) lecsökken addig a pontig, ahol a szabályozó egy új töltési ciklust kezdeményez, mielőtt teljesen „kisül” az induktívitás. Ezt folyamatos üzemmódnak nevezzük, ahol i_L soha nem egyenlő 0-val, illetve $t_i = 0$. Ebben az esetben az egyenáramú meddőáram átfolyik a tekercsben. A TL497A-t nem szabad ilyen üzemmódba kényszeríteni, csak különleges tervezési elővigyázatossággal. Újra csak a levezetések mellőzésével $i_x = i_{cs}/2$, ahol i_x az a terhelőáram, amikor a tekercs árama

folyamatos, ennél fogva a szabályozó belép a folyamatos üzemmódba.

Az IC-vel megvalósított alapkioscsolások a 8. ábrán láthatók. A tervezési összefüggések az alábbiak:

$$I_{cs} \geq 2 I_{tmax} \quad [A]$$

$$L = \frac{U_{be} - U_{ki}}{I_{cs}} \cdot t_{be}; \quad [V, A, \mu H, \mu s]$$

Választható t_{be} : $19 \mu s < t_{be} < 150 \mu s$

$$C_T \approx 12 t_{be} \quad [pF]$$

$$R_1 = U_{ki} - 1,2 \quad [V], [k\Omega]$$

$$R_{CL} = \frac{0,6}{I_{cs}} \quad [\Omega], [A]$$

$$f_0 = \frac{2 I_t}{I_{cs}} \cdot \frac{U_{ki}}{t_{be} \cdot U_{be}}; \quad [A, V, \mu s, kHz]$$

$$C \approx t_{be} \cdot \frac{U_{be} - U_{ki}}{U_b} \cdot I_{cs} + I_t \quad [\mu F],$$

vagy:

$$C = \frac{I_{cs} \cdot t_D + I_t \cdot t_i}{U_b};$$

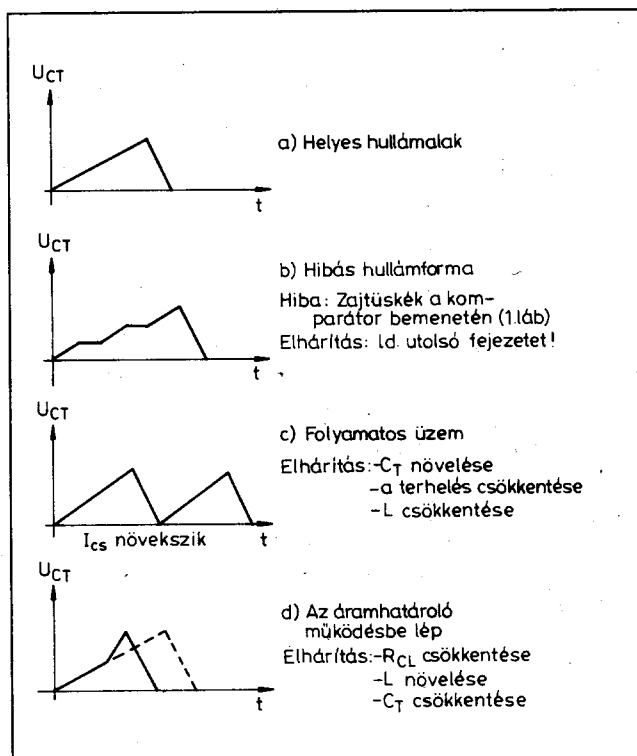
ahol $T_D = \frac{i_{cs}}{U_{ki}} \cdot L$,

$$t_i = \frac{I_{cs} - 2 I_t}{2 I_t} \cdot (t_{be} + t_D)$$

A 9. ábrán az időzítő kondenzátor (C_T) jelalakjait figyelhetjük meg különböző tervezési hibák esetén. Ennek majd a gyakorlati résznél vesszük nagy hasznát. A 10. ábrán néhány olyan megoldást mutatunk be, amelyekben az átalakítónak nagyobb áramot kell szolgáltatnia, mint 500 mA. Ilyenkor szükségessé válik külső tranzisztor és dióda használata.

4.1. Tervezési példa

Elvi megállapításainkat begyakorolandó minden típusra egy-egy mintafeladatot mutatunk be. Valamennyi változatnál az alapgondolat tervezésük meg adott kiindulási feltételekkel. Ilyen esetekben csak az IC-t használjuk, s tervezéskor minden esetben a belső áteresztő maximális 500 mA-es csúcsáramával kell számolni.



9. ábra

Tervezési példa I.

Feszültségcsökkentő beállításhoz

Kiindulási adatok:

$$U_{be} = 15 V$$

$$U_{ki} = 5 V$$

$$I_{ki} = 200 mA$$

$$U_b \leq 1\%$$

A kapcsolást a 8.a ábra alapján méretezzük. Számítások:

$$I_{cs} \geq 2 i_t = 400 mA.$$

Ellenőrizzük a megengedhető terhelőáram nagyságát:

$$i_{tmax} = \frac{i_{cs}}{2} = \frac{500}{2} = 250 mA.$$

Mivel $i_{ki} < i_{tmax}$, a szabályozó szakaszos üzemen dolgozik.

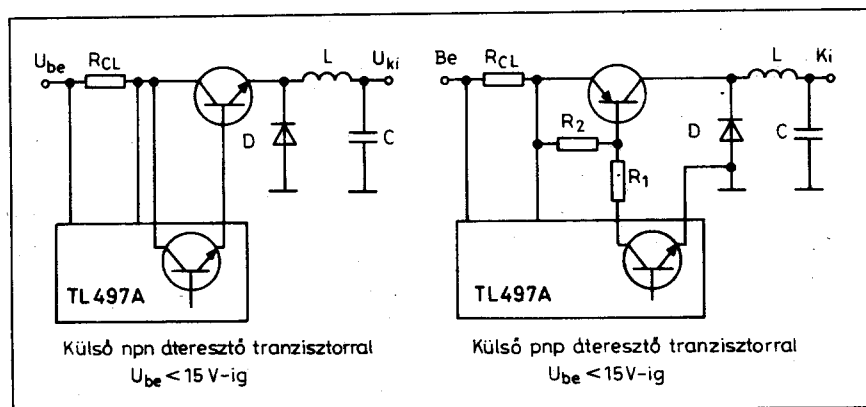
$$L = \frac{U_{be} - U_{ki}}{i_{cs}} \cdot t_{be} = \frac{10 V}{500 \cdot 10^{-3} A} \cdot t_{be}$$

Választható t_{be} értékek:

$$15 \mu s \dots 150 \mu s,$$

ebből L értékére $300 \mu H < L < 3 mH$ közötti adatok adódnak. Válasszuk $L = 400 \mu H$ -t. Ekkor:

$$t_{be} = \frac{L \cdot i_{cs}}{U_{be} - U_{ki}} = \frac{400 \mu H \cdot 0,5 A}{10 V} = 20 \mu s.$$



10. ábra

L energia leadási ideje (t_D):

$$t_D = \frac{i_{cs}}{U_{ki}} \cdot L = \frac{0,5 \text{ A}}{5 \text{ V}} \cdot 400 \mu\text{H} = 40 \mu\text{s}.$$

A kimeneti kondenzátor kisütési ideje (t_i):

$$t_i = \frac{i_{cs} - 2 i_{ki}}{2 i_{ki}} (t_{be} + t_D) =$$

$$= \frac{0,5 \text{ A} - 0,4 \text{ A}}{0,4 \text{ A}} \cdot (20 \mu\text{s} + 40 \mu\text{s}) =$$

$$= 15 \mu\text{s}$$

C kimeneti kondenzátor értéke:

$$C = \frac{i_{cs} \cdot t_D + i_{ki} t_i}{U_b} =$$

$$= \frac{0,5 \text{ A} \cdot 40 \mu\text{s} + 0,2 \text{ A} \cdot 15 \mu\text{s}}{0,05 \text{ V}} \approx$$

$$\approx 470 \mu\text{F}.$$

Üzemi frekvencia:

$$f_0 = \frac{1}{t_{be} + t_D + t_i} =$$

$$= \frac{1}{20 \mu\text{s} + 40 \mu\text{s} + 15 \mu\text{s}} = 13,3 \text{ kHz}.$$

A kimenő osztó programozása:

$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega \text{ állandó,}$$

$$R_1 \equiv U_{ki} - 1,2 \rightarrow 5 - 1,2 = 3,8 \text{ k}\Omega.$$

Az áramkorlát beállítása:

$$R_{CL} = \frac{0,6 \text{ V}}{0,5 \text{ A}} = 1,2 \Omega$$

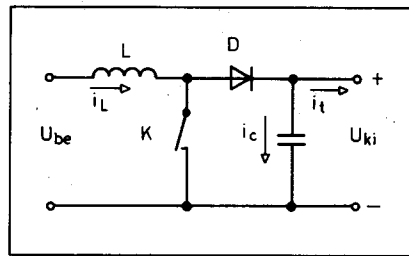
Az időzítő kondenzátor:

$$C_T \approx 12 \cdot t_{be} = 240 \text{ pF,}$$

vagy a táblázatból.

5. Feszültségnövelő kapcsolás működése és tervezése

Az elvi alapkapcsolás hasonlósága a feszültségcsökkentő rajzához szembeötlő (11. ábra). Működésmódját tekintve már nem ennyire hasonlatos a helyzet. A szakirodalom szerint az energiaátviteli áramköröket aszerint is csoportosíthatjuk, hogy a kapcsolóelem bekapcsolásakor, vagy kikapcsolásakor jut-e energia a kimenetre. Az első esetben nyitóüzemű (odafutó), míg az utóbbi megoldásnál záróüzemű (visz-



11. ábra

szafutó, flyback) konverterekről beszélünk. Ilyen szemszögből nézve a két kapcsolást, már eltérő tulajdonságot mutatnak.

A mostani kapcsolásunk működése a következő: nyitott kapcsolónál a kimeneti kondenzátor az L induktivitáson és a D diódán keresztül a tápfeszültségre töltődik fel. A kapcsoló zárásakor az induktivitást közvetlenül a bemeneti feszültség „tölti”, tehát $i_L = U_{be} \cdot t/L$, így $i_{cs} = U_{be} \cdot t_{be}/L$. A feszültségnövelő alkalmazásnál a kialakult csúcsáram nem hozható összefüggésbe a terhelő árammal. Ezt úgy biztosítjuk, hogy a tekercs energiafelépülési ciklusa alatt a blockingdióda záróirányú előfeszítést kap, s ekkor töltésmennyiség nem szállítódik a terhelés felé. Ha most nyitjuk a kapcsolót, a tekercs idáig felépült mágneses mezeje összeomlik, s a benne tárolt energia indukált áram for-

májában tölti a kimeneti kondenzátort (D most már nyitva van).

A tekercsen fellépő feszültség ebben a töltési-kisütési fázisban: $U_L = U_{ki} - U_{be}$. Ezzel a tekercs „kisütési” ideje:

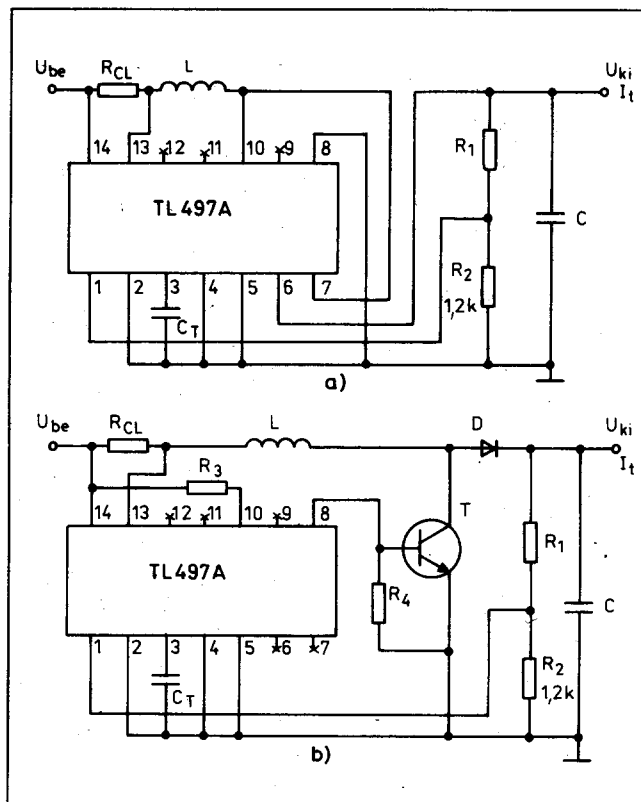
$$t_D = \frac{i_{cs}}{U_{ki} - U_{be}} \cdot L$$

Amennyiben a K kapcsolót elektronikus kapcsolóval (tranzisztor) realizáljuk, könnyű belátni, hogy az lezárva felel meg a nyitott kapcsolónak, tehát előbbi csoportosítási szempont szerint egy záróüzemű energiaátviteli áramkört valósítottunk meg.

Ahhoz, hogy meghatározhassuk a kialakuló csúcsáram viszonyát a terhelési áramhoz, meg kell vizsgálni a tekercs és a kondenzátor áram-idő függvényeit. Ahogyan ígértük, csak egyszer terheljük az olvasót matematikai analízissel, így azonnal a vizsgálódás végeredményével ismerkedjünk meg:

$$i_{cs} = 2 i_t \cdot \frac{U_{ki}}{U_{be}}$$

Az érdeklődők a [3]-ban bővebben elmélyedhetnek a matematikai levezetések csodás világában. Az IC-vel megvalósítható feszültségnövelő alappkapcsolásokat a 12. ábra mutatja, a további tervezési összefüggések az alábbiak:



12. ábra

$$I_{cs} = 2 I_t \frac{U_{ki}}{U_{be}}; [A, V]$$

$$L = \frac{U_{be}}{I_{cs}} t_{be} \rightarrow$$

$$\rightarrow t_{be} = \frac{L \cdot I_{cs}}{U_{be}}; [\mu H, \mu s]$$

Választható t_{be} értékek:

$$19 \mu s < t_{be} < 150 \mu s$$

$$C_T \approx 12 t_{be}; [pF]$$

$$R_1 = U_{ki} - 1,2; [k\Omega]$$

$$R_{CL} = \frac{0,6}{I_{cs}}; [\Omega, A]$$

$$f_0 = \frac{2 I_t}{I_{cs} t_D}; [kHz]$$

$$t_D = t_{be} \frac{U_{be}}{U_{ki} - U_{be}}, \text{ vagy}$$

$$t_D = \frac{I_{cs}}{U_{ki} - U_{be}} \cdot L$$

$$C \approx t_{be} \cdot \frac{\frac{U_{be}}{U_{ki}} \cdot I_{cs} + I_t}{U_b}; [\mu F, \mu s]$$

vagy:

$$C = \frac{I_{cs} \cdot t_D + I_t (t_i + t_D)}{U_b}; \text{ ahol}$$

$$t_i = \frac{I_{cs} \cdot t_D}{2 I_t} - (t_d + t_{be}) [\mu s]$$

5.1. A tervezési példa

Tervezési példa II.

Feszültségnövelő beállításra

Kiindulási adatok:

$$U_{be} = 5 V$$

$$U_{ki} = 15 V$$

$$I_{ki} = 100/75 \text{ mA (l. a számításnál)}$$

$$U_b \leq 150 \text{ mV}$$

A kapcsolást a 12. ábra alapján méretezzük. Számítások:

$$i_{cs} \geq 2 i_{ki} \frac{U_{ki}}{U_{be}} = 0,2 A \cdot 3 = 0,6 A!$$

Ez nagyobb, mint az IC-re megen-

gedett. Ellenőrizzük a megengedhető i_{tmax} nagyságát!

$$i_{tmax} = \frac{i_{cs} \cdot U_{be}}{2 U_{ki}} = \frac{0,5 \cdot 5}{30} = 83 \text{ mA}$$

lehet. Biztonsági tartalékot hagyva

$$i_{kimax} \leq 75 \text{ mA}$$

lehet! Ekkor az $i_{cs} = 450 \text{ mA}$, ami megfelelő.

$$L = \frac{U_{be}}{i_{cs}} \cdot t_{be} \rightarrow \frac{5 V}{0,5 A} \cdot t_{be},$$

mivel $t_{be} = 15 \dots 150 \mu s$ között javasolt, így $150 \mu H < L < 1,5 \text{ mH}$ között lehetőséges. Válasszuk $L = 200 \mu H$ -t, ekkor

$$t_{be} = \frac{L \cdot i_{cs}}{U_{be}} = \frac{200 \mu H \cdot 0,5 A}{5 V} = 20 \mu s$$

L energia leadási ideje (t_D):

$$t_D = \frac{t_{be} \cdot U_{be}}{U_{ki} - U_{be}} = \frac{i_{cs}}{U_{ki} - U_{be}} \cdot L =$$

$$= \frac{0,5 A}{10 V} \cdot 200 \mu H = 10 \mu s$$

A kimeneti kondenzátor kisütési ideje (t_i):

$$t_i = \frac{i_{cs} \cdot t_D}{2 i_t} - (t_D + t_{be}) =$$

$$= \frac{0,5 A \cdot 10 \mu s}{2 \cdot 0,075 A} - (10 \mu s + 20 \mu s) =$$

$$= 3,3 \mu s$$

A C kimeneti kapacitás nagysága:

$$C = \frac{i_{cs} \cdot t_D + i_t (t_i + t_{be})}{U_b} =$$

$$= \frac{0,5 A \cdot 10 \mu s + 0,075 A (3,3 \mu s + 20 \mu s)}{150 \text{ mV}} \approx$$

$$\approx 47 \mu F$$

A kimenő osztó beállítása:

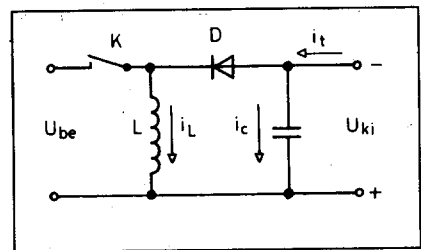
$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 15 - 1,2 = 13,8 \text{ k}\Omega$$

RCL értéke:

$$R_{CL} = \frac{0,6 V}{0,5 A} = 1,2 \Omega$$

C_T értéke $\approx 12 \cdot t_{be} = 12 \cdot 20 \approx 240 \text{ pF}$, vagy a táblázatból.



13. ábra

6. A polaritásváltó üzemmód működése és tervezése

A polaritásváltó szabályozó működése hasonló a feszültségnövelő beállításához abban az értelemben, hogy a tekercs energiafelépülési periódusában a terhelés leválasztódik a bemenetről. A különbség csak abban a feszültségben van, ami a tekercsben jön létre a „kisütés” tartama alatt. A folyamatot a 13. ábra alapján érthetjük meg. Az energiafelépülési szakaszban (K zárt) a tekercs kapcsain kialakuló feszültség csak a bemeneti feszültséget éri el. Hasonlóan a feszültségnövelő beállításához, a kialakult csúcstartam: $i_{cs} = U_{be} \cdot t_{be}/L$. Szintén hasonlóságot tapasztalunk abban is, hogy a bemenet itt is függetlenítődik a kimeneti áramtól a „töltési” ciklus alatt, így a maximális terhelőáramot – szakaszos üzemmódban – a csúcstartam határolja, mint azt a feszültségnövelő beállításban is láttuk.

A kapcsoló kikapcsolásakor a tekercs mágneses mezéjének összeomlása ellentétes feszültséget indukál annak kapcsain. Ezzel az ellentétes értelmű feszültséggel létrehozott induktív energiával töltjük a most vezető állapotú diódán keresztül a C kimeneti tároló kondenzátort. Amennyiben a kapcsoló szerepét ismét tranzisztor tölti be, akkor annak kikapcsolásakor a tekercsen levő feszültség megfordul ($U_L = -L \cdot di/dt$) és a tekercs energiája ($W_L = 0,5 L i^2$) a kimeneti kondenzátorba töltődik. Ebben az értelemben tehát megint záróüzemű konverterről beszélünk.

Van azonban egy jelentős hátránya ennek az energiaátviteli megoldásnak az előbb tárgyalt két megoldással szemben. Míg mind a feszültségcsökkentő, mind a feszültségnövelő megoldásoknál a kimeneten szükséges energiának csak egy részét kell az induktivitásnak tárolnia, addig most az ún. *tárolófajtaban* a ciklusidő egy részében a teljes energiamentisítést szük-

séges fedeznie. Könnyen belátható, hogy ennek kapcsán az alapáramkör jelentős teljesítmény szolgáltatásra nem alkalmas.

A 14. ábrán az IC polaritásváltó beállításait láthatjuk. Az ábrához tartozó összefüggések:

$$I_{cs} \geq 2 I_t \left[1 + \frac{|U_{ki}|}{U_{be}} \right]$$

$$L = \frac{U_{be}}{I_{cs}} \cdot t_{be} \rightarrow$$

$$\rightarrow t_{be} = \frac{L \cdot I_{cs}}{U_{be}}; \quad [\mu H], [\mu s]$$

Választható t_{be} érték:

$$19 \mu s < t_{be} < 150 \mu s$$

$$C_T \approx 12 t_{be}; \quad [pF]$$

$$R_1 = |U_{ki}| - 1,2; \quad [k\Omega]$$

$$R_{CL} = \frac{0,6}{I_{cs}}; \quad [\Omega], [A]$$

$$f_0 = \frac{2 I_t}{I_{cs} \cdot t_D}; \quad [kHz]$$

$$t_D = t_{be} \cdot \frac{U_{be}}{U_{ki}}, \text{ vagy } \frac{I_{cs}}{U_{ki}} \cdot L$$

$$t_i = \frac{I_{cs} \cdot t_D}{2 I_t} - (t_D + t_{be})$$

$$C = t_{be} \cdot \frac{\frac{U_{be}}{|U_{ki}|} \cdot I_{cs} + I_t}{U_{be}}; \quad [\mu F, \mu s]$$

vagy

$$C = \frac{I_{cs} \cdot t_D + I_t (t_i + t_{be})}{U_b}$$

Az alábbiakban már valóban minden matematikai levezetést mellőzve közöljük a polaritásváltó tervezési példáját.

Tervezési példa III.

Polaritásváltó beállításhoz

Kiindulási adatok:

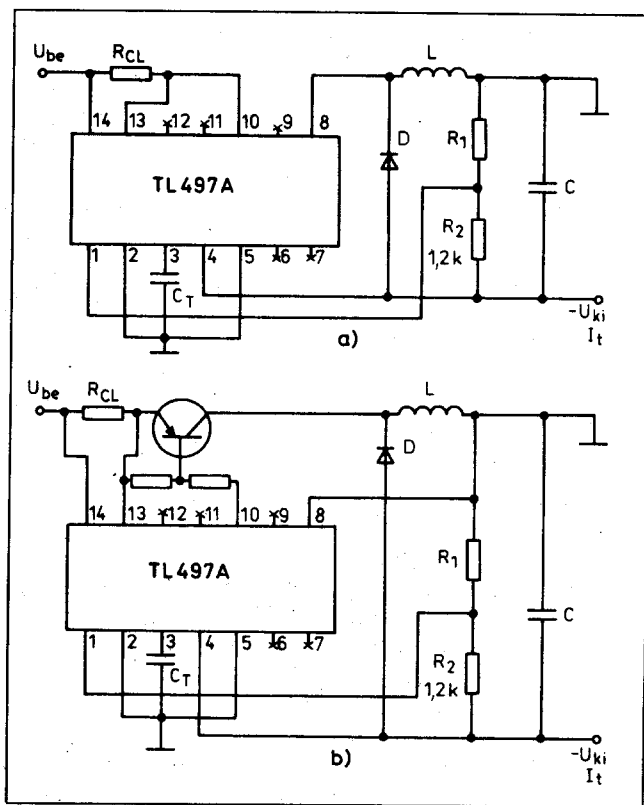
$$U_{be} = 5 \text{ V}$$

$$U_{ki} = -5 \text{ V}$$

$$I_{ki} = 100 \text{ mA}$$

$$U_b \leq 20 \text{ mV}$$

A kapcsolást a 14.a ábra alapján méretezzük. Számítások:



14. ábra

$$i_{cs} \geq 2 i_t \left(1 + \frac{|U_{ki}|}{U_{be}} \right) = 0,2 \text{ A} \cdot 2 = 0,4 \text{ A}$$

$$L = \frac{U_{be}}{i_{cs}} t_{be} = \frac{5 \text{ V}}{0,5 \text{ A}} \cdot t_{be}$$

Ha a választható $t_{be} = 15 \mu s \dots 150 \mu s$ értékek lehetnek, akkor L :

$$150 \mu H < L < 1,5 \text{ mH lehet.}$$

Válasszuk az $L = 200 \mu H$ értéket. Ekkor

$$t_{be} = \frac{L \cdot i_{cs}}{U_{be}} = 20 \mu s$$

lesz. L energialeadási ideje (t_D):

$$t_D = \frac{i_{cs}}{U_{ki}} \cdot L = \frac{0,5}{5} \cdot 200 = 20 \mu s$$

A kimeneti kondenzátor kisütési ideje (t_i):

$$t_i = \frac{i_{cs} \cdot t_D}{2 i_t} - (t_i + t_{be}) =$$

$$= \frac{0,5 \text{ A} \cdot 20 \mu s}{0,2 \text{ A}} - (20 \mu s + 20 \mu s) =$$

$$= 10 \mu s$$

$$C_{ki} = \frac{i_{cs} \cdot t_D + i_t (t_i + t_{be})}{U_b}$$

$$= \frac{0,5 \text{ A} \cdot 20 \mu s + 0,1 (10 \mu s + 20 \mu s)}{0,02 \text{ V}} =$$

$$= 650 \mu F$$

A kimenőfeszültség beállítása:

$$R_2 = 1,2 \text{ k}\Omega,$$

$$R_1 = 5 - 1,2 \text{ V} = 3,8 \text{ k}\Omega,$$

$$R_{CL} = \frac{0,6}{0,5} = 1,2 \Omega.$$

C_T értéke $\approx 12 \cdot t_{be} \approx 240 \text{ pF}$, vagy a táblázatból.

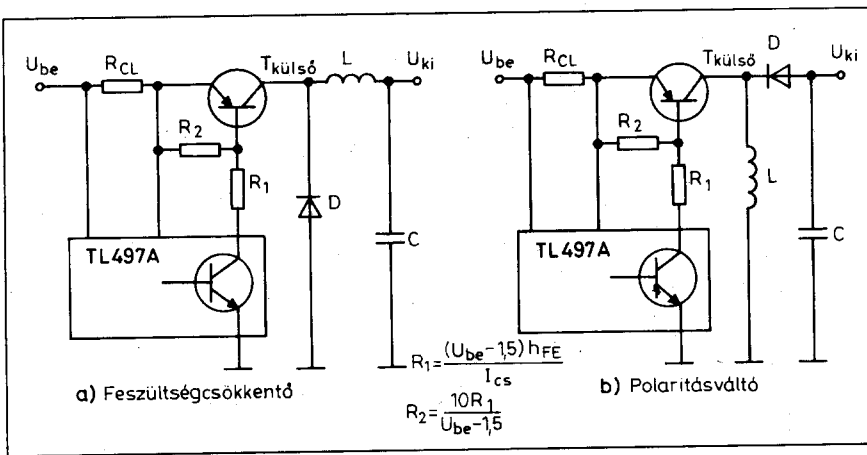
$$f_0 = \frac{2 i_t}{i_{cs} \cdot t_D} = \frac{0,2 \text{ A}}{0,5 \text{ A} \cdot 20 \mu s} = 20 \text{ kHz}$$

A továbbiakban rámutatunk néhány olyan fejlesztési lehetőségre, ami az IC minimális hiányosságait is kiküszöbölheti.

Polaritásváltó kapcsolásban a tok belső diódáját soha ne használjuk fel szabadonfutó diódnak!

6.1. A hatások növelése

A TL497A-val elérhető hatások lényeges korlátozó tényezője a belső kapcsolótranszisztor maradékfeszültsége (U_{cesat}). Visszaemlékezve az előző fejezetekre feltételeztük, hogy a kap-



15. ábra

csoló ideális azaz $U_{cesat} = 0$. A valóságban azonban korántsem ez a helyzet. Ahogy a maradékfeszültség nő, úgy csökken a hatásfok. Ezekben az elrendezésekben lehetetlen npn tranzisztort kapcsolóként telítésbe vezérelni, mivel bázis meghajtóköre alacsonyabb potenciálon tartózkodik, mint kollektora (kivételek a feszültségnövelő beállítás).

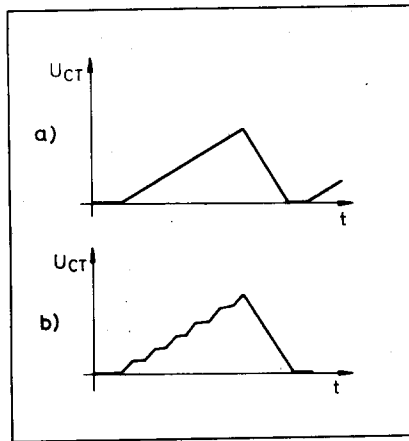
Javulás érhető el akkor, ha egy külső pnp tranzisztort hajtunk meg a belső npn tranzisztorral (15. ábra).

6.2. A bekapcsolási idő stabilitása

Mint láttuk, a bekapcsolási idő az időzítő kondenzátor (C_T) és a csatlakozó áramkörök által meghatározott. A bekapcsolási ciklusidő akkor kezdődik, amikor a visszacsatoló bemeneten (1. láb) a feszültség kisebb, mint 1,2 V. A bekapcsolási idő alatt, amíg az időzítő kondenzátor töltődni kezd a IC által belülről meghatározott csúcshőmérsékletre, a komparátor aktív marad. Ha ezen periódus alatt a visszacsatolt

feszültség 1,2 V fölé emelkedik (pl. zaj), a bekapcsolási folyamat megszakad. Ez a jelenség egy „zajtűskékkel” ellátott jeleket eredményez, amit a 16.b ábrán, s vizsgálva a 9. ábrán figyelhetünk meg. Az ábrából kitűnik az emelkedő kis fűrészelek sokasága.

A probléma egy másik értelmezése a dzsitter (jitter = remegés, vibrálás)



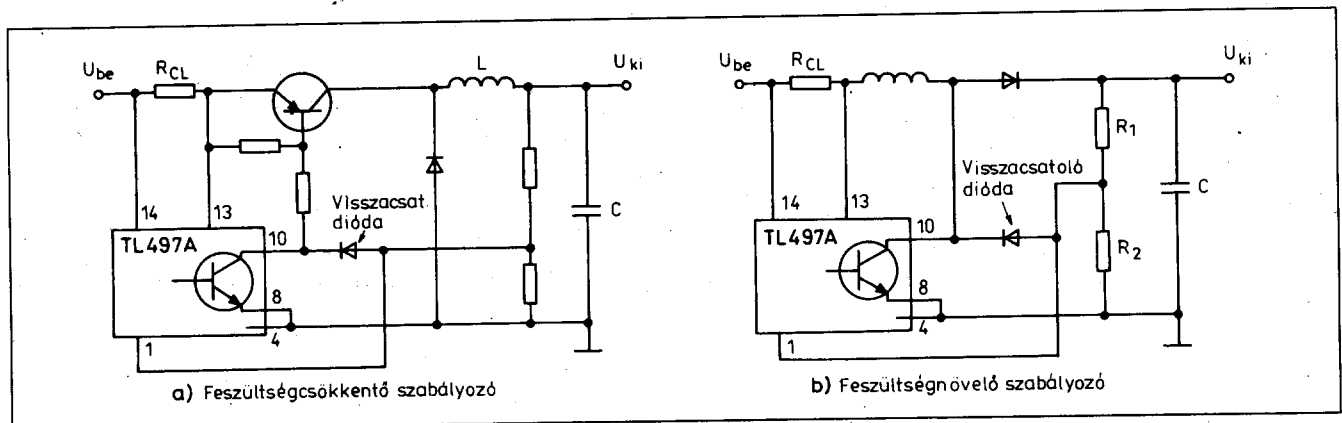
16. ábra

jelensége. Ez az állapot jelentősen csökkenti az átalakító hatásfokát, mert teljesítmény vesz el a kapcsolótranszisztor minden egyes átmeneténél. A probléma megoldása viszonylag egyszerű. A visszacsatolási csomópont (1. láb) feszültségét minimum 1,2 V-ig rögzíteni kell a bekapcsolási ciklusban. A 17. ábrán láthatjuk a tényleges megvalósítás vázlatát két alaptípusra. A visszacsatoló dióda (feedback) feladata igen könnyen megérthető. Amikor a bekapcsolási ciklus elkezdődik, a belső kapcsolótranszisztor bekapcsol. Figyeljük meg, hogy mindkét alkalmazásnál a belső tranzisztor emittere földön van! Bekapcsoláskor tehát a visszacsatoló dióda nyitóirányú előfeszítést kap és a visszacsatolt jel kb. 0,9 V-ra áll be. ($U_{cesat} \approx 0,3 \text{ V}$ és $U_{ny} = 0,6 \text{ V}$), ami kevesebb mint az 1,2 V-os referencifeszültség. A kimeneten megjelenő tűskék hatástalanok maradnak, mert a dióda tartja az előbbi szintet. Így egy tiszta bekapcsolási ciklus jön létre.

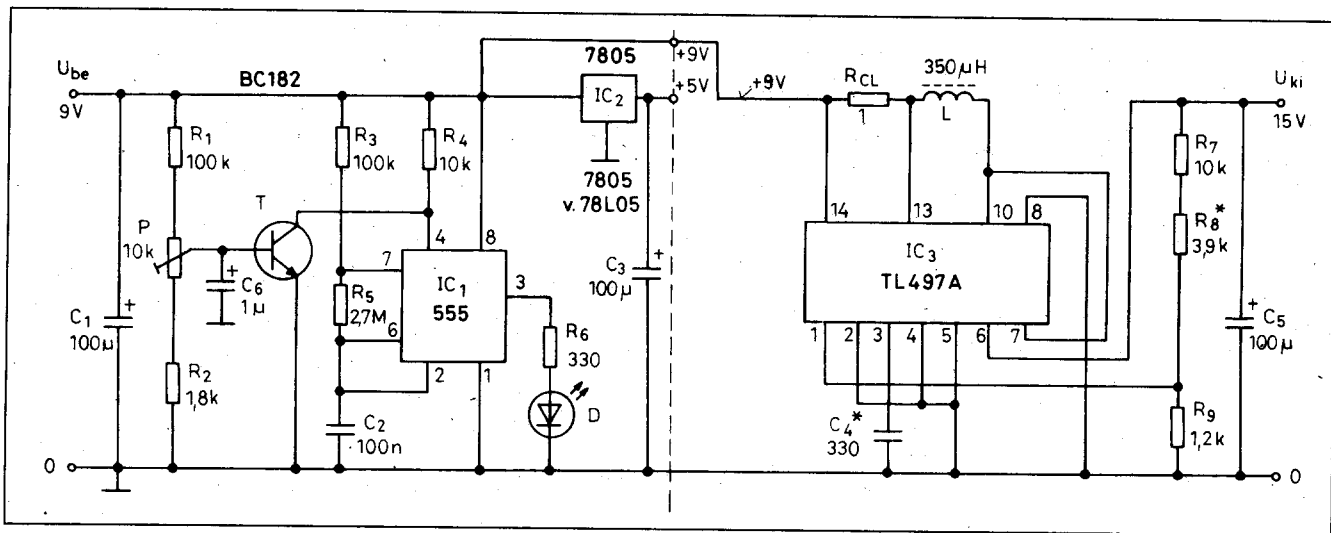
A bekapcsolási periódus végeredményeként a kapcsolótranszisztor kikapcsol, a dióda záróirányú előfeszítést kap és a visszacsatolt feszültség visszatér az ellenálláshálózat és az U_{ki} által meghatározott értékhez. Amennyiben a belső szabadfutású dióda nincs kihasználva, úgy erre a célra kielégítően megfelel.

7. Gyakorlati kapcsolások

A kissé „töményre” sikeredett elméleti fejtegetést kövesse most néhány gyakorlati tanács, útmutató az IC-t ténylegesen használni kívánók számára. Két áramkör kapcsán mutatunk rá néhány olyan fontos kérdésre, amit feltétlenül figyelembe kell vennünk a kivitelezésnél. A kapcsolás kiválasztása a



17. ábra



18. ábra

mindenkori feldattól (U_{be} , U_{ki} , I_t stb.) függ.

Első gondunk az anyagbeszerzésnél jelentkezik. A [3] részletesen foglalkozik a kapcsolóüzemű szabályozók alkatrészeinek speciális igényeivel, kiválasztási szempontjaival. A tényleges megvalósításnál igyekeztünk teljesen „hétköznapi” alkatrészeket felhasználni, ami persze mindig valamilyen kompromisszum eredménye, általában az elérhető hatások rovására. Így azok, akik ezen jellemző „kihegyezésére” törekednek, tartsák be az irodalomban leírtakat!

Mint láttuk – ellentétben más szabályozókkal – a TL497A nem állandó frekvenciával és változtatható kitértési tényezővel szabályozza a kapcsoló tranzisztort, hanem állandó bekapcsolási időt és változtatható frekvenciát alkalmaz. A megoldás előnyei az egyszerű felépítés és jó műszaki adatok. Ugyanakkor ez a választott energiaátalakítási elv relatíve nagy csúcsáramo-

kat igényel. Ezt a tulajdonságot mind az aktív, mind a passzív alkatrészeknél figyelembe kell venni.

Az első megvalósított áramkörünk az RT 1995/2-ben bemutatott fémkereső tápellátására készült. Eredetileg három darab 9 V-os elem szolgáltatja 27 V-ból állítottuk elő a 15 V-os működtető feszültséget. Célszerűnek látszott egyetlen elemmel megoldani a feladatot.

Tekintsük a 18. ábra kapcsolási rajzát! Az ábra közepén egy szaggatott vonallal képzeletben két részre osztottuk az áramkört. Valóban, a tényleges feszültségátalakító áramkört a rajz jobb oldalán fedezhetjük fel. A hozzá tartozó nyomtatott áramköri lapot is úgy alakítottuk ki, hogy az ténylegesen is szétvágható legyen, s akit nem érdekel az ábra bal fele, az a feszültségnövelő elrendezést külön is el tudja készíteni.

Kezdjük mindjárt ez utóbbival! Mint látjuk, a 9 V-os bemeneti feszültségből 15 V-os kimeneti feszültséget

állítunk elő, átlagosan 15 mA fogyasztás mellett (ennyi ugyanis a fémkereső fogyasztása).

Itt mindjárt rá kell mutatnunk az IC két fontos tulajdonságára. Az egyik, hogy a tok alapjában véve állandó átlagos terhelésre szeret dolgozni, s így teljesen felesleges nagyáramú beállításban üzemeltetni, ha a terhelés árama töredéke csak a méretezettnek. Az elérhető optimális hatások akkor jön létre, ha az IC-t adott konkrét kimenőáramra méreteztük és állítottuk be.

A másik fontos tulajdonsága, hogy a beállított kimenőfeszültséget minden körülmények között igyekszik tartani. Ez telepes üzemmódban azt jelenti, hogy a telep kimerülését annak teljes „összeomlásáig” képes ellensúlyozni. Persze ennek ára van. Először a kapcsolási frekvencia növekszik meg, majd – a még kisebb bemenőfeszültségnél – az IC folyamatos üzemmódba kényszerül, ami további áramnövekedést és hatásokromlást okoz.

ELEKTRONIKAI ÜZLETHÁZ

Híradástechnikai alkatrészek

T:283 0756

6000 féle elektronikai cikk
Tranzisztorok, diódák, RC elemek
IC-k, mérőműszerek és dobozok
vegyszer segédanyagok, szirénák
forrasztástechnikai segédanyagok,
piezo sugárzók, tranzisztorok
csatlakozók, trafók, PIHER potik
BÖNGÉSZDÉ

ANTENNÁK

T/F:283 1375

**PHILIPS stabil AM mikro-
MŰHOLDVEVŐK**

Antennaelektronikai termékek,
fejállomási részegységek, dekóderek,
kvarcponos AM mikro gyártása

ANTENNASZERELÉS

Villanszerelési anyagok

T/F:285 7539

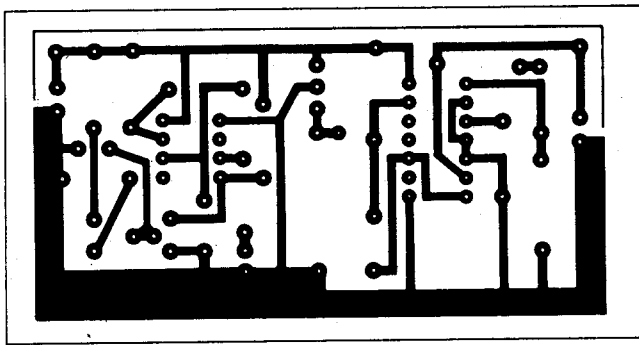
Lakásvilágítási cikkek
Vezetékek, kábelek, csatornák
Telefonok
kapcsolók, dugaljok,
mosógép és centrifuga
alkatrészek

Budapest

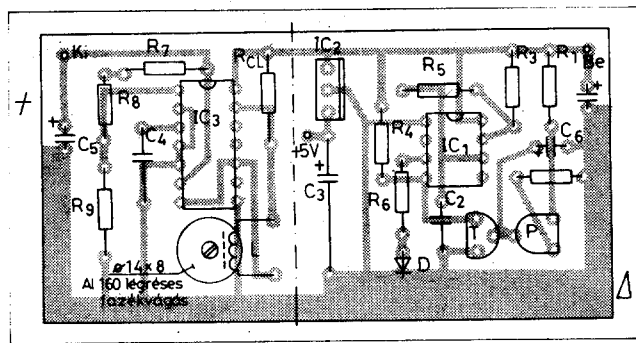
XX.

Jókai Mór u.

47



19. ábra



20. ábra

A kapcsolás bemérésekor felvett jellemzők annyiban csalókák, amennyiben a méréskor használt szabályozható kimenőfeszültségű tápegység – elmentében a 9 V-os elemmel – nem omlik össze, s a valóságosnál ennél fogva jobb képet mutat.

Ezen oknál fogva készült hozzá a telep kimerülését jelző áramköri részlet. Működési leírását tekintsük üdítő pihenésnek az előző oldalak után! Lényegében egy alacsonyfrekvenciás asztabil áramkört készítettünk az 555-ös timerből. Ennek tiltó bemenetét (4. láb) ebben a kapcsolásban kihasználtuk (tipikusan +U_I-re szoktuk kötni). A telep feszültségét a T tranzisztor bázisosztója figyeli, melyet a P trimmerrel úgy állítottunk be, hogy alaphelyzetben T nyitva van, következésképpen az asztabil letiltott állapotú.

Beállítható egy olyan érték, mikor a telep feszültségének csökkenése során a tranzisztor nyitófeszültsége már nem éri el a 0,6 V-ot, s IC₁ működése engedélyezett. A potenciómétert úgy szabályozzuk, hogy ez az érték 7 V legyen. Működésének végeredménye tehát a LED lassú villogása akkor, amikor a telep feszültsége 7 V alá csökken.

Érdekességgént jegyezzük meg, hogy a kapcsolás némi módosításával lehetséges magának az IC₃-nak a letiltása is, a telepfeszültség meghatározott csökkenése esetén.

Az IC₂-t (7805 vagy méginkább 78L05) azért építettük be a kapcsolásba, hogyha szükséges, rendelkezésre álljon az LSTTL logikai áramkörök tápfeszültsége. Ez azonban csak opció.

De térjünk vissza a feszültségátalakító beállításához! Az áramkör nyák-tervét a 19. ábra, beültetési rajzát a 20. ábra mutatja.

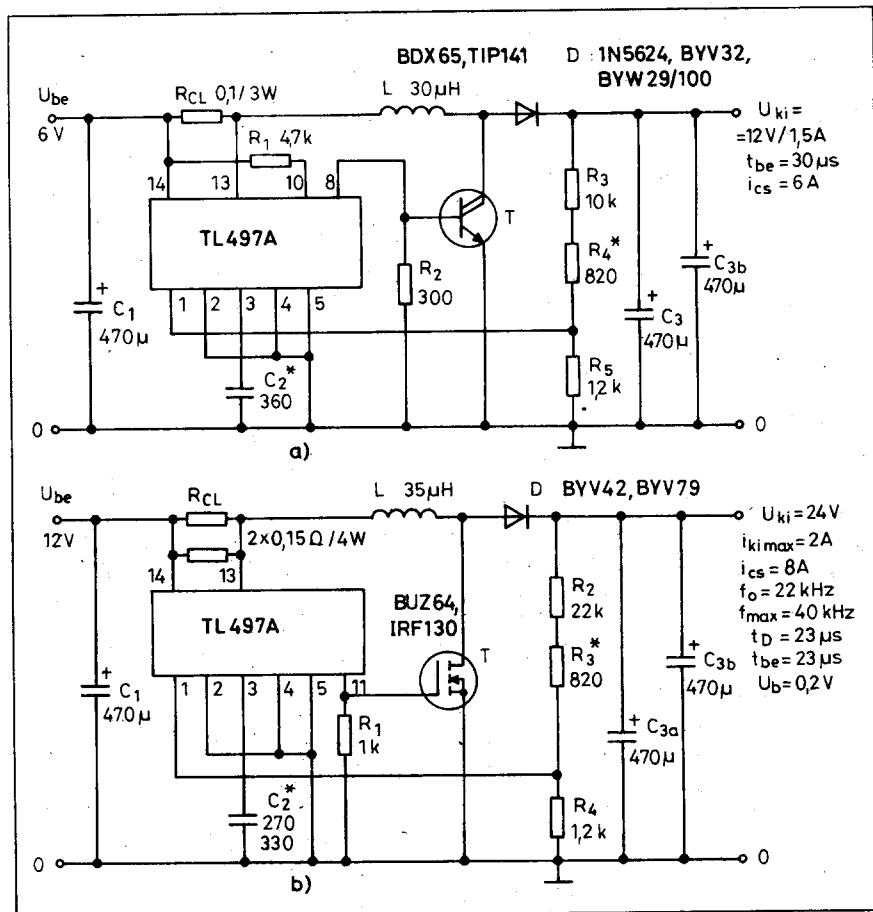
Ültessük be az alkatrészeket a dokumentáció alapján! A 350 μ H-s L₁

adatai: 14 \times 8, A_L = 160 (légréses) fazékmagon 47 menet, \varnothing 0,35 CuZZ-ből.

Beméréshez a kimenetre feltétlenül rá kell kapcsolni a névleges terhelést. A központi oszcillátor üresjárásban igen alacsony frekvencián (kb. 1 Hz!) működik. Ráadva a bemeneti feszültséget, a kimeneten a számított 15 V-ot kell mérnünk. Ennek ellenére az áramkör még lehet rossz! Ugyanis a legfontosabb most következnek. Oszcilloszkóppal feltétlenül ellenőrizzük az idő-

zító kondenzátor (C₄) jelalakját, amelynek a 9. ábrának kell megfelelnie. Különösen figyeljünk a szakaszos-folyamatos üzem közötti különbségre!

A kísérletek során a szerzőnek szinte valamennyi hibás jelformát sikerült „előállítania” úgy, hogy a kimenő feszültség mindvégig jó volt. Sok olyan apró momentum előadódhat, amikor a számított értéktől el kell térnünk a gyakorlati kivitelezés során. Az áramkör akkor tekinthető jónak, ha a kimenőfeszültség névleges terhelésnél az előírt



21. ábra

nagyságú, s C_4 hullámformája tiszta, zavarmentes, szakaszos üzemnek megfelelő.

A telepjelző áramköri részlet beméresi, beállítási eljárása nem igényel külön elemzést, már utaltunk rá működésének magyarázatakor.

A második áramkörtípus, amit tanulmányos megvizsgálunk, a külső tranzistorral megnövelt terhelhetőségű változatra mutat példát (21. ábra).

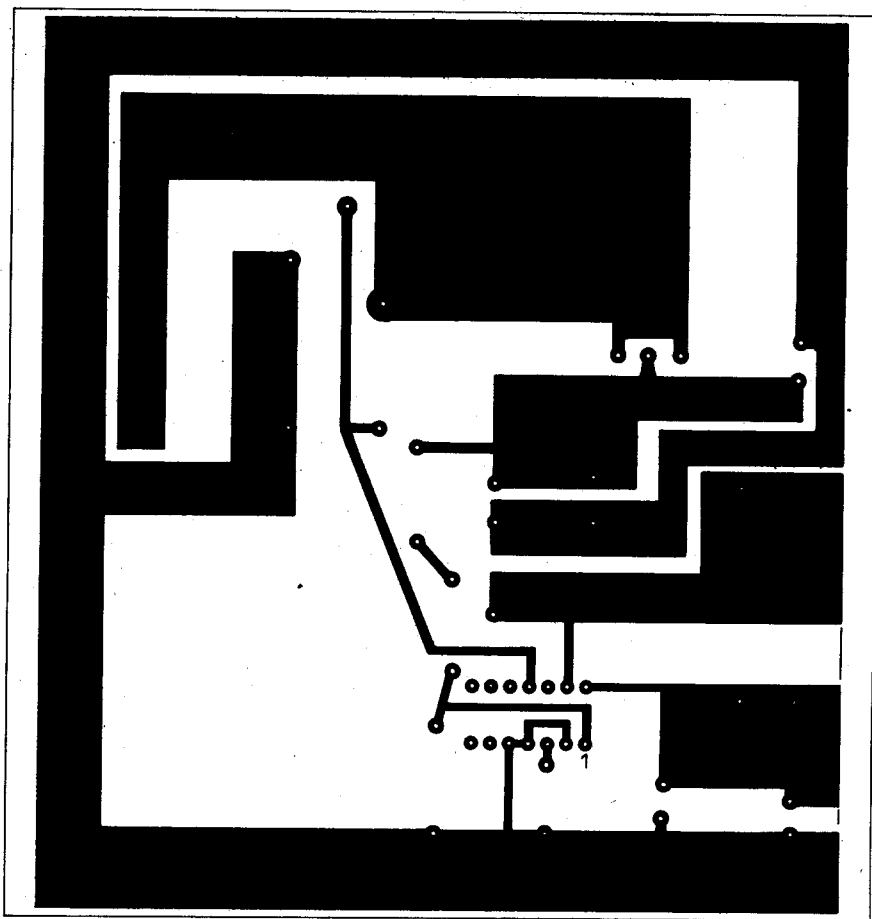
A 21. a ábrán az örök témára, a 6/12 V-os feszültségváltóra mutatunk be egy eredeti, a Texas Instruments által javasolt megoldást, mert az érdeklődés nemigen apad a téma iránt. A kapcsolás műszaki adatai a rajz mellett olvashatók. Bár a határfok szempontjából nem túl előnyös bipoláris darlington használata (magas U_{cesat}), de nemigen van más választásunk az alacsony bemenőfeszültség miatt. Érdekes azt is megfigyelni, hogy a csúcsáram kétszeres ki/bemenőfeszültség viszonyánál a névleges érték négyszerese! Aránylag nem kritikus R_1 , R_2 értéke: R_1 1 ... 10 k Ω , R_2 240 ... 300 Ω között lehet. Sokkal kritikusabb a dióda megválasztása.

Tekintettel a magas működési (kapcsolási) frekvenciára és a nagy áramokra, csak a rajzon megadott típusok felelnek meg, vagy azokkal egyenértékű más Schottky, vagy ultragyors típusok.

Néhány szó a tekercsről. Szerencsénk van, mert nem szükséges különleges tekercseléssel idegeinket és alkotókedvünket felőrölni (ld. ellenütemű DC-DC konverterek), hanem csak – ahogy mondani szoktuk – egy „fojtótekercset” kell készítenünk. De vegyük figyelembe a várható csúcsáramot, valamint a relatíve magas frekvencia miatt (skin hatás) több párhuzamos szálból célszerű a tekercset elkészíteni. A mintakészülékben egy $\varnothing 34 \times 28$ -as méretű A_L 630-as vasmagra 7,5 menet volt szükséges $3 \times \varnothing 0,8$ CuZ huzalból.

Ejtsünk néhány szót a kimeneti tároló kapacitásról is! A két darabból álló kondenzátor több helyet foglal el, mintha egy darabból állna, de önindukciójuk így 75%-kal kevesebb, s erről is szóltunk már az elméleti részben. Bemérésére vonatkozólag az előző megállapításaink érvényesek, csak a nagyságrendek mások (árammérők, műterhelések stb.)

A kapcsolás természetesen elkészíthető nagyobb kimenőáramokra is, de akkor már speciális szerelésstechnológia is szükséges, mert pl. $I_{ki} = 4$ A esetén a csúcsáram 16 A, ami már nem



22. ábra

a klasszikus gyengeáramú kivitelezést igényli!

Végezetül a 21.b ábrán az előző kapcsolás csekély hátrányát is kiküszöböltük. Ismét egy feszültségmagnó beállítást látunk, ahol a bejövő 12 V-os feszültségből 24 V kimenőfeszültséget állítunk elő. Műszaki adatai a rajz mellett olvashatók. Erre a típusra is mindig nagy az érdeklődés, hiszen a gépkocsi akkumulátoráról sokszor kell nagyobb feszültségű fogyasztót (pl. tv-készülék, páka stb.) működtetni.

Az ingyencék kedvéért az eredeti Texas applikációval szemben itt egy MOSFET-et alkalmaztunk, amit nem az IC belső tranzistora hajt meg, hanem közvetlenül az oszcillátor vezérel. A Darlington-párral szemben a FET közel ideális kapcsolóként működik, hiszen vezetési ellenállása típustól függetlenül $m\Omega$ -okban adható meg. Csak egyetlen „szépséghibával” rendelkezik: nevezetesen nyitáshoz (megintcsak típustól függően) 4 ... 8 V nagyságú feszültség szükséges. Ezért nem tudtuk a 6/12 V-os átalakítóban alkalmazni, mert az alacsony bemenőfe-

szültség mellett az oszcillátor nem szolgált ekkora jelszintet. Nos, ez itt nem probléma.

Még egy újítást vezettünk be, a tekercskonstrukció egyszerűsítése érdekében. Tekintve a kisértékű induktivitást, lehetséges volt légmagos tekercset alkalmazni. Csévetestnek egy üres forrasztóónos „guriga” volt elérhető ($\varnothing 50 \times 24$), amire 37 menetet tekercseltünk fel $\varnothing 1$ mm-es szigetelt MT bekötőhuzalból. Ennél egyszerűbben és hozzáférhetőbben a problémát már nem lehet megoldani. Szakszerűbb ehelyett is párhuzamos CuZ huzalt használni, ugyanilyen menetszámmal. Tekintettel a légmagos tekercsre, a vas átmágnesezési vesztesége is elmarad, így a helyesen beállított konverter az elméleti határfok közelében teljesít.

Itt is a dióda megválasztása a kritikus. A megadott típust semmiképpen se helyettesítsük tetszőleges, 50 Hz-re készült szilícium egyenirányító diódával! Tekintettel a felhasznált alkatrészek nem túlságos elterjedtségére, ehhez a megoldáshoz közzétesszük a gyártási dokumentációt is. A nyák-ter-

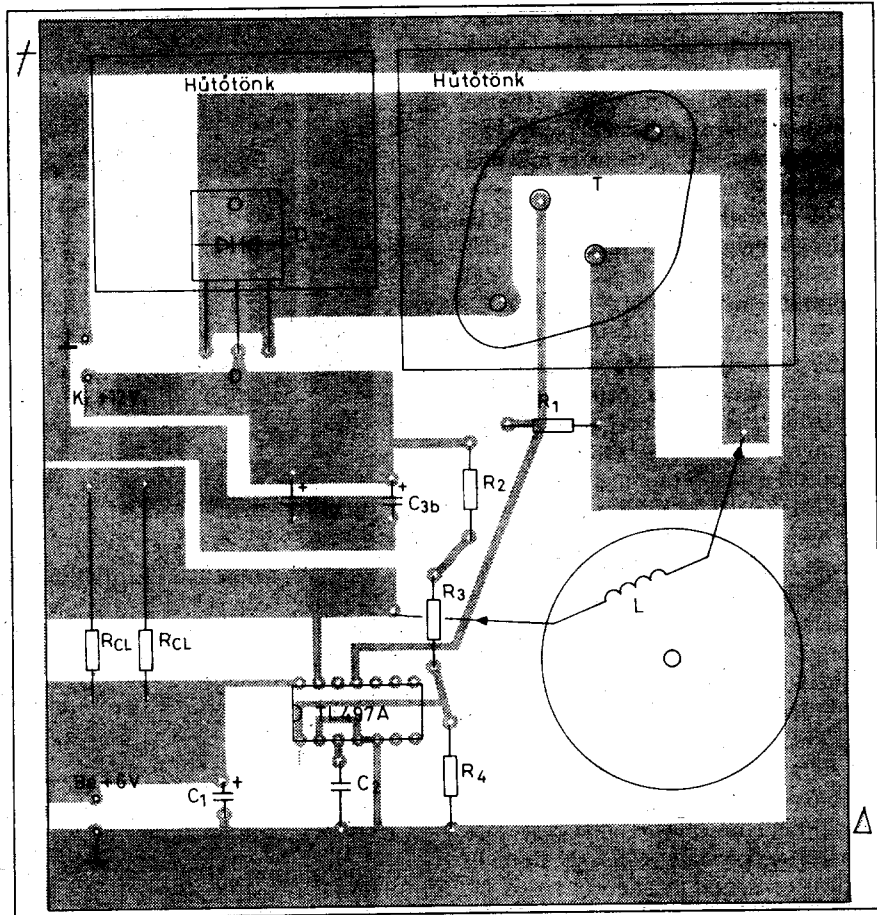
vet a 22. ábrán, a beültetési rajzot a 23. ábrán láthatjuk. Amennyiben kétfős Schottky diódát alkalmazunk, kössük azokat párhuzamosan (a beültetési rajzon jelölt módon).

Bemérésére vonatkozólag csak az előzőkre hivatkozunk, nyomtatékosan ismételve a szakaszos üzem oszcilloszkópos ellenőrzését.

A szerző bíz abban, hogy az IC bemutatása kapcsán a tisztelt felhasználók változatos tápegységkialakításokra lesznek képesek a cikk útmutatásai alapján, amihez sok sikert kívánunk!

Irodalomjegyzék

- [1] TEXAS INSTRUMENTS katalógus
- [2] A TL497 típusú integrált kapcsolóüzem-szabályozó áramkör (Rádiótechnika 1979/10, 11)
- [3] Ferenczi Ödön: Félvezetős feszültségátalakítók (MK, 1979)



23. ábra

Mért érdemes a NEDIS-t választani?

Mert nagyon gyors beszállítónal, ahol rendelési tevé és mánap megkapja a csomagot postán...

Mert itt minden Ön körül forog...

Mert a NEDIS flexibilis, az Ön igényeihez maximálisan igazodik...

Mert itt a vásárlás szabályai kőbe vannak vésve...

És ügyis mindenki számára...

HQ & NEDIS KFT - AZ ÖN PARTNERE 1998-BAN IS

HQ & NEDIS Kft. - Elektronikai és elektromos alkatrész raktárkészlet 2000 négyzetméteren * 65 000 cikk program (fémlemez, szilikon, kerámia, kultúr) * Színes termékkatalógus az elektronika témakörében * Színes magyar nyelvű katalógus a háztartási gépek témakörében * Színes magyar nyelvű katalógus távirányító témakörében * Színes magyar nyelvű katalógus a létező és tervezett témakörben * CD-ROM - online modern rendelési és információs rendszer - INTERNET * Ingyenes telefonos * Gyors átvétel postai csomagküldő szolgálat * Összehasonlító adatbázis TV-VIDEO és PERIFÉRIÁK témakörben * Ingyenesen elérhető miniatúrák * Többéves nyugati európai tapasztalattal rendelkező beszerzési hálózat * 43 000 termék * **HO & NEDIS Kft. Budapest 1191 Corvin Krt 7-13 Tel: 282-9696, 31-3623 Fax: 31-3623**
WEB: WWW.NEDIS.COM és WWW.HQ.NEDIS.COM Rendelés E-MAIL: nedis01@net.dnetnet.hu