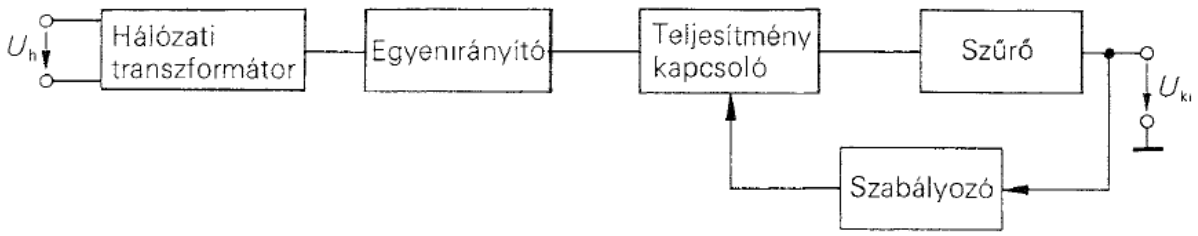
18.5. Kapcsoló üzemű tápegységek

Az eddig ismertetett lineáris soros szabályozású tápegységek vesztesége három fő tényezőből tevődik össze, a hálózati transzformátor, az egyenirányító és az áteresztő tranzisztor veszteségéből. Az $\eta = P_{\text{leadott}}/P_{\text{felvett}}$ hatásfok többnyire csak

25 % és 50 % közötti. Eszerint a veszteségi teljesítmény háromszorosa a leadott hasznos teljesítménynek. Ez nemcsak a nagy energiapazarlás miatt hátrányos, hanem hőelvezetési nehézségek is fellépnek.

Az áteresztő tranzisztor vesztesége jelentősen csökken, ha a folyamatosan szabályozott tranzisztort kapcsolóval helyettesítjük, ahogy a 18.32. ábrán látjuk. Az előírt kimeneti egyenfeszültség előállítására járulékos aluláteresztő szűrő is kell, ami a kimeneti feszültség időbeli középértékét képezi. A kimeneti feszültséget a kapcsoló működésének zárt állapotára vonatkozó kitöltési tényezője szabja meg. Ha aluláteresztő szűrőnek LC szűrőt használunk, a szabályozórendszerben rendszeres veszteségforrás már egyáltalán nem marad. Az eddigiekben leírt működésű kapcsolóüzemű stabilizátoráramkör a hálózati transzformátor szekunder oldalán található, ezért ezt az elrendezést szekunder oldali kapcsoló üzemű stabilizált tápegységnek nevezzük.



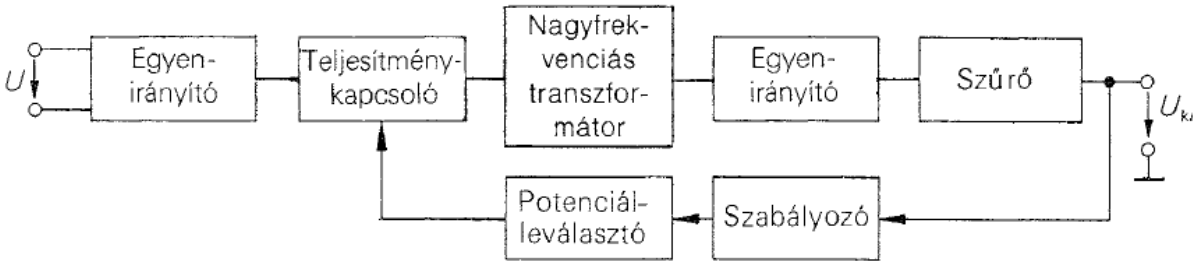
18.32. ábra. Szekunder oldali kapcsoló üzemű tápegység

A hálózati transzformátor veszteségét természetesen a kapcsoló üzemű működés nem csökkenti. Csak akkor csökkenthető, ha a hálózati feszültség helyett nagyfrekvenciás váltakozó feszültséget transzformálunk. E célból a hálózati feszültséget közvetlenül egyenirányítjuk a 18.33. ábra szerint, és kapcsoló üzemű szabályozóval nagyfrekvenciás feszültséget állítunk elő, amelynek frekvenciája 20...200 kHz között van.

Mivel a hálózati transzformátor szükséges menetszámai fordítva arányosak a frekvenciával, ezért a rézveszteség jelentősen csökkenthető. A transzformátor szekunder feszültségét egyenirányítjuk, szűrjük és a fogyasztóra vezetjük. Az egyenfeszültséget a transzformátor primer oldalán a kapcsoló jelének kitöltési tényezőjével szabályozzuk.

Ezeket a stabilizátorokat primer oldali kapcsoló üzemű tápegységeknek nevezzük. Hatásfokuk 60...80 %. További előnye a nagyfrekvenciás transzformátor kis mérete és súlya.

A 18.32. és a 18.33. ábrán bemutatott elvek összehasonlítása mutatja, hogy



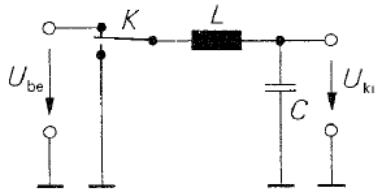
18.33. ábra. Primer oldali kapcsoló üzemű tápegység

mindkettőnél először váltakozó feszültséget állítunk elő egy kapcsolóval, a kapcsoló jelének kitöltési tényezője határozza meg a kimeneti feszültség értékét. Amíg a hálózat leválasztását szekunder oldali kapcsoló üzemű tápegységnél 50 Hz-es hagyományos hálózati transzformátor végzi, addig a primer oldali kapcsoló üzemű stabilizátornál ezt nagyfrekvenciás transzformátorral valósítjuk meg. A kapcsoló hálózati feszültségen működik, ezért megengedett feszültsége legalább akkora legyen, mint a hálózati feszültség csúcsértéke. Ebben az esetben a szabályozó két részből áll: az első hálózati potenciálon működik és egy kapcsolót vezérel, a másik a kimenet potenciálján működik, és a kimeneti feszültséget méri. A két részt galvanikusan el kell választani egymástól.

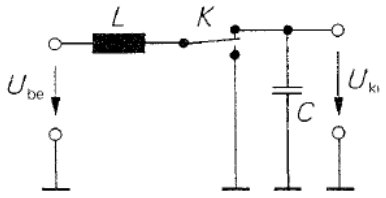
E probléma és az ezzel együttjáró bonyolult kapcsolási elrendezések ellenére a primer oldali kapcsoló üzemű tápegységek nagy hatásfokuk miatt előnyösek. A szekunder oldali kapcsoló üzemű tápegységek főleg DC/DC átalakítók (transzverterek) céljára kis teljesítményigénynél előnyösek.

18.6. Szekunder oldali kapcsoló üzemű tápegységek

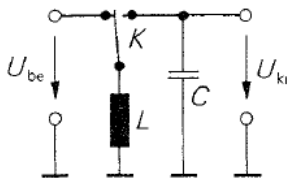
A 18.34...36. ábrán a DC/DC átalakítók három alapvető elrendezését hasonlítottuk össze, amelyek három építőelemből állnak: a K teljesítménykapcsolóból, az L energiatároló tekercsből és a C simítókondenzátorból. Mindhárom kapcsolás más-más kimeneti feszültséget ad. A 18.34. ábra kapcsolásánál a kapcsoló olyan váltakozó feszültséget ad, amelynek középértéke a kitöltési tényezőtől függően 0, és a bemeneti feszültség között változik.



18.34. ábra. Feszültségcsökkentő elrendezés, $0 \leqq U_{ki} \leqq U_{be}$



18.35. ábra. Feszültségnövelő elrendezés, $U_{ki} \geqq U_{be}$



18.36. ábra. Polaritásváltó elrendezés, $U_{ki} < 0$

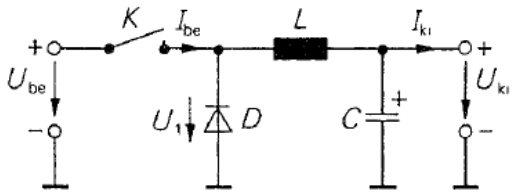
A 18.35. ábra kapcsolásánál $U_{ki} = U_{be}$, ha a kapcsoló folyamatosan felső állásban van. Ha a kapcsoló alsó állásra vált, akkor a tekercsben energia halmozódik fel, ami szintén a kimenetre kerül, ha a kapcsoló ismét felső helyzetbe vált. Ezért a kimeneti feszültség nagyobb, mint a bemeneti feszültség.

A 18.36. ábra kapcsolásánál a tekercs energiát vesz fel, amíg a kapcsoló bal oldali állásban áll. Ha a kapcsoló átvált, akkor a tekercs árama, megtartva eredeti irányát, negatív feszültségre tölti a kondenzátort (pozitív bemeneti feszültségnél).

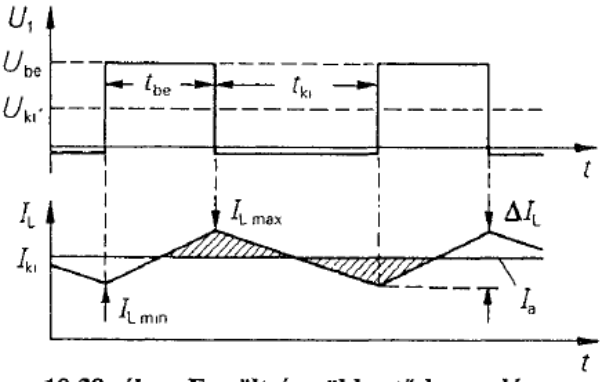
A 18.34. ábra kapcsolásánál a pufferkondenzátor folyamatosan töltődik. Ezért ezt a kapcsolást gerjesztőváltónak nevezzük. A 18.35. és a 18.36. ábránál a kondenzátor addig nem kap töltést, amíg az energia a tekercsben tárolódik. Ezért ezt a kapcsolást záróváltónak nevezzük.

18.6.1. Feszültségcsökkentő átalakító

Leegyszerűsödik a morsekapcsoló, ha az egyik kontaktust egy egyszerű megszakítóval, a másikat pedig egy diódával helyettesítjük. Így kapjuk a 18.37. ábrán látható feszültségváltót. Amíg a kapcsoló zárt, addig $U_1 = U_{be}$. Ha kinyitjuk, akkor a tekercs árama megtartja eredeti irányát, és U_1 addig csökken, amíg a dióda vezet, tehát kb. a 0 feszültségig. Ezt a feszültség – idő görbén látjuk a 18.38. ábrán.



18.37. ábra. Feszültségcsökkentő elrendezés egyszerű kapcsolóval



18.38. ábra. Feszültségcsökkentő kapcsolás áramai és feszültségei

$$U_{ki} = \frac{t_{be}}{T} U_{be}, \quad \text{ha} \quad I_{ki} \geqq I_{ki\,min}$$

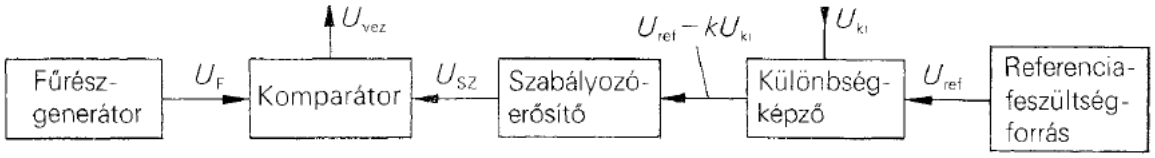
18.6.2. A kapcsolójel előállítása

A kapcsolójel előállítását két modullal végezzük: az impulzusszélesség-modulátorral és a referenciafeszültséggel is ellátott szabályozóval. Az áramkörök részletesebb elrendezési vázlatát a 18.41 ábrán látjuk.

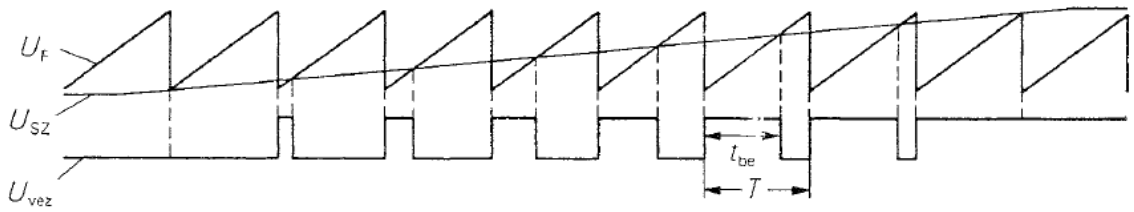
Az impulzusszélesség-modulátor fűrészgenerátorból és komparátorból áll. A komparátor bekapcsolja a kapcsolót, amíg U_{SZ} nagyobb, mint a hibajel felhasználásával kialakított U_R feszültség. Az ennek megfelelő U_{vez} vezérlő feszültséget a 18.42. ábrán arra az esetre ábrázoltuk, amikor U_R az alsó határolási értéktől a felsőig változik. A kitöltési tényező:

$$p = \frac{t_{be}}{T} = \frac{U_{SZ}}{\hat{U}_F},$$

tehát U_{SZ}-szel arányos.

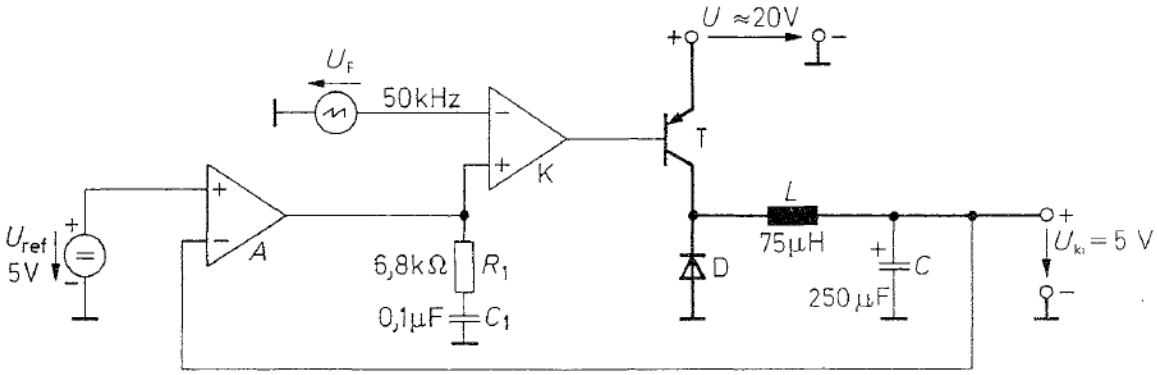


18.41. ábra. Vezérlőegység blokksémája



18.42. ábra. Impulzusszélesség-modulátor működése

A referenciafeszültség és a súlyozott kimeneti feszültség $U_{ref} - kU_{ki}$ különbségét a kivonó képezi. A *PI* szabályozóerősítő U_{SZ}-t addig növeli, amíg ez a különbség 0 lesz. A kimeneti feszültség akkor $U_{ki} = U_{ref}/k$.



18.43. ábra. *L* 296 **kapcsolóüzemű stabilizátorral működő feszültségcsökkentő átalakító**
$U_{ki} = 5$ V; $I_{kimax} = 4$ A; $U_{be} = 7{,}5$ V...50 V

18.7. Primer oldali kapcsoló üzemű tápegységek

A primer oldali kapcsoló üzemű tápegységeket két fő csoportra osztjuk; az együtemű és az ellenütemű átalakítókra. Az együtemű átalakítók rendszerint csak egy teljesítménykapcsolót tartalmaznak, ezért kevés alkatrészből állnak. Használhatósági körük kis teljesítményekre korlátozódik. 100 W teljesítményigény felett csak ellenütemű átalakítók használata célszerű, noha két teljesítménykapcsolót kell használni.

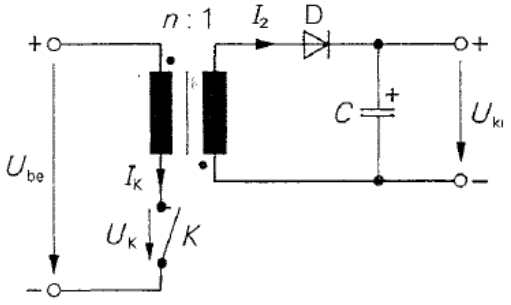
18.7.1. Együtemű átalakítók

A 18.51. ábra a legegyszerűbb primer oldali kapcsoló üzemű tápegységet szemlélteti. A kapcsolás a 18.46. ábrán látható záróváltó továbbfejlesztett változata, ahol a tekercset transzformátor helyettesíti. Amíg a K kapcsoló zárva van, addig az energiát a transzformátor tárolja. Ha a kapcsoló nyit, akkor az energia a C pufferkondenzátorba jut. Ezért ugyanazok az összefüggések érvényesek most is, amelyeket a 18.46. ábra kapcsolásánál megadtunk. Csupán az a különbség, hogy a kimeneti feszültség a transzformátor n áttételével arányosan kisebb lesz.

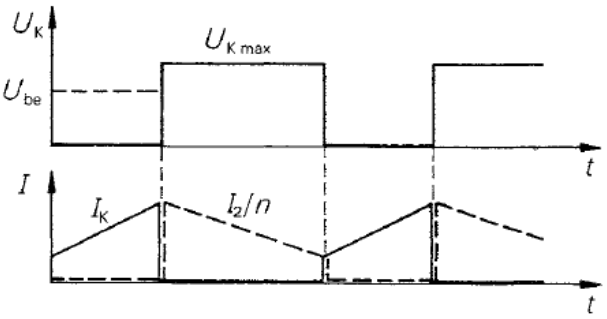
A kapcsolón fellépő feszültségjelalakot a 18.52. ábra szemlélteti. Ha a kapcsoló nyitva van, akkor nő a feszültség mindaddig, amíg a dióda kinyit, tehát $U_{K\,max} = U_{be} + nU_{ki}$ feszültségig. A bekapcsolási idő legyen $t_{be} \leqq 0{,}5T$, hogy a K kapcsolón fellépő feszültség ne legyen túl nagy, ekkor $U_{K\,max} \leqq 2U_{be}$. 220 V-os hálózati feszültség egyenirányításánál

$$U_{be} = 220\ \text{V}\ \sqrt{2} = 310\ \text{V}$$

egyenfeszültség keletkezik, és a kapcsolón $U_{K\,max} = 620$ V feszültség lép fel. Az elkerülhetetlen szórtinduktivitások miatt a fellépő tényleges feszültség még nagyobb.



18.51. ábra. Egyutas záró átalakító

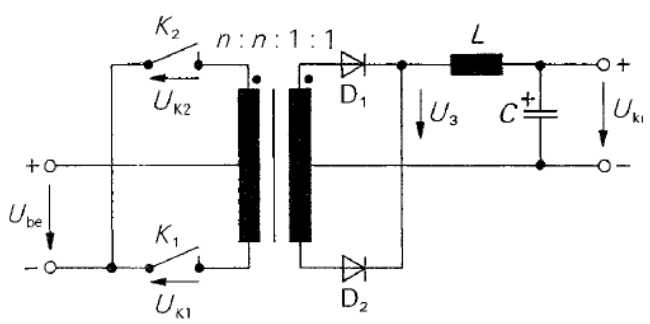


18.52. ábra. Feszültség és áram ábrája, ha $I_{ki} > I_{kimin}$

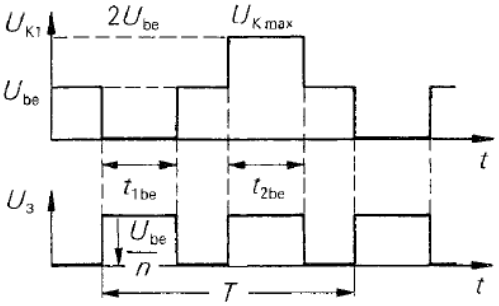
$$U_{ki} = \frac{t_{be}}{t_{ki}} \frac{U_{be}}{n}, \quad \text{ha} \quad I_{ki} > I_{kimin};$$

18.7.2. Ellenütemű átalakítók

Ellenütemű átalakítóknál a bemeneti egyenfeszültséget legalább két teljesítménykapcsoló működtetésével váltakozó feszültséggé alakítjuk, amit nagyfrekvenciás transzformátorral letranszformálunk és egyenirányítunk.



18.55. ábra. Párhuzamos táplálású ellenütemű átalakító



18.56. ábra. Az előző kapcsolás időábrája

$$U_{ki} = 2\frac{t_{be}}{T}\frac{U_{be}}{n}, \quad \text{ha} \quad \frac{t_{be}}{T} < 0{,}5; \qquad U_{K\max} = 2U_{be}$$

A 18.55. ábrán látható kapcsolásnál a T idejű periódust négy fázisra osztjuk. Először a K_1 kapcsoló zár, a D_1 dióda kinyit, és az L tárolóinduktivitásra $U_3 = U_{be}/n$ feszültség jut. Ezután kinyit a K_1 kapcsoló, és a transzformátor tekercsein a feszültség lecsökken 0-ra. A D_1 és D_2 diódán a fél-fél tekercsáram záródik.

A következő fázisban a K_1 kapcsoló nyitva marad, és a K_2 zár. D_2 kinyit, és az előző $U_3 = U_{be}/n$ feszültség alakul ki. Ha K_2 ismét lezár, akkor a második fázishoz hasonlóan a transzformátor feszültsége ismét 0 lesz. A 18.56. ábrán a négy fázishoz tartozó feszültségjelalakokat ábrázoltuk.

A kapcsolás szekunder oldali része elvileg úgy működik, mint a 18.37. ábrán látható gerjesztő átalakító. Itt azonban a kétutas egyenirányítás miatt T idő alatt a tekercs kétszer kap energiapótlást. Ezért a gerjesztő átalakító egyenletében $T/2$-t kell beírnunk T helyébe.