

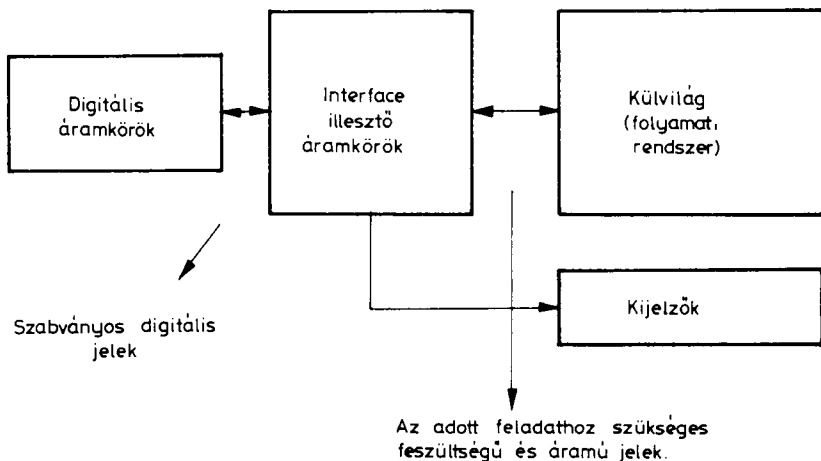
2. DIGITÁLIS RENDSZEREK ÉS KÜLSŐ ELEMEL ILLESZTÉSE

2.1. NAGYÁRAMU, NAGYFESZÜLTÉGŰ ELEMEL MEGHAJTÁSA DIGITÁLIS JELEKKEL

Egy-egy folyamat, vagy rendszer vezérlését, kezelését sok esetben digitális áramkörök felhasználásával végeztetjük. Ilyenkor szükségünk van a folyamatba való beavatkozásra, és egyes állapotainak az ember számára történő kijelzésére.

Szükség van olyan interface (illesztő) áramkörökre, amelyek a szabványos digitális jelet átalakítják a kívánt elektromos paraméterű jelre. Tranzisztoros, tirisztoros kapcsolásokkal és/vagy jelfogókkal szoktuk ezt megvalósítani.

Végrehajtó, beavatkozó, mérőátalakító fizikai \leftrightarrow villamos
szervek



2.1. ábra.

Az integrált áramkör gyártók univerzális illesztő áramköröket hoznak forgalomba. Ezekben TTL kapukat és tranzisztorokat szoktak elhelyezni.

Az univerzális illesztő áramkörökkel szemben támasztott főbb követelmények:

nagy felső határfrekvencia	10 MHz,
szokásos tápfeszültségekkel való kompatibilitás	5...24 V,
TTL (MOS) áramkörökkel való kompatibilitás,	
nagy kimenő áram	0,5 A,
sokoldalú felhasználhatóság,	
közepes teljesítmény	500 mW,
olcsó tok.	

2.1. táblázat

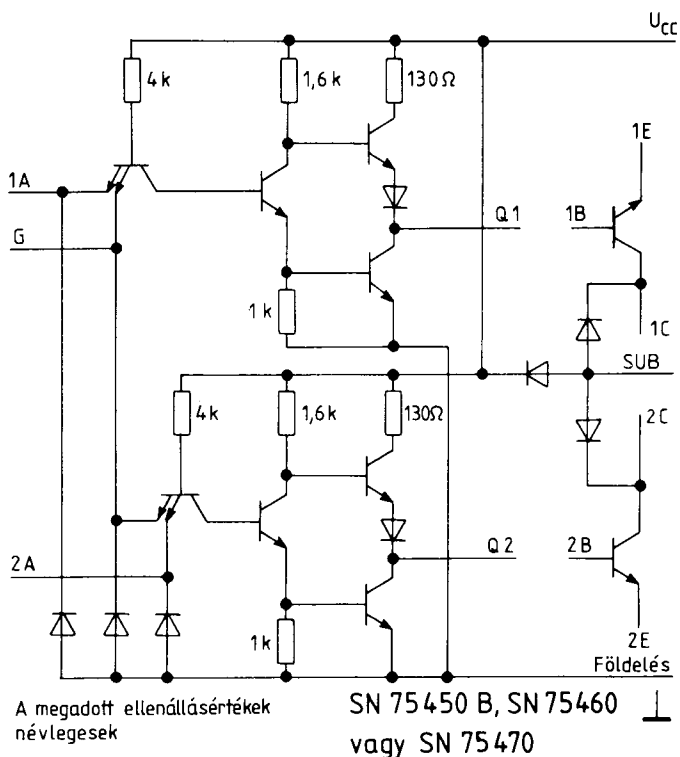
Tipus	$I_C \text{ max}$	$U_C \text{ max}$	$U_C \text{ maxpp}$	t_{pLH}	$P_d \text{ max}$ tok	$I_C = 0,3 \text{ A}$ U_{CE}
SN 75 450 B	0,3 A	30 V	20 V	20 ns	0,8 W	0,5 V
SN 75 460	0,3 A	40 V	30 V	45 ns	0,8 W	0,5 V
SN 75 470	0,3 A	50 V	40 V	50 ns	0,8 W	0,5 V

Az SN 75450 B, SN 75460, SN 75470 IC-kben a szubsztrát ki van vezetve és belül nincs összekötve a földeléssel. (2.1. táblázat). Ezért, ha a szubsztrátot negatív feszültségre kötjük, akkor a kimeneti tranzisztorokra a földpotenciálnál negatívabb feszültség szintet is lehet adni. A 2.2. ábrából látható, hogy a szubsztrát a rendszer legnegatívabb potenciáljára kerül, akkor a szubsztrát diódák mindig zárva maradnak, tehát minden tranzisztor mindig szigetelve van az összes többi elemtől.

Megjegyzendő, hogy az SN 75451 B, SN 75461 és az SN 75471 IC-k a 450/460/470 típusoktól csak abban különböznek, hogy tranzisztorai emitterei össze vannak kötve a földpotenciállal, tehát közösítve is vannak.

	$I_C \text{ max}$	$I_C \text{ csucs}$	$U_{CE} \text{ max}$	U_{CEpp}
75401	0,5 A	0,5 A	40 V	30 V
74411	0,5 A	0,5 A	50 V	40 V

x A csucsáramot max. 200 ms-ig és max 10 %-os kitöltési tényezővel vehetjük igénybe.

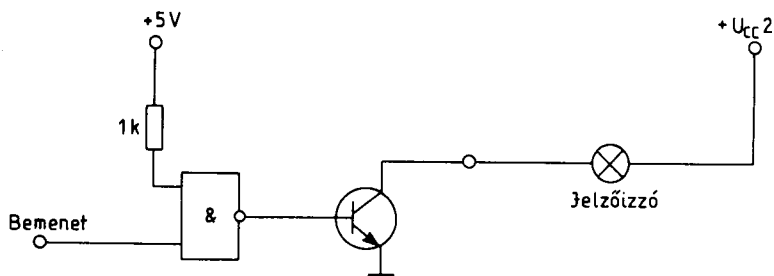


2.2. ábra.

2.1.1. Jelzőizzó, LED, jelfogó meghajtása és eszközei

a) Jelzőizzó meghajtása

Az ismertetett interface (illesztő, meghajtó) IC-k mindegyike jól alkalmazható a legtöbb jelzőlámpa meghajtására. Egy lámpa bekapcsolásakor nagy áramlökés van. Ez kb. az üzemi áram 10-szerese, tehát egy 100 mA-es lámpánál a 2.3. ábra szerinti kapcsolást nem alkalmazhatjuk, mert a kb. 1 A-es felfűtő (bekapcsolási) áram tönkretelheti a meghajtó áramkörünket. Ezért a kollektoráram korlátozását meg kell oldanunk.



2.3. ábra.

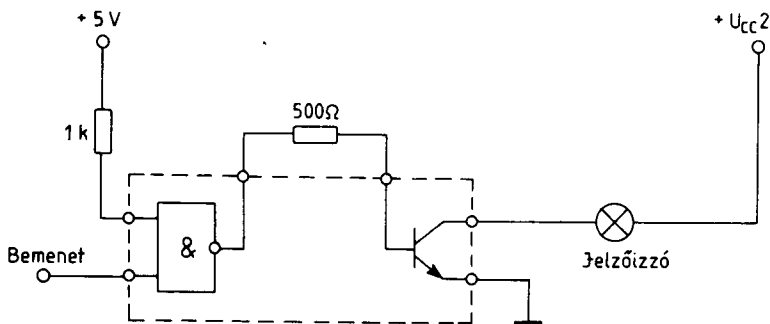
Kollektoráram korlátozása a vezérlő bázisáram korlátozásával:

$$I_B \text{ határ} = \frac{I_C \text{ határ}}{h_{21E}} = \frac{250 \text{ mA}}{50} = 5 \text{ mA}.$$

Mivel egy TTL kapu kimeneti feszültsége H-ban tipikusan 3,3 V és nyitott állapotban U_{BE} : 0,85 V körüli, ezért

$$R_B = \frac{U_H - U_{BE}}{I_B} = \frac{3,3 \text{ V} - 0,85 \text{ V}}{5 \text{ mA}} \approx 0,5 \text{ k}\Omega.$$

Értékelés: ezt a megoldást a felvett paraméterek erős bizonytalansága (pl. h_{21E} értéke) miatt nem tarthatjuk a legjobbnak.



2.4. ábra.

Kollektoráram korlátozása negatív visszacsatolással emitter ellenállás felhasználásával R_E számítása:

$$I_C \max = 250 \text{ mA}$$

$$U_{BE} = 0,85 \text{ V}$$

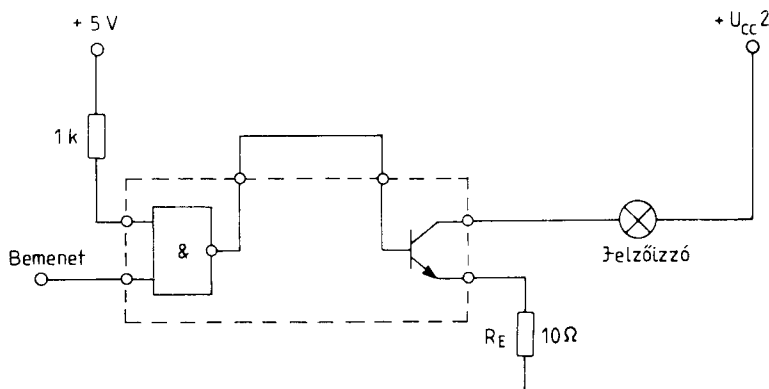
$$U_H = 3,3 \text{ V}$$

$$U_E = U_H - U_{BE} = 2,45 \text{ V}$$

$$R_E = \frac{U_E}{I_E} \approx \frac{2,45}{0,25} \approx 10 \Omega$$

Ertékelés: Az R_E -vel határolt I_C áram üzembiztosabb, sorozatgyártásnál kisebb szórású megoldást ad, mint az R_B -vel határolt I_C áram. Kedvelt kapcsolás lámpák meghajtására.

Mindkét megoldás a lámpák lassabb bekapcsolását és a szokásos sebességű eloltódását adja.



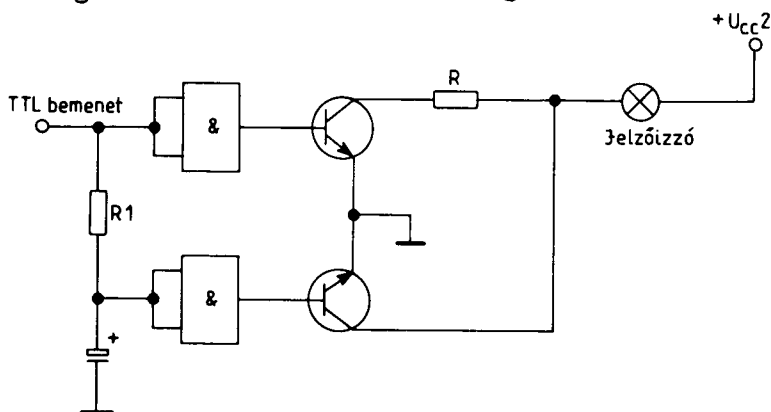
2.5. ábra.

Gyorsabb bekapcsolás esetén, ha a meghajtó (kapcsoló) tranzisztorunk nem bírja el a nagy bekapcsolási áramot, szokás még az izzószálat előmelegíteni állandó nyugalmi árammal. (Fénysorompó fehér villogó fényénél is ilyen megoldást alkalmaznak.) A következő néhány ábra az előmelegítés kivitelezési módjait mutatja.

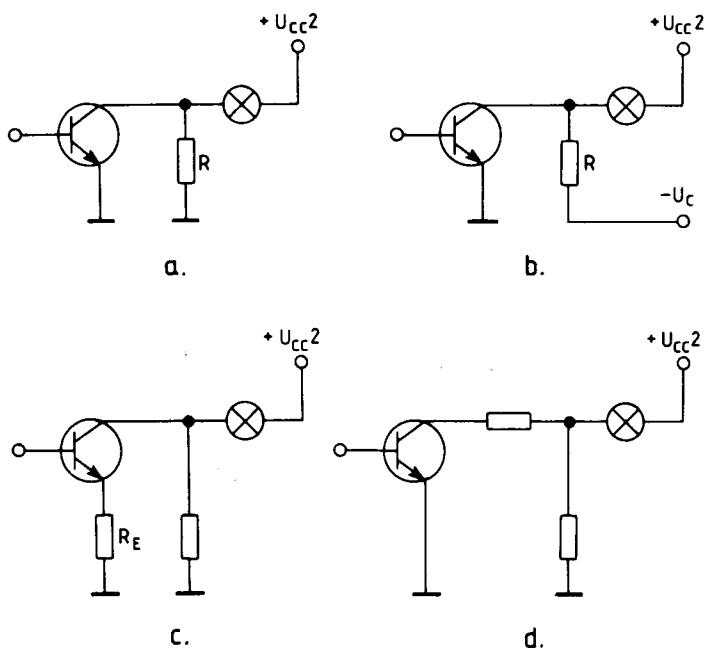
A 2.6. ábrán lévő áramkörrel a bekapcsolás után először előfűtünk az $R_1 \cdot C_1$ -gyel arányos ideig, majd teljesen bekapcsoljuk az izzót.

A 2.7. ábrán az állandóan előmelegített jelzőizzó kapcsolását láthatjuk. Az a) esetben bekapcsoláskor az izzó (majdnem)

teljes árama a tranzisztoron folyik keresztül. A b) esetben a tranzisztor bekapcsolt állapotánál is folyik jelentős áram az R-en keresztül a negatív tápfeszültség felé. A kapcsolás előnye, hogy $I_{C \max}$ -nál nagyobb áramu izzót is tudunk vezérelni, hátránya, hogy kell egy külön negatív tápfeszültség is. A c) és d) kapcsolások a b) kapcsolás tulajdonságait egy tápfeszültség alkalmazásával közelítik meg.



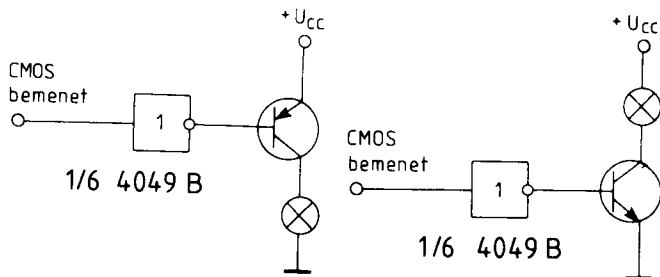
2.6. ábra.



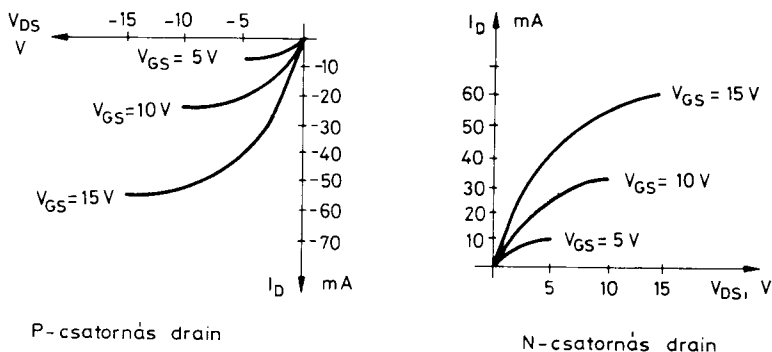
2.7. ábra.

Ma már szinte kizárólag csak bufferelt CMOS áramkörök kaphatók. Ilyen pl. a Philips cég HEF 4000B sorozata. A CMOS áramkörök kimenetére közvetlenül ráköthető egy bipoláris tranzisztor bázisa. Mivel a kimeneti csatornák közel szimmetrikusak, ezért a tranzisztorokat invertáló és neminvertáló kapcsolásban egyaránt felhasználhatjuk, lásd a 2.8. ábrát.

A CMOS IC tápfeszültsége 3...15 V között változhat. A maximális kimenőáram a tápfeszültség függvénye, melyet a 2.9. ábra mutat.



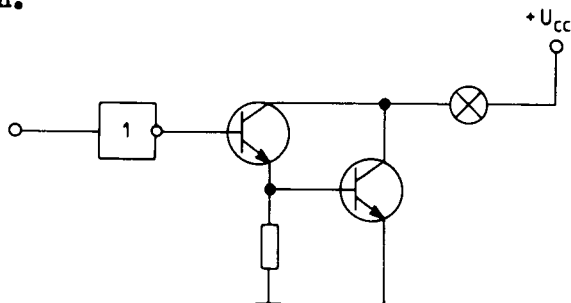
2.8. ábra.



2.9. ábra.

A karakterisztikákból láthatjuk, hogy a 4000B sorozatu típus bármelyik kimenete 5 V-os tápfeszültségnél a PNP tranzisztort 5 mA-es bázisárammal, az NPN tranzisztort 8 mA-es bázisárammal képes vezérelni. Nagyobb áramerősítések esetén szokásos a Darlington kapcsolás alkalmazása, lásd a 2.10. ábrát. Itt az eredő áramerősítés közelítőleg a két tranzisztor egyenáramu áramerősítési tényezőinek szorzata. Fontos még megjegyeznünk, hogy a CMOS áramkör és egy tranzisztor az előbbi példákban közölt összekapcsolásakor a CMOS áramkör kimenetén lévő fe-

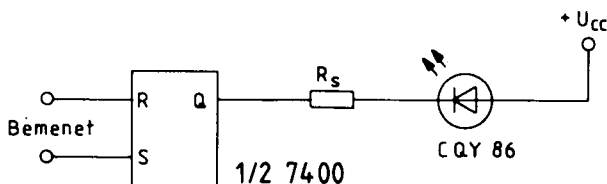
szükség más CMOS áramkör vezérlésére alkalmatlan, mivel értéke 0 V és 0,8 V vagy U_{CC} és $U_{CC} - 0,8$ V körül mozog a kapcsolástól függően.



2.10. ábra.

b) LED-ek meghajtása

A ma használatos LED-ek tipustól, mérettől és a kívánt fényerőtől függően 4...15 mA áramot igényelnek. Ezt a teljesítményt egy normál TTL áramkör közvetlenül biztosítja.



2.11. ábra.

R_S méretezése: Ha $Q = H$, akkor a diódán nem folyik áram.

Ha $Q = L$, akkor $U_Q \approx 0,4$ V

$$U_Q = 0,4 \text{ V}$$

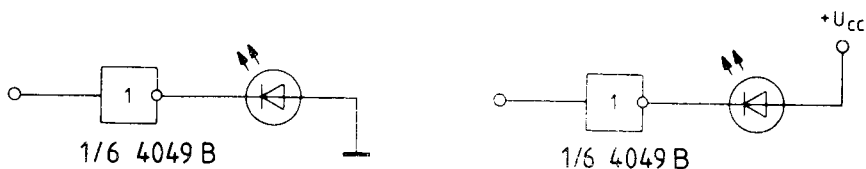
$$U_D = 2,3 \text{ V} \quad I_D = 8 \text{ mA}$$

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

$$R_S = \frac{U_{CC} - U_D - U_Q}{I_D} = \frac{5V - 2,3V - 0,4V}{8 \text{ mA}} = \frac{2,3V}{8 \text{ mA}} \approx 300 \Omega$$

A meghajtás CMOS áramkörrel egyszerűbb, mivel a korlátozó ellenállás (az áramgenerátoros jellegű meghajtás miatt) elhagyható 5...10 V-os tápfeszültség használatakor. A LED (2.12. áb-

ra) a föld és a tápfeszültség felé egyaránt köthető, tehát egy esetleges invertáláskor nem kell külön CMOS kapu, hanem a diódát a tápfeszültség másik polaritására kell kötnünk. Ilyen alkalmazásoknál a meghajtó kapu kimenetét egyidejűleg más CMOS kapu vezérlésére nem használhatjuk, mivel a feszültség szint erősen eltér a megengedett értéktől.

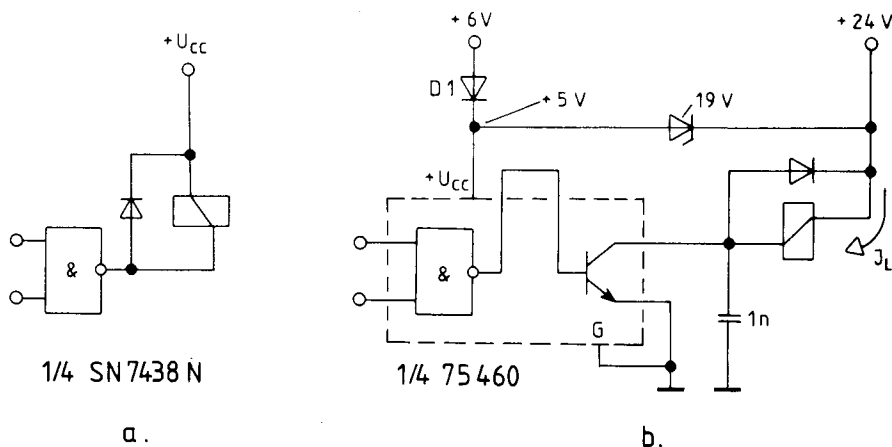


2.12. ábra.

c) Jelfogók meghajtása digitális jelekkel

A jelfogók behúzási árama, típustól függően, $n \times 10 \text{ mA}$...A nagyságrendbe esik. A miniatűr reed relék normál TTL buffer elemekkel is működtethetők. A nagyobb áramuakhoz, feszültségűekhez egy illesztő-meghajtó áramkört kell alkalmaznunk.

Minden jelfogó tulajdonsága, hogy induktivitása miatt kikapcsoláskor ellenkező polaritással nagy feszültség jelentkezik a kapcsain (Lentz törvény). A feszültségtűskék levágása érdekében elengedhetetlenül fontos vágódiódákat beépítenünk, különben az indukált nagy feszültségek a meghajtó félvezető áramköröit tönkretennék.



2.13. ábra.

A 2.13b ábrán 75450 B típusu áramkört használtunk. A megengedett váltakozó feszültség értéke a kimeneten $20 V_{pp}$, tehát csak ez alatti feszültségekkel működtethetjük a jelfogónkat.

Miért van a két tápfeszültség között egy Zener dióda? Két tápfeszültségünk van. Ezeket lehet, hogy különböző sorrendben kapcsoljuk be, vagy egyszerűen csak az egyik tápfeszültség hiba miatt megszűnik. Ha a jelfogót meghajtó esik ki, (vagy kapcsoljuk be később) akkor nincs semmi probléma, mert csak a meghajtó tranzisztor kollektora nem kap feszültséget. Ha a +5 V esik ki, (vagy később kapcsoljuk be, mint a 24 V-ot) akkor a meghajtó tranzisztor bázisa nem kap vezérlést, a bázis meghajtó impedanciája nő. Ilyenkor a kollektor-emitter letörési feszültsége lecsökken, átüthet a meghajtó tranzisztor.

24 V-os táplálásnál a 19 V-os 4 dióda a tokon 4...5 V körüli feszültséget biztosít akkor is, ha nincs meg a +5 V-os tápfeszültség. A D1 dióda a 75460 felé engedi csak a Zener áramát. Nélküle egy nagy áramot felvevő kapcsolás esetén a Zener leégne.

Miért kell a jelfogóval párhuzamosan kapcsolt gyors működésű védődióda?

Képzeljük el, hogy a tranzisztor a bekapcsolt állapotból a kikapcsoltba vált át (a 2.14 és a 2.15. ábra). Tehát a jelfogó tekercsén (egy induktivitáson) I_0 nagyságú áram folyt át. A kapcsoló tranzisztor ezt hirtelen meg akarja szüntetni. Mivel

$$\phi = L \cdot I$$

$$\phi = \text{a mágneses fluxus}$$

$$L = \text{a jelfogó induktivitása}$$

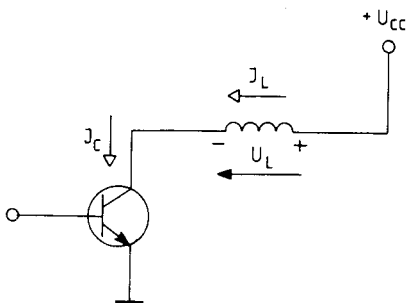
$$U_1 = \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = L \frac{\Delta I}{\Delta t}$$

$$I = \text{a jelfogón átfolyó áram,}$$

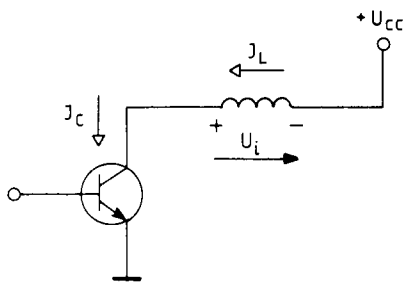
$$U_1 = \text{a jelfogón indukálódott feszültség.}$$

Látható, hogy U_1 nagysága a kikapcsolás gyorsaságától egyenes arányosságban függ. A kollektorra jutó feszültséget a 2.16. ábra szemlélteti.

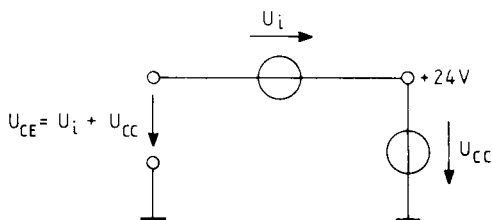
$U_{CE} = U_1 + U_{CC}$ tehát nagyobb, mint a tápfeszültség. Látható, ha a kikapcsolást lassítjuk, akkor kisebb lesz U_1 értéke is.



2.14. ábra.



2.15. ábra.



2.16. ábra.

Miért kell a kollektor és az emitter közé a 1 nF-os kondenzátor? (L. a 2.13b ábrát.)

A tranzisztor bekapcsolt állapotában a 2.13b ábra kondenzátorán közel 0 V van. Kikapcsoláskor ez a feszültség a kondenzátor töltődése miatt csak lassan nőhet. Ezzel elérjük, hogy

1. U_i kisebb, mert nem hirtelen kapcsoltuk ki I_L -t,
2. U_{CE} lassabban növekszik, s van ideje a kapcsoló tranzisztoros vezérlő áramkörének átkapcsolni, a bázist a föld felé kis impedanciával meghajtani. Így, mire az U_{CE} értéke megnő, a tranzisztor U_{CE} átütési feszültsége is megnő, s ezért nem megy tönkre.

Tehát nagy U_{CE} értéknél átkapcsoláshoz nem elég csak a diódás védelem, kell a kondenzátoros is, hogy mire U_{CE} nagy lesz, a kapcsoló tranzisztor bázis lezáró impedanciája már kicsi legyen.

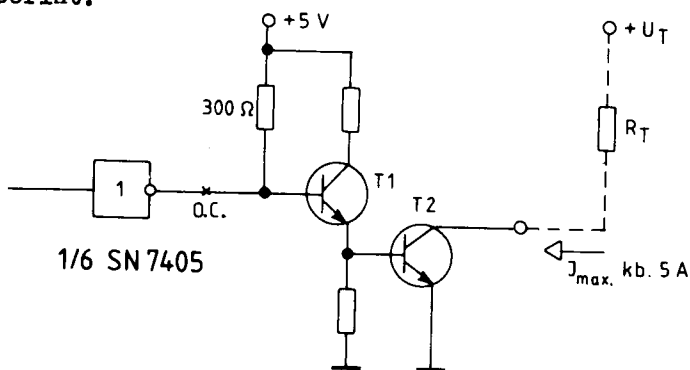
CMOS áramkörök alkalmazása esetén, mint azt a 2.8. és a 2.10. ábránál is láttuk, hasonló a helyzet, bár annyival jobb, hogy a bekapcsolási áramot H és L szinttel egyaránt tudjuk generálni.

2.1.2. Teljesítmény-beavatkozó tranzisztor és tirisztor meghajtása

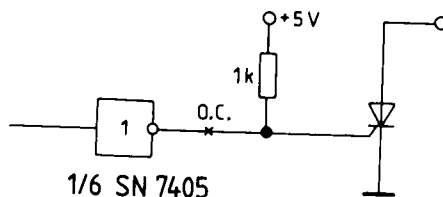
Nagyobb teljesítmények kapcsolásához kevés egy tranzisztor. Ilyenkor szokásos a Darlington kapcsolás használata (2.17. ábra).

T_2 nagyáramú tranzisztor. Az eredő áramerősítési tényező közelítőleg $h_{21E1} \cdot h_{21E2}$, ami gyakorlatilag elérheti a 400...500 körüli értéket. Ezért a kimenő áram akár 5 A is lehet.

Kisebb tirisztorokat közvetlenül is lehet vezérelni a 2.18. ábra szerint.



2.17. ábra.



2.18. ábra.

A nagy áramerősségű tirisztorokat és triacokat impulzus-transzformátoron keresztül szokás gyújtani. Így jól szétválasztható egymástól a vezérlő áramkör és a nagyteljesítményű rész, érintésvédelmi és zavarvédelethez szempontról egyaránt.