

8 A teljesítményelektronikai berendezések vezérlése és szabályzása

Vezérlés alatt a teljesítményelektronikában a vezérelt kapcsolók vezérlőjeleinek előállítását értjük. Egy berendezés működését egyrészt az alkalmazott kapcsolás topológiája és az alkatrészek paraméterei, másrészt a vezérlőjelek milyensége határozza meg.

A vezérlőjelek a teljesítményelektronikában mindig digitális jellegűek: vagy a kapcsoló bekapcsolását kezdeményezik, vagy a kikapcsolást. Így a vezérlőberendezések kimenete mindig digitális jellegű. Négyszögjeleket kell előállítani változó vagy állandó frekvenciával illetve kitöltési tényezővel.

A vezérlőjelek képzése történhet valamilyen rögzített minta alapján, de nem ez a jellemző. Általában szükséges valamilyen visszacsatolást alkalmazni, hogy szabályozni tudjuk az átalakító kimeneti mennyiségeit (áram, feszültség, frekvencia stb.) a terhelés és a bemeneti feszültség változásai ellenében. Visszacsatolás nélkül a bemeneti változások átképeződnek a kimenetre, a terhelés növekedése viszont általában a kimeneti feszültség esését okozza.

A teljesítményelektronika fejlődésének kezdeti szakaszában a szabályzás megfelelő analóg berendezésekkel: hibaerősítőkkel, analóg modulátorokkal történt. Mára ez a hozzáállás csak a kapcsolóüzemű tápegységeknél jellemző. A tápegységekhez számos analóg integrált áramköri megoldás áll rendelkezésre, beépített modulátorral, hibaerősítőkkel, meghajtó- és védőáramkörökkel.

A motorhajtásoknál a vezérlési és szabályzási feladatok sokrétűsége folytán már régóta a digitális megoldások kerültek az előtérbe. Itt általában egyidőben több vezérlőjelet kell előállítani, több kimeneti változót kell figyelni és szabályozni. A korábbi analóg jellegű próbálkozások ellenére a fejlődés iránya határozottan a digitális technika felé mutat. Szerepet kapnak a szoftveres programozású berendezések (mikroprocesszorok, mikrovezérlők, szignálprocesszorok), de a hardveres programozású berendezések (*PLD*) is. A csatát a digitális berendezések javára a nagyobb flexibilitás és megbízhatóság döntötte el.

8.1 Analóg vezérlők és szabályzók felépítése

Az analóg vezérlők többsége állandó frekvenciájú impulzus-szélesség modulált (*PWM*) négyszögjelet állít elő, mivel a tápegységek vezérlése általában ilyen jelekkel történik. Léteznek olyan tápegységek is, amelyeknél a kapcsolótranszisztor kikapcsolt- vagy bekapcsolt állapotának az ideje az állandó, a frekvencia változó. Ez utóbbi megoldás hátránya, hogy a tápegységben képződő zavarjelek spektruma is változó, nemcsak az egyes komponensek nagysága, hanem a helyzetük is módosul működés közben, így nehezebb a megfelelő szűrés biztosítása.

A 2.2 fejezetben ismertetett egyenfeszültség átalakítóknál a kimeneti feszültséget impulzus-szélesség modulációval (*PWM*) tudjuk változtatni. Minden ott ismertetett átalakítónál az impulzus-szélesség illetve a kitöltési tényező növelése a kimeneti feszültség növekedését eredményezi és viszont.

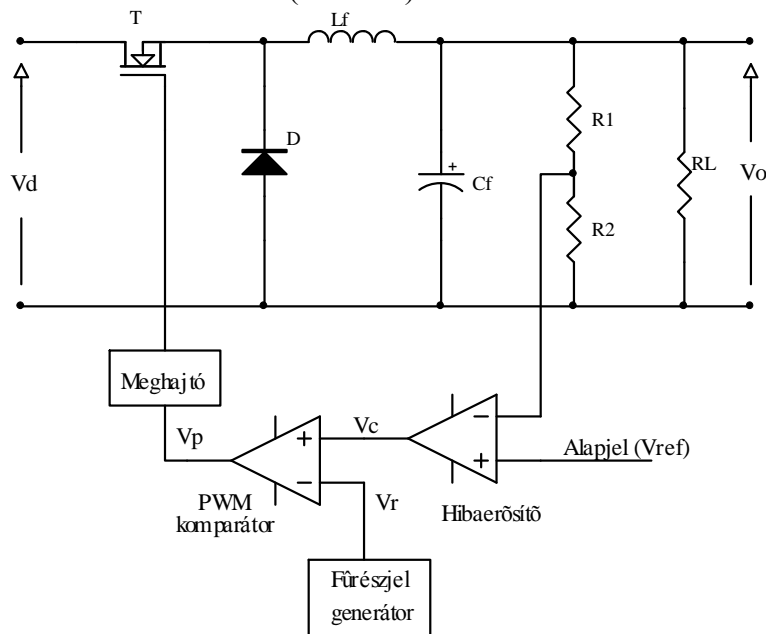
A *PWM* váltóirányítók (2.3 fejezet) kapcsolótranszisztorainak vezérlése is állandó frekvenciájú négyszögimpulzusokkal történik. Az impulzusok kitöltési tényezője viszont állandósult üzemben is változik, a moduláló jel ütemében.

A kimeneti feszültség a legtöbb rezonáns átalakítónál (2.5 fejezet) a kapcsolási frekvencia függvénye. Ebből kiindulva, az átalakítók vezérlőegységeinek fő része egy feszültségvezérelt oszcillátor (*voltage controlled oscillator - VCO*) kell, hogy legyen. A hibaerősítő és a *VCO* a kimenet és a kapcsolók meghajtó egysége közötti visszacsatoló ágban helyezkedik el.

8.1.1 Analóg modulátorok felépítése

A tápegységek szabályzása úgy történik, hogy a visszacsatoló ág kimenete változtatja a vezérlőimpulzusok szélességét. Attól függően, hogy a visszacsatoló áramkör bemenetén csak feszültség, vagy bizonyos áram is jelen van, megkülönböztetünk:

- feszültségvezérlést (8-1 ábra),
- árambecsatolt vezérlést (8-5 ábra).



8-1 ábra: A feszültségvezérlés tömbvázlata buck átalakítóra alkalmazva.

Elemelve a feszültségvezérelt *PWM* áramkört (8-1 ábra) látható, hogy a kimeneti feszültségről az információt az R_1 - R_2 feszültségosztóról kapjuk. A hibaerősítő összehasonlítja a leosztott kimeneti feszültséget (V_O) az alapjellel (V_{REF}), majd a különbséget feldolgozva állítja elő a V_C vezérlőfeszültséget.

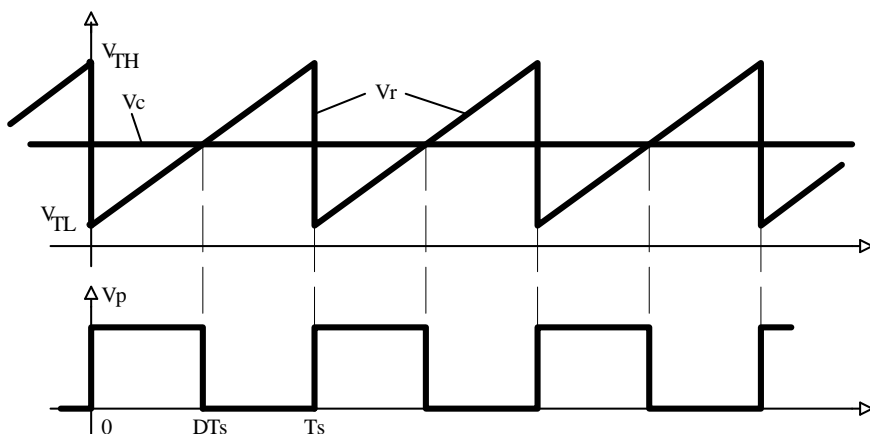
A vezérlőfeszültséget (V_C) a *PWM* komparátor a segédoszcillátorban előállított állandó frekvenciájú és amplitúdójú fűrészfeszültséggel (V_r) hasonlítja össze. A fűrészfeszültség lefutó élét követően a *PWM* komparátor kimenete (V_P) magas logikai szintre ugrik, ami a kapcsolótranszisztor bekapcsolását eredményezi. A kikapcsolás akkor történik, amikor a fűrészfeszültség felfutó szakasza meghaladja a vezérlőfeszültséget.

A 8-2 ábrán a fűrészjellel működő modulátor idealizált feszültségdiagramjai láthatók. A fűrészjelet v_r -rel jelöltük, v_c a vezérlőjel, v_p a modulátor kimeneti jele. Adott periódusra a *PWM* jel kitöltési tényezőjének értéke a 8-2 kifejezéssel számítható:

$$d = \frac{V_c}{\hat{V}_r} \quad (8-1)$$

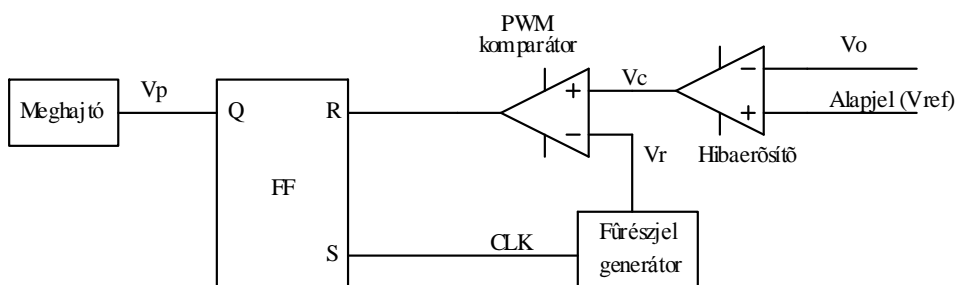
ahol \hat{V}_r a fűrészjel csúcstól-csúcsig mért értéke:

$$\hat{V}_r = V_{TH} - V_{TL} \quad (8-2)$$



8-2 ábra: Az impulzus-szélesség moduláció feszültségdiagramjai.

Elvileg a moduláció a 8-1 ábrán bemutatott módon egy egyszerű feszültségkomparátorral is megvalósítható, de a gyakorlatban a 8-3 ábrán vázolt összetettebb megoldást alkalmazzuk. A vezérlőimpulzus (v_p) indítása a CLK órajellel történik. Az órajel minden felfutó élénél az RS típusú bistabil áramkört szeteljük, majd amikor a komparátor érzékeli, hogy a fűrészjel meghaladta a vezérlőjel értékét, reszeteljük a flip-flopot.



8-3 ábra: Impulzus-szélesség modulátor gyakorlati megoldása.

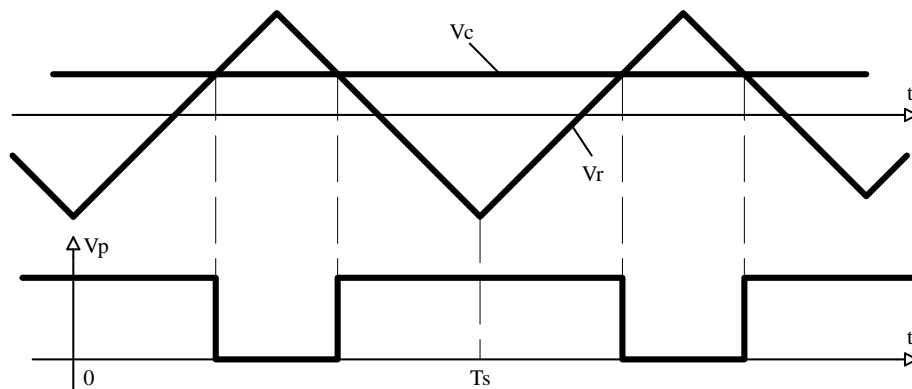
A bistabil áramkör alkalmazása azért szükséges, mert így biztosítható, hogy egy perióduson ($T_s = 1/f_s$) belül a PWM jel csak egy impulzust tartalmazzon. Egyszerű komparátoros modulátornál a teljesítményfokozatból eredő zavarójelek hatására a kimeneten egy perióduson belül a logikai jelszint, gyors ütemben, többször megváltozhat.

Elsősorban a kapcsolótranszisztor bekapcsolását és kikapcsolását követő pillanatokban kell tartani a PWM jel oszcillatorikus viselkedésétől, mivel ekkor jelentkeznek jelentős zavarok. A közvetlen következmény a kapcsolótranszisztor többszöri ki-bekapcsolása, ami a kapcsolási (dinamikus) veszteségek rohamos növekedéséhez vezet. Ha a bistabil áramkör logikai egyesre állítását a segédoszillátor végzi, az minden

periódusban csak egyszer fog megtörténni. Ebből kifolyólag a nullára történő visszaállítás is (amit a *PWM* komparátor végez) csak egyszer történhet meg.

Az ismertetett megoldásokban a fűrészelés amplitúdója állandó, így konstans értékű vezérlőfeszültség állandó kitöltési tényezőjű *PWM* jeleket eredményez. Egyes integrált modulátoroknál lehetséges a fűrészelés amplitúdójának módosítása. Rendszerint az átalakító bemeneti feszültségével arányosan változtatják a fűrészelés amplitúdóját, ezt hívják előreccsatolásnak (*feedforward*). Az előreccsatolás értelme, hogy a bemeneti feszültség emelkedésekor a kitöltési tényező lecsökken anélkül, hogy a hibaerősítő korrigálná a vezérlőfeszültséget. Hullámzó bemeneti feszültség mellett részben az előreccsatolás szabályozza a kimeneti feszültséget, a hibaerősítőre sokkal kevesebb feladat hárul. Azonos felépítésű hibaerősítő mellett jelentősen csökken a bemenetről a kimenetre terjedő hullámosság.

Az inverterkapcsolások analóg modulátorai rendszerint háromszögjellel működnek. Az idealizált feszültségdiagramokat a 8-4 ábrán láthatjuk. Itt is meg kell akadályozni a periódusonkénti többszöri ki-bekapcsolást megfelelő logikai áramkörök segítségével.



8-4 ábra: *PWM* inverter modulátorának idealizált feszültségdiagramjai.

A *PWM* jel képzésének másik eszköze az árambecsatolt modulátor, ami a 8-5 ábrán bemutatott áramkörrel valósítható meg. Az árambecsatolt *PWM* esetében a visszacsatolási áramkörnek két bemenete van: egy feszültség és egy áram. A feszültség ág a hibaerősítőn keresztül valósul meg, itt történik a tervezett V_o szabályzása.

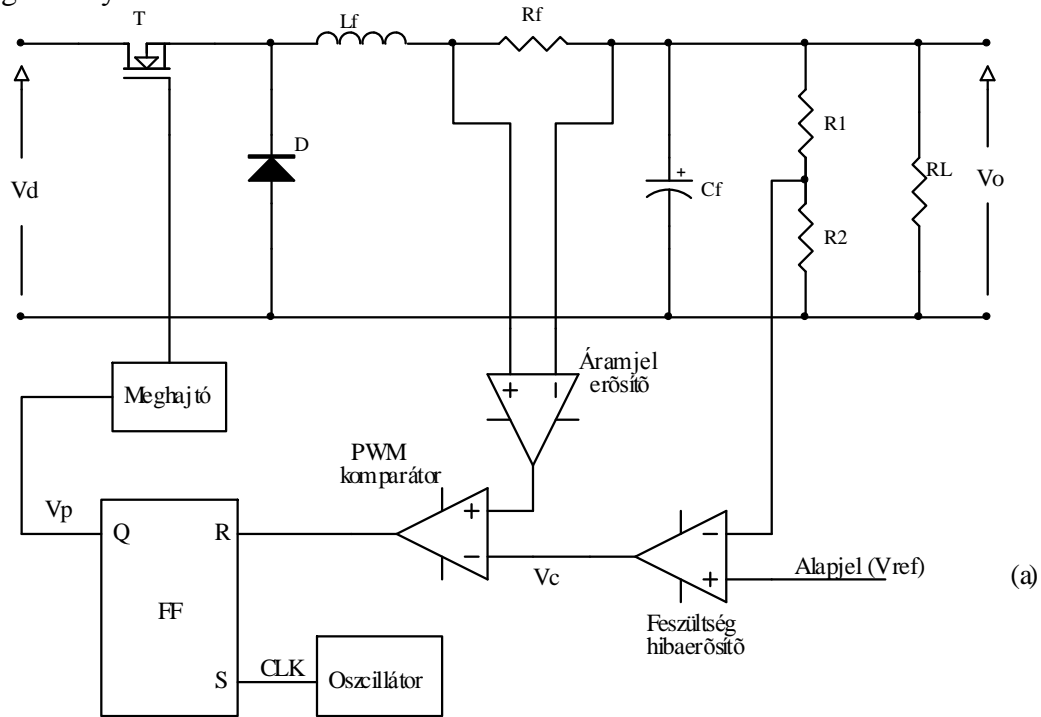
A másik visszacsatolási ág az áramvisszacsatolás, mely egy kis ellenállásértékű ellenállásból (mint áramfigyelőből), valamint egy feszültségerősítőből (A) áll. Ez az erősítő az ellenállással együtt a segédjelet állítja elő, melynek értéke:

$$V_2 = AR_f i_L \quad (8-3)$$

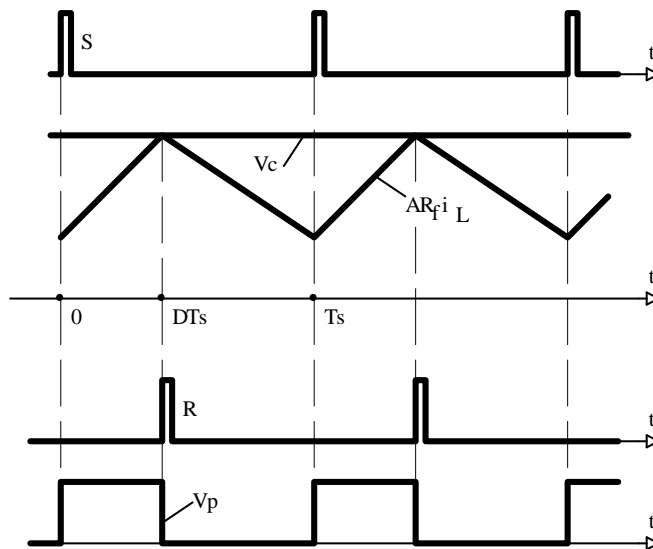
lesz. Mivel i_L változásai közel lineárisak, ezért a segédjel is időben lineárisan változik. A segédjel előállítható a tekercs árama helyett a kapcsolótranszisztor áramának figyelésével is. Ebben az esetben a jel csak addig nullától különböző, amíg a tranzisztor be van kapcsolva, de a szabályozáshoz ezen túl nincs is rá szükség.

A működési elvet a 8-6 ábrán követhetjük végig. A flip-flop szetelése itt is az órajellel (*CLK*) történik. Amikor az áramjel meghaladja a vezérlőjelet, reszetteljük a flip-flopot, a kimeneti jel (V_p) alacsony logikai szintre esik vissza. Ezzel az algoritmussal a

moduláció mellett a kapcsolótranzisztor egy perióduson belüli többszöri ki-bekapcsolását is megakadályoztuk.



8-5 ábra: Árambecsatolt modulátort megvalósító elvi kapcsolás.



8-6 ábra: Árambecsatolt modulátor feszültségdiagramjai.

Az árambecsatolt modulátorból származó nyilvánvaló előny, hogy a vezérlőjel korlátozásával az átalakító árama is korlátok között tartható, nincs szükség külön áramkörre a túláramvédelemhez. A másik előny, hogy az átalakító kimeneti feszültségének szabályozása egyszerűbbé válik: az áramjel figyelésével a szabályozókör hamarabb értesül az átalakítóban történő változásokról, így a feszültség szabályozónak nem

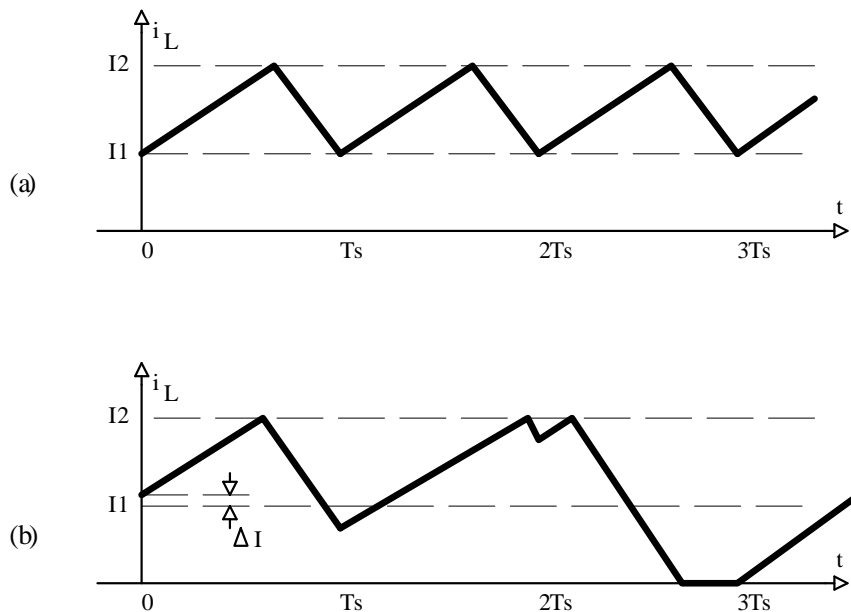
kell hirtelen reagálnia. Ezzel a feszültségszabályzó méretezése egyszerűbbé, működése stabilabbá válik.

Hátránynak számít, hogy az áramjel zavarokat tartalmaz, különösen a tranzisztor bekapcsolását követő pillanatokban. A zavarok hatására a bistabil áramkör idő előtt reszettelődhet, ami téves modulációt eredményez. A megoldást az áramjel megfelelő szűrésében kell keresni.

Egy másik hátrány, hogy az árambecsatolt modulátor a bemutatott alapváltozatban csak 50%-os kitöltési tényezőig működhet stabilan, ez fölött úgynevezett kapcsolási instabilitás lép fel. Az instabilitás következtében a állandó vezérlőjel mellett is a kitöltési tényező kaotikusan változik. A jelenség matematikai magyarázata meglehetősen bonyolult, de a lényeg a 8-7 ábra alapján hozzávetőlegesen megérthető.

Abból a feltételezésből kell kiindulni, hogy 50% feletti kitöltési tényező esetén az átalakító tekercsének árama lassabban emelkedik a kapcsolótranzisztor bekapcsolt állapotában a kikapcsolt állapotra jellemző csökkenés gyorsaságához képest (8-7a ábra).

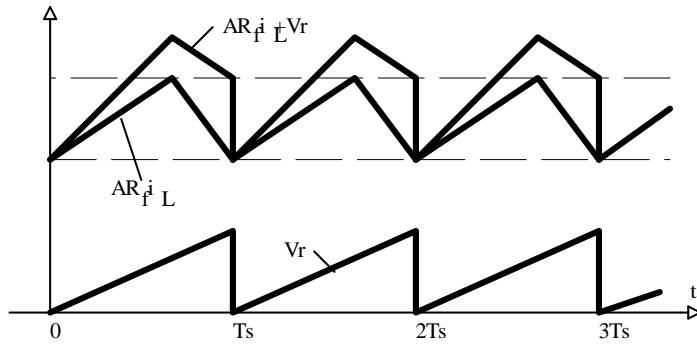
Ennek következtében, a kapcsolótranzisztor vezetési idejének kis megváltozásakor (ennek oka lehet a ΔI_L zavarójel) a soron következő kikapcsolt állapotban a tekercs áramának jelentős megváltozásához vezet (8-7b ábra). Az újabb periódusokban a tekercs árama mind jobban eltér a 8-7a ábrán megadott stabil viselkedéstől, hol nulla értékre esik le (szakadós üzem lép fel), hol a felső határértékbe ütközik. A fellépő szubharmónikus oszcillációk szabálytalanul ismétlődnek, a modulátor nem képes visszatérni a stabil működéshez.



8-7 ábra: A kapcsolási instabilitás magyarázatát szolgáló diagramok (a) stabil működés, (b) instabil működés esetére.

A megoldás kulcsa kétféle lehet. Az egyik, hogy a kapcsolótranzisztor vezérlőimpulzusainak kitöltési tényezőjét 50% alatt tartjuk. Ez több átalakító kapcsolásnál már eleve így van. Fontos megjegyezni, hogy kétütemű kapcsolásoknál (pl. *push-pull* átalakító) a két tranzisztor együttes vezetési ideje nem haladhatja meg az 50%-ot. Ez komolyan korlátozza a kapcsolás alkalmazhatóságát.

A másik megoldásnál egy fűrészféllel módosítjuk az áramjelet úgy, hogy a felfutási meredekség ne legyen kisebb a lefutási meredekségnél (8-8 ábra).

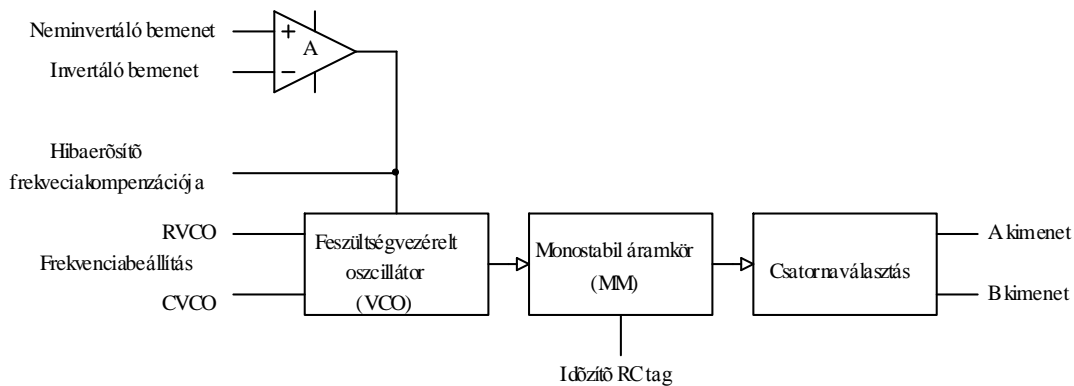


8-8 ábra: A kapcsolási instabilitás megszüntetése fűrészfél hozzáadásával.

Lehetséges olyan árambecsatolt vezérlőegység kialakítása is, amelynél az áramjelet nem komparátoron, hanem hiábaerősítőn keresztül csatoljuk be. Így a zavarérzékenység minimálisra csökkenthető és kapcsolási instabilitás sem jelentkezik. Hátrány viszont, hogy a túláramvédelem nem reagál azonnal, amint a tekercs- illetve a kapcsoló árama meghaladja a határértéket, a reakcióidő az áram-hiábaerősítő frekvenciakompensációjától függ. A hiábaerősítő ilyen, kaszkád kötéséről a 8.1.2 szakaszban lesz szó.

Mindkét *PWM* vezérlési algoritmus megvalósítására számos integrált áramkör áll rendelkezésre. Ezek a fent leírt egységek mellett más hasznos funkciókat is tartalmaznak (ellenfázisú *PWM* jelek képzése a többtranzisztoros kapcsolásokhoz, csúcáramkorlátozás, lágyindítás, hővédelem, kitöltési tényező korlátozása, meghajtófokozat, elégtelen tápfeszültség elleni védelem stb).

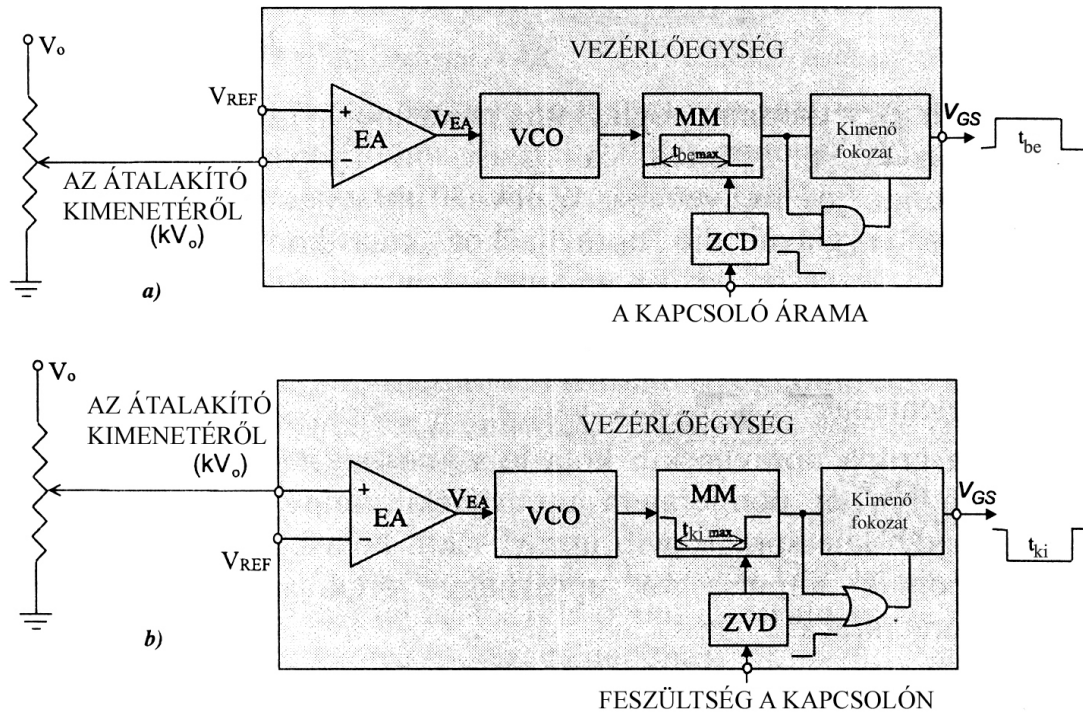
A rezonáns átalakítók vezérlőegységének felépítését nagyban befolyásolja az alkalmazandó rezonáns átalakító típusa és az alkalmazott üzemmód. A rezonáns terhelésű átalakítóknál (2.5.2 szakasz) a diszkontinuális üzemmód megvalósításához a *VCO*-t egy monostabil áramkör követi (8-9 ábra). A monostabil kör kvázistabil időtartamát úgy kell beállítani, hogy a kapcsoló bekapcsolási ideje hosszabb legyen, mint a rezonáns periódus fele, de kevesebb, mint egy rezonáns periódus.



8-9 ábra: Soros és párhuzamos terhelésű rezonáns átalakító vezérlőegysége.

Ugyanennél az átalakítónál kontinuális üzemben az egyes kapcsolók vezetési ideje a kapcsolási periódus fele. Ekkor nincs szükség a monostabil áramkörre.

A rezonáns kapcsolós (ZVS, ZCS) átalakítóknál (2.5.3 szakasz) az egyik kvázistabil periódus konstans, a másik változó, ezért ezeknek az átalakítóknak a vezérlőegységei a VCO mellett tartalmaznak egy monostabil áramkört is (MM, 8-10 ábra), amely a vezérlőimpulzus időtartamát határozza meg.



8-10 ábra: Vezérlőegység ZCS rezonáns átalakítóhoz (a) és ZVS rezonáns átalakítóhoz (b).

Mivel a VCO vezérli az MM monostabil áramkört, ezért a monostabil kimenetén megjelenő impulzusok frekvenciája egyenlő a VCO frekvenciájával. A vezérlőegység fontos része még a nullaátmenet érzékelő, amely ZCS-nél áramot, ZVS-nél feszültséget figyel.

Létezik egy másik fajta rezonáns vezérlőegység is, amely állandó frekvenciával, de változtatható fázisú impulzusokkal működik. Ebben az esetben a hibaerősítő az impulzusok közötti fázistolást változtatja. A fázistolást monostabil áramkörrel hozzuk létre. A pszeudorezonáns félhíd és hídkapcsolásokat (2.5.3 szakasz, 2-101 ábra) ilyen vezérlőegységgel működtetjük.

A piacon nagy választék van a rezonáns átalakítók vezérlésre kifejlesztett integrált vezérlőegységekből. Ezek rendszerint a következő blokkokból állnak: hibaerősítő, segédoszillátor, monostabil áramkör, bistabil áramkör, referens feszültségforrás, logikai és védelmi blokk.

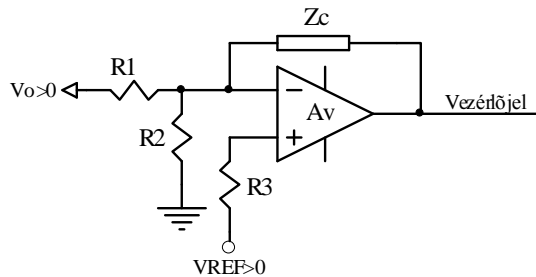
Elvileg mikroprocesszorokkal illetve mikrovezérlőkkel is kiépíthető a PWM vezérlőegység, de a tápegységeknél ez nem jellemző. Kivételt képeznek egyes nagyteljesítményű és bonyolult vezérlést igénylő berendezések, mint pl. a hegesztőtápok. A fő nehézség a processzoros vezérlésnél elsősorban a kellő frekvenciájú és kellő

felbontású PWM jel megvalósítása. Digitális vezérlési algoritmusokkal később, a 8.2 fejezetben foglalkozunk.

8.1.2 Hibaerősítő-kapcsolások

Az átalakítóknál alkalmazott hibaerősítők szerepe, hogy a kimeneten mért értéket (feszültség, áram, teljesítmény, hőmérséklet, fordulatszám stb.) összehasonlítsák az alapjellel, elvégezzék a megfelelő jelfeldolgozást és előállítsák a vezérlőjelet a modulátor számára. A jelfeldolgozás általában a hibajel képzésével indul: a kimeneti jelből kivonódik az alapjel. A hibajelet erősítő-, integráló-, esetleg differenciáló tagon keresztül bocsátva kapjuk a vezérlőjelet.

A hibaerősítő kapcsolások kivitelezése függ a kimeneti jel (V_O) előjelétől. A 8-11 ábrán a pozitív kimeneti jelnél (feszültség) alkalmazandó kapcsolást láthatjuk. A kimeneti jel esetleges növekedése pozitív hibát okoz, ezt invertáló fokozattal földolgozva a vezérlőjel negatív irányba mozdul el (csökken).



8-11 ábra: Hibaerősítő kapcsolás pozitív kimeneti feszültség szabályzására.

A modulátorok többségénél a vezérlőjel csökkenése a kitöltési tényező csökkenését vonja maga után, ami a továbbiakban a kimeneti jel csökkenését okozza. Így jön létre negatív visszacsatolás, aminek köszönhetően a kimeneti jel a következő szinten stabilizálódik:

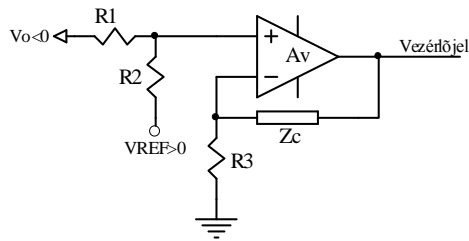
$$V_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{REF} \quad (8-4)$$

Az R_3 ellenállásnak mellékes szerepe van: a hibaerősítő bemeneti áramaiból eredő ofszetet hivatott kompenzálni. Optimális értéke az R_1 és R_2 párhuzamos kötésének felel meg.

A hibaerősítő átviteli függvényét és ez által a kívánt jelfeldolgozást a Z_c kompenzáló impedanciával állítjuk be. Az alkalmazott műveleti erősítő ezekben az esetekben rendszerint végtelen erősítésűnek tekinthető. A kompenzáló impedancia megválasztásáról a következő szakaszban szólunk.

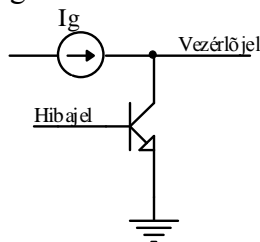
Negatív kimeneti jel esetén a hibaerősítőt a 8-12 ábrán bemutatott módon valósítjuk meg. Itt a kimeneti jel abszolút értékének növekedése negatív hibát okoz. Ezt neminvertáló fokozattal feldolgozva következik be a vezérlőjel csökkenése, ami negatív visszacsatolást eredményez. Itt a kimeneti jel a következő szintre áll be:

$$V_O = -\frac{R_2}{R_1} \cdot V_{REF} \quad (8-5)$$



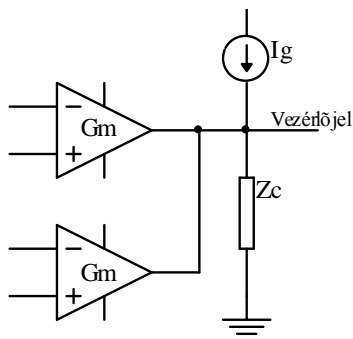
8-12 ábra: Hibaerősítő kapcsolás negatív kimeneti feszültség szabályzására.

Az integrált vezérlőáramkörök többségében a hibaerősítő nem szokványos műveleti erősítő (ideális feszültségerősítő nagy feszültségerősítéssel, nagy bemeneti ellenállással, kis kimeneti ellenállással), hanem átviteli vezetőképességet (transzkonduktancia, G_m) megvalósító erősítő. Ennek célja a Z_C kompenzációs impedancia becsatolásának megkönnyítése. Másrészt, a hibaerősítő rendszerint aszimmetrikus kimenetű (8-13 ábra), a hibajel a vezérlőjelet csak egy irányba tudja módosítani, az ellenkező irányba egy felhúzóellenállás vagy egy áramforrás mozdítja a feszültséget.



8-13 ábra: Transzkonduktanciát megvalósító aszimmetrikus hibaerősítő elvi rajza.

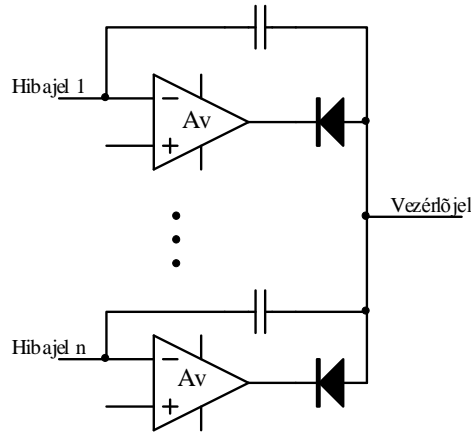
Az átviteli vezetőképességgel működő hibaerősítők előnye, hogy több ilyen erősítő kimenete párhuzamosan köthető többszörös visszacsatolás esetén (8-14 ábra). Az átalakítók többségét úgy tervezik, hogy a szokásos feszültség-visszacsatolás mellett áram-visszacsatolást is alkalmaznak szabályzási vagy védelmi céllal. Egyazon átalakítóra alkalmazható még szükség szerint sebesség-visszacsatolás, hőmérséklet-visszacsatolás stb.



8-14 ábra: Transzkonduktanciát megvalósító aszimmetrikus hibaerősítők párhuzamos kötése és közös frekvencia-kompenzálása.

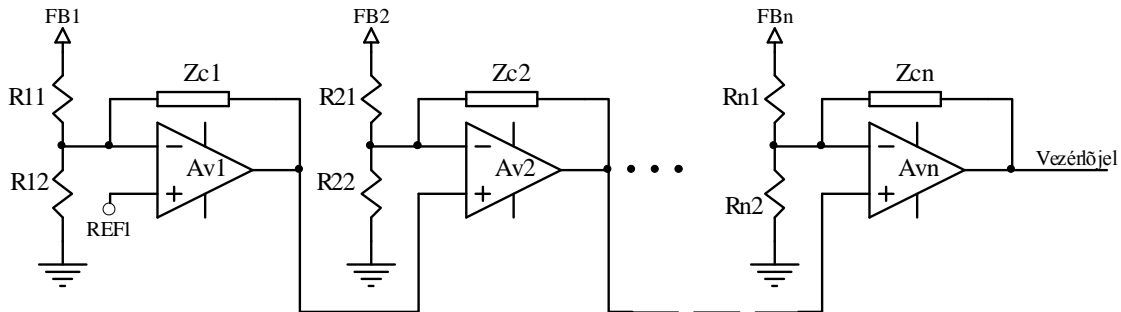
Természetesen a hibaerősítők közül mindig csak egy dominálhat, az amelyik legjobban lehúzza a vezérlőjelet. A különböző üzemmódokban (feszültségszabályzás, áramszabályzás, fordulatszám szabályzás stb.) mindig az illetékes hibaerősítő válik aktívvá.

Hagyományos műveleti erősítővel is megoldható a hibaerősítők kimeneteinek párhuzamos kötése a 8-15 ábrán bemutatott módon.



8-15 ábra: Hagományos műveleti erősítővel megvalósított hibaerősítők kimeneteinek párhuzamos kötése.

A hibaerősítők kimeneteinek párhuzamos kötése mellett igen gyakori a hibaerősítők kaszkád kötése is. Ilyenkor az első hibaerősítő kimenete nem maga a vezérlőjel, hanem a következő hibaerősítő alapjele. A kaszkád kötés utolsó tagja állítja elő a vezérlőjelet a modulátor számára (8-16 ábra). Az FB_i jelek az egyes szabályzott mennyiségek, REF_1 az első hibaerősítő alapjele. Az egyes hibaerősítők konkrét megvalósítása függ az illető szabályzott mennyiség előjelétől. Szabályzáshoz mindig negatív visszacsatolást kell megvalósítani.



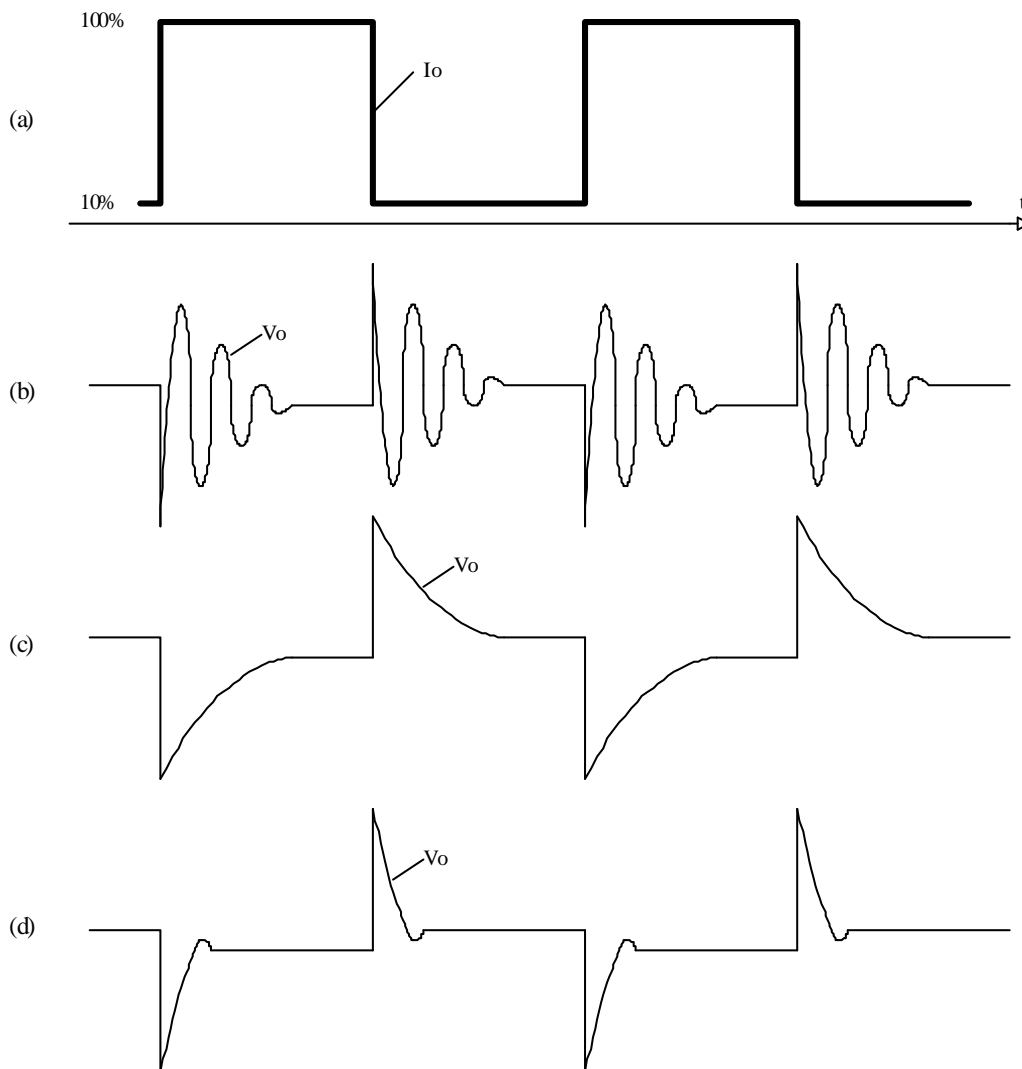
8-16 ábra: Hibaerősítők kaszkád kötése.

A kaszkád kötés valódi előnye, hogy mindegyik hibaerősítőn külön optimalizálható a frekvenciakompenzáció, így optimális dinamikus jellemzők érhetők el az átalakítónál (stabil működés, gyors beállítás).

8.1.3 A stabilitás kérdése

A teljesítményelektronikai berendezésekre alkalmazott szabályzásnak biztosítania kell a stabil működést. A stabil működés feltétele, hogy a hibaerősítő kellő mértékben és kellő sebességgel avatkozzon be az átalakító működésbe. A túl nagy illetve a túl gyors beavatkozás tartós vagy átmeneti oszcillációkhoz vezet, a lassú beavatkozás viszont késlelteti a kimenet beállítását a kívánt értékre. A beavatkozás mértékét és sebességét a 8.1.2 pont alatt tárgyalt hibaerősítők megfelelő frekvenciakompenzációjával befolyásoljuk.

A 8-17 ábrán a különböző frekvenciakompenzációk eredményét szemléltetjük. A vizsgált berendezés állandósult állapotban stabil működést mutat. A terhelés ugrásszerű megváltozásai (8-17a ábra) viszont a kimeneti feszültségben különböző változásokat eredményeznek.



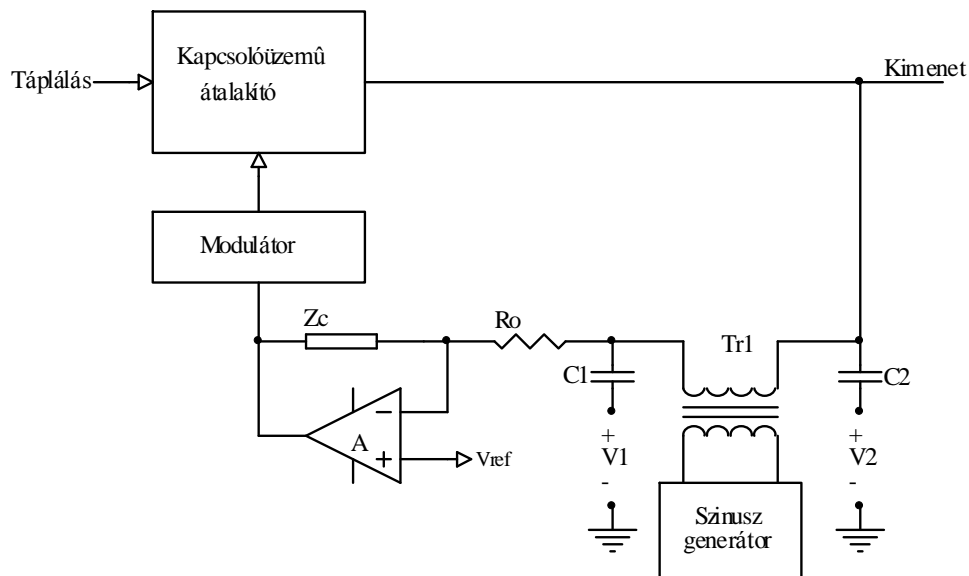
8-17 ábra: Egy tápegység viselkedése a terhelés ugrásszerű változásait követően: (a) a terhelésfüggvény, (b) a kimeneti feszültség változásai az alulkompenzált esetben (c), túlkompenzált esetben, és (d) optimális kompenzáció mellett.

Az alulkompenzált esetben (8-17b ábra) a terhelés megváltozását követően a kimeneti feszültség pszeudoperiodikus rezgésbe kezd, ami csak hosszú idő után csillapodik. A túlkompenzálás eredménye a 8-17c ábrán látható lassú reakció, a berendezésnek hosszú időre van szüksége, hogy visszaálljon a megfelelő munkapontba. Az optimális kompenzációnak (8-17d ábra) köszönhetően a kimeneti feszültség a lehető leggyorsabban, de túllövések nélkül stabilizálódik.

A frekvenciakompenzáció méretezése megköveteli a berendezés körerősítésének ismeretét. A körerősítés meghatározható számításokkal vagy mérésekkel. Az átalakító átviteli függvényeinek levezetésével a 6. részben foglalkoztunk. Az ott bemutatott módszerekkel minden egyes átalakító típusra levezethető az átviteli függvény. Az ismert kapcsolásokra ezek a függvények készen megtalálhatók a szakkönyvekben.

A körerősítés az átalakító átviteli függvénye mellett tartalmazza a modulátor átviteli függvényét és a hibaerősítő átviteli függvényét. A modulátor átviteli függvénye egy állandó (a kitöltési tényező és a vezérlőfeszültség aránya). A hiberősítő átviteli függvénye lineáris áramkörelemzési módszerekkel vezethető le. Frekvenciakompenzáció nélkül a hibaerősítő átviteli függvénye konstans, nagy erősítésnek felel meg, a kérdéses frekvenciatartományban.

A körerősítés mérésekkel történő meghatározása amplitúdó és fázis mérésére alkalmas műszereket igényel. A mérés előnye a számításhoz képest, hogy mentes az esetleges modellezési hibáktól. A mérés módját illetően a 8-18 ábrán megadott kapcsolás ad eligazítást. A mérést zárt hurok mellett kell végezni, mivel a nagy körerősítésnek köszönhetően az átalakító kis gerjesztőjel mellett is telítésbe vezérlődne.



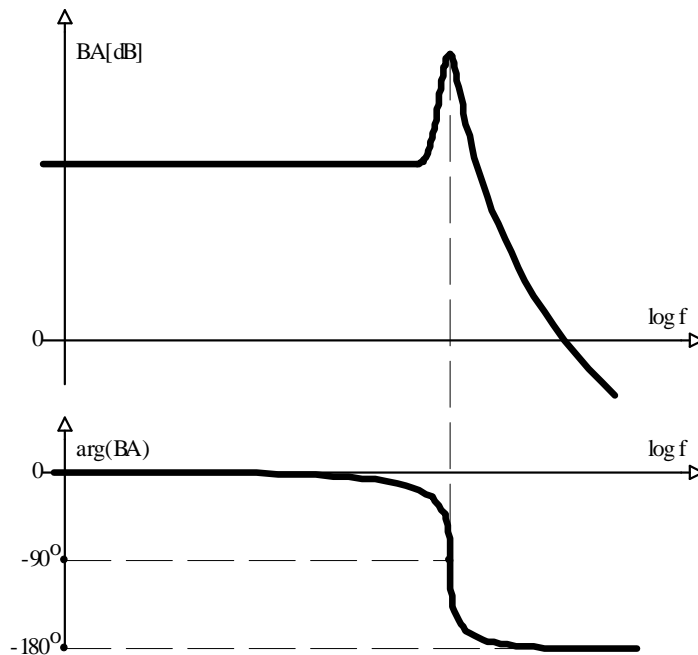
8-18 ábra: A körerősítés mérésére alkalmas kapcsolás.

A változtatható frekvenciájú szinuszos oszcillátor jelét a T_{r1} transzformátorral juttatjuk be az átalakító kimeneti pontja és a visszacsatolás bemeneti pontja közé. E két pont váltófeszültségű komponenseinek (V_2 és V_1) aránya adja a körerősítés amplitúdóját, a feszültségek között levő fáziskülönbség viszont a körerősítés fázisa. A váltófeszültségű komponenseket a C_1 és C_2 kondenzátorokon keresztül juttatjuk a mérőberendezésbe. Ma

léteznek olyan analizátorok amelyek az egész tartományra vonatkozó méréseket (némi beállítás után), gombnyomásra elvégzik és dokumentálják az eredményeket.

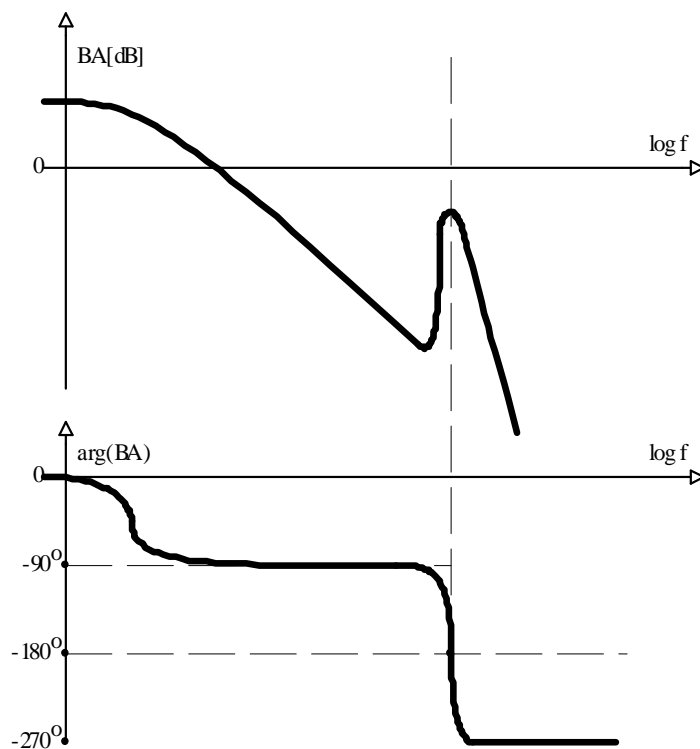
Akár a számítási, akár a mérési módszer mellett döntöttünk, a frekvenciakompensáció nélküli körerősítésre a 8-19 ábrán látható diagramokat kapjuk. Alacsony frekvencián a rendszernek nagy a körerősítése a hibaerősítő nagy erősítése miatt. Az átalakító kimeneti szűrőjének köszönhetően a körerősítésnek még egy rezonáns kicsúcsosodása is jelentkezik a szűrő határfrekvenciája közelében. A kicsúcsosodás mértéke csökken, ha az átalakítót erősebben megterheljük. A csúcsot követően a körerősítés meredeken esik, ugyanakkor rohamosan növekszik a fáziskésés.

Ha nem alkalmazunk frekvenciakompensációt, olyan mértékű fáziskésés jelentkezik kevéssel a rezonáns frekvencia felett, hogy a negatív visszacsatolás pozitívvá fordul, ugyanakkor a körerősítés amplitúdója még jelentős. Ez menthetetlenül instabilitáshoz vezet.

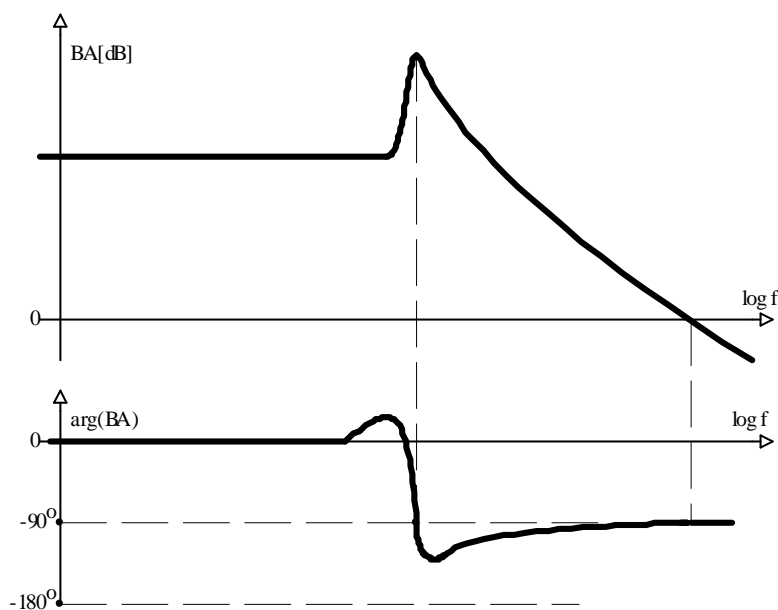


8-19 ábra: A körerősítés frekvenciamenete a hibaerősítő frekvenciakompensációja nélkül.

A frekvenciakompensáció lényege, hogy a körerősítést a kritikus (egységnyi) érték alá csökkentsük, még mielőtt pozitív visszacsatolás lépne fel. A 8.20 ábra az úgynevezett integráló kompenzátor hatását mutatja. A hibaerősítőre alkalmazott kapacitív visszacsatolással integrátort képezünk. Az integrátor tulajdonságaiból eredően a körerősítés a frekvenciatartomány jelentős részében 20db/dec meredekséggel esik. Megfelelő méretezéssel elérhető, hogy a kicsúcsosodást 0dB alá szorítsuk és ezzel stabil működést érjünk el. Sajnálatos módon a körerősítés az integráló kompenzátor esetében már viszonylag alacsony frekvencián 0db alá esik, ami lassítja a szabályzást.



8-20 ábra: Integráló kompenzátor hatása a körerősítésre.



8-21 ábra: Differenciáló kompenzátor hatása a körerősítésre.

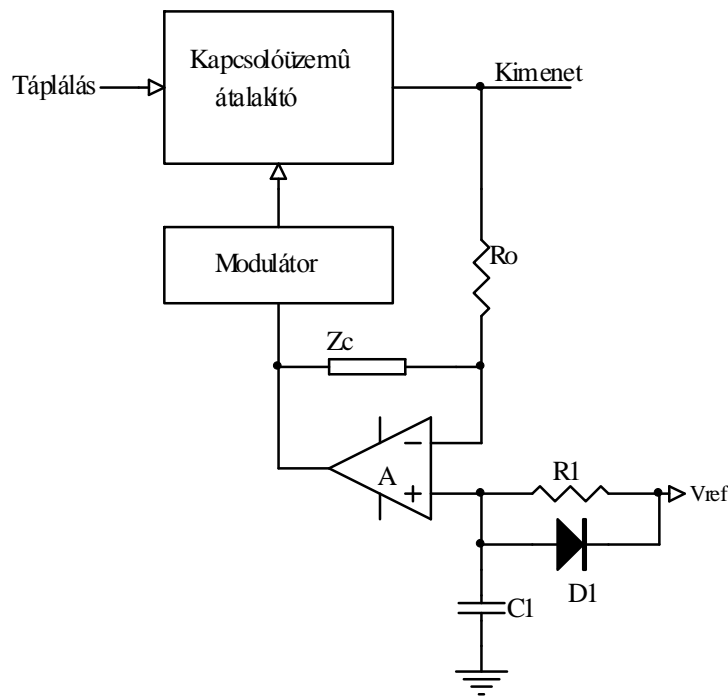
Ha az integráló kompenzátor helyett differenciáló kompenzátort alkalmazunk (pólus helyett nullát viszünk be az átviteli függvénybe, 8-21 ábra) elérhető, hogy a 8-19 ábrán a -40db/dec meredekségű szakasz (a kicsúcsosodás feletti rész) meredekségét -20db/dec -ra mérsékeljük, ugyanakkor a fáziskésést -90° -kal csökkentjük. Így is elvileg stabil működés érhető el. A gyakorlatban kizárólag csak nulla nem vihető be az átviteli

függvénybe, hanem pólus is megjelenik, de ezt igyekezni kell a kérdéses frekvenciatartományon túlra helyezni.

A gyakorlatban az integráló (I - *integral*) kompenzátort arányos-integrálóvá (PI – *proportional-integral*) alakítjuk, úgy, hogy a hibaerősítő visszacsatoló ágába (Z_c a 8-18 ábrán) egyszerű kondenzátor helyett soros RC tagot építünk. Ezzel a kondenzátor okozta pólus mellett egy nulla is megjelenik a hibaerősítő átviteli függvényében. A nulla hatására a szabályzás sebessége lényegesen nő.

Az árambecsatolt modulátor (8-5 ábra) csökkenti a visszacsatolt rendszerben jelentkező késéseket, ugyanakkor a feszültség szabályzó számára az átalakító nem másodfokú, hanem elsőfokú rendszerként mutatkozik. Ez könnyíti a frekvenciakompensáció megvalósítását.

Minden igyekezet ellenére megtörténhet, hogy az átalakító bekapcsolásakor a kimeneti feszültségben túllövések jelentkeznek, ami a fogyasztók számára beláthatatlan következményekkel járhat. A gyakorlatban ezeket a gondokat nem-, illetve nem (csak) a hibaerősítő kompenzációjával oldják meg. Ha a 8-22 ábrán bemutatott módon bekapcsoláskor korlátozzuk az alapjel növekedésének meredekségét, a szabályozó körnek elég ideje lesz a stabil munkapont elérésére és nem történik túllövés.



8-22 ábra: Az alapjel emelkedési meredekségének korlátozása induláskor a kimeneti feszültségtúllövések elkerülése végett.

8.2 Digitális vezérlők és szabályzók felépítése

Mind az alkalmazott eszközök, mind a módszerek szempontjából a digitális vezérlés és szabályzás lényegesen eltér az analóg megoldásoktól. Itt általában nem céleszközökről van szó, hanem egy flexibilis digitális hardvert kell programozással alkalmassá tenni a feladat ellátásra.

8.2.1 Mikroprocesszorok, mikrovezérlők, szignálprocesszorok

A szabadon programozható vezérlő egy olyan elektronikai készülék, amely sok más elektronikai alkatrészén kívül mikroprocesszort (mikrovezérlőt) és tárolót tartalmaz. A vezérlő a bemeneten felvett információkat a tárolt program szerint feldolgozza és vezérli a kimenetet. A szabadon programozható vezérlők komplett gépészeti berendezések, gyártástechnológiai készülékek, ill. termelőeszközök irányítására alkalmazhatók.

A bemeneti jeleket nyomógomboktól, kézi kapcsolóktól, fénykapcsolóktól, végálláskapcsolóktól, közelítéskapcsolóktól, hőelemektől stb. veszi át a vezérlő. A kimenetekre kapcsolt reléken és mágneskapcsolókon keresztül motorokat indít, szelepeket nyit és zár stb. A jeleket feldolgozó programokat billentyűzetten keresztül visszük be a vezérlőegységbe. Eközben elvileg teljesen mindegy, hogy a szabadonprogramozható tartalmazza ezt a billentyűzetet, vagy pedig az egy külső programozókészülék, vagy hagyományos számítógép.

A szabadonprogramozható vezérlők alkalmazása a minimális programozási és a meghatározott szintű irányítástechnikai ismereteken kívül, pontos ismereteket igényel magáról a vezérlendő folyamatról is.

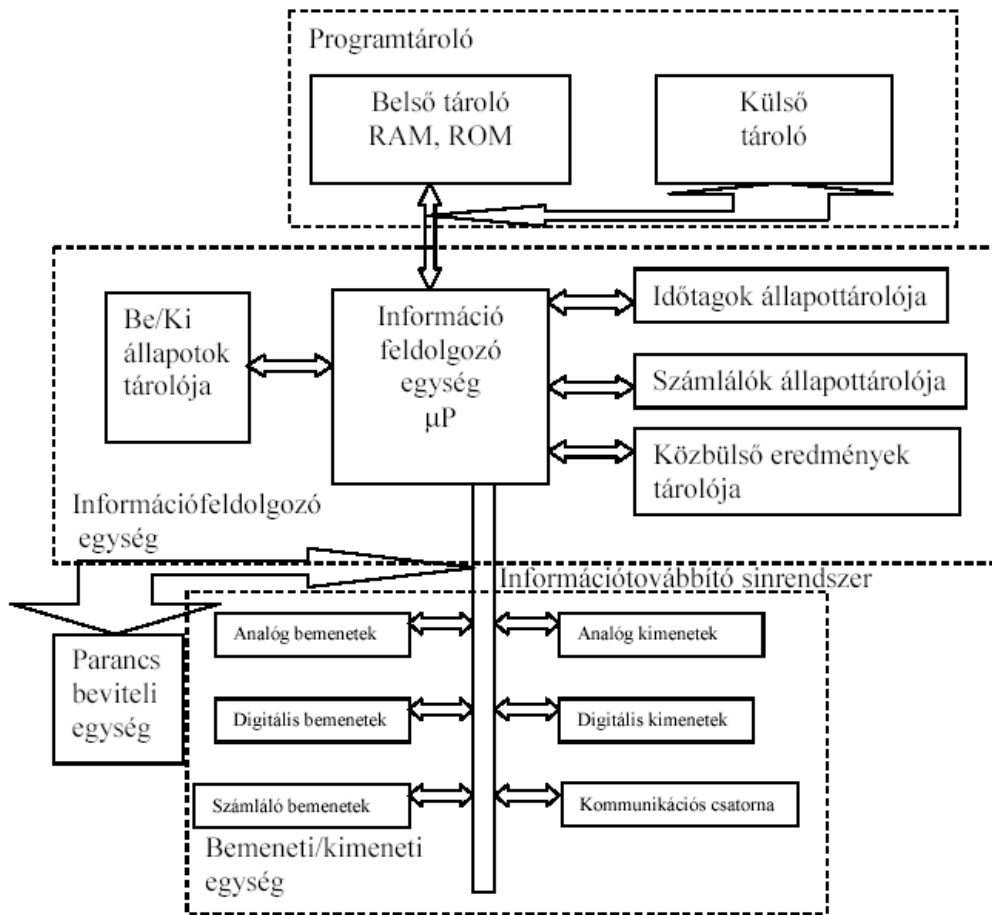
Valamennyi szabadon programozható vezérlő, elvét tekintve, azonos felépítésű (8-23 ábra). Részai a következők:

- parancsbeviteli egység (billentyűzet a parancsbevitelhez és képernyő)
- információ feldolgozó egység (ez tartalmazza a mikroprocesszort és az állapottárolókat)
- bemeneti/kimeneti egység.

A vezérlési feladat megoldására elkészített utasításokat a parancsbeviteli egységen keresztül adjuk meg. A központi egység feldolgozza ezeket a parancsokat és vezérli a ki/bemeneti egységeket. Azokat a műveleteket, amelyeket a hagyományos rendszerekben mágneskapcsolók, segédjelfogók, időrelék, analóg szabályozók és azok összehuzalozásai végeztek el, most a központi egység hajtja végre.

A be/kimeneti egység az információfeldolgozó egységet és az irányítandó folyamatot kapcsolja össze, és lehetővé teszi, hogy a megkívánt működés a programnak megfelelően fusson le. Azt mondhatjuk tehát, hogy a szabadon programozható vezérlők alkalmazása esetén a mágneskapcsolóknál, jelfogóknál stb., a szükséges időrabló szerelési és huzalozási munkák elmaradnak, mivel a kívánt kapcsolást csupán programozással hozzuk létre.

Az is magától értetődő, hogy a gép működésében, pl. az üzembehelyezés alatt vagy akár későbbi időpontban is, a szükséges változtatásokat probléma nélkül elvégezhetjük. Annak, hogy a gépet közben teljesen átépítik, mindaddig, amíg a ki- és bemenetek száma nem változik, nincs jelentősége. Egyszerű példaként megállapíthatjuk, hogy csupán egyféle szabadonprogramozható vezérlővel rendkívül sokféle alkalmazási feladatot meg tudunk oldani. Egyszerű átprogramozással pl. egy présgép helyett, vezérelhetünk egy marógépet is.



8-23 ábra: Egy tipikus szabadonprogramozható vezérlő felépítése.

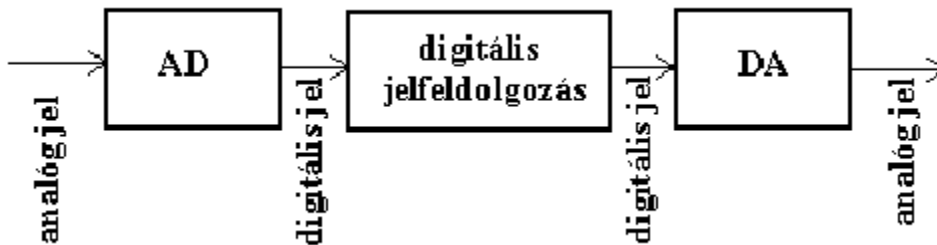
A nagy számítási igényű vezérlési feladatok megvalósításánál digitális szignálprocesszorokat (*DSP* processzor) alkalmaznak. Ma a fejlett technikának nincs olyan területe és eszköze ahol ne volna beépítve legalább egy *DSP* processzor, vagy egy vagy több eszköz amivel *DSP* számításokat lehet végezni. A *DSP* eszközök ma már nem drágák, különösen, ha azt vesszük figyelembe, hogy milyen viszonyban van a processzor ára és a megvalósított eszköz értéke.

Mint korábban már említettük, a tápegységek világában a processzoros vezérlési megoldások nem jellemzőek. Villanymotor hajtásra viszont külön *DSP* családokat fejlesztettek ki. Ezek a processzorok a motor terhelésváltozásával és a vezérlő algoritmussal összhangban reális időben vezérlik a meghajtó fokozat kapcsolótranszisztorait. Ma már standard kivitelű frekvenciaváltókba is szerelnek *DSP* processzort. A *DSP* processzor képes a *MHz* körüli áram ellenőrző jeleket feldolgozni a megfelelő reakciókat levezérelni és generálni a megfelelő hatsatornás *PWM* jelet a háromfázisú hídkapcsolás vezérlésére.

8.2.2 Mintavételezés, A/D és D/A átalakítás

A természetes jelek általában folyamatosak, csak nagy ritkán impulzusszerűek. Ha ezeket a jeleket digitális rendszerrel, processzoros technikával akarjuk feldolgozni, a folyamatos jeleket át kell alakítani digitális jelekké vagyis számokká. A digitalizáció folyamán két fajta diszkretizáció történik még pedig először időben (ún. mintavételezés), azután amplitúdó szerint (ún. kvantizáció).

A digitalizáció folyamatát *AD* (analóg-digitális) átalakításnak nevezzük. Ezt a konverziót ún. *AD* konverterrel végezzük. Az *AD* átalakítással nyert jeleket mikroprocesszorral, mikrovezérlővel vagy *DSP* processzorral dolgozzuk fel. Sok fajta művelet végezhető ezeken a jeleken. A feldolgozás után legtöbbször igény mutatkozik a feldolgozott számsorok analóg jellé való átalakítására. Ez a konverzió az ún. *DA* (digitális-analóg) átalakítóval valósítható meg. Egy digitális jelfeldolgozó rendszer vázlatos ábrázolása látható az 8-24 ábrán.



8-24 ábra: Digitális jelfeldolgozó rendszer vázlatos ábrázolása.

A diszkrét jeleket, $x(t)$ -t, általában folytonos jelek mintavételezésével állítjuk elő. Ebben a szakaszban csak periódikus vagyis uniform mintavételezéssel foglalkozunk. Feltételezzük, hogy a mintavételezés ideális mintavételező áramkörrel történik (8-25 ábra).

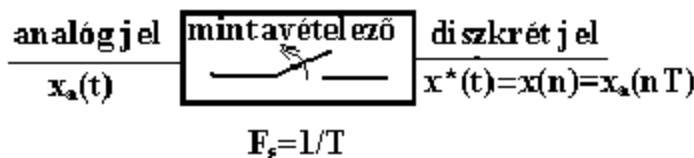
Az ideális mintavételező (8-25 ábra) tulajdonképpen egy impulzus-amplitúdó modulátor, vagy egyszerűen szorzóáramkör. Működését a következő egyenlettel írjuk le:

$$x^*(t) = c(t)x(t) \quad (8-6)$$

ahol $c(t)$ a mintavevő jel (egy periódikus impulzussorozat), $x(t)$ pedig a folytonos jel amelyiket mintavételezzük. A mintavevő jel a következő egyenlettel írható le:

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \delta(t - nT) \quad (8-7)$$

ahol $\delta(t)$ a Dirack impulzus.

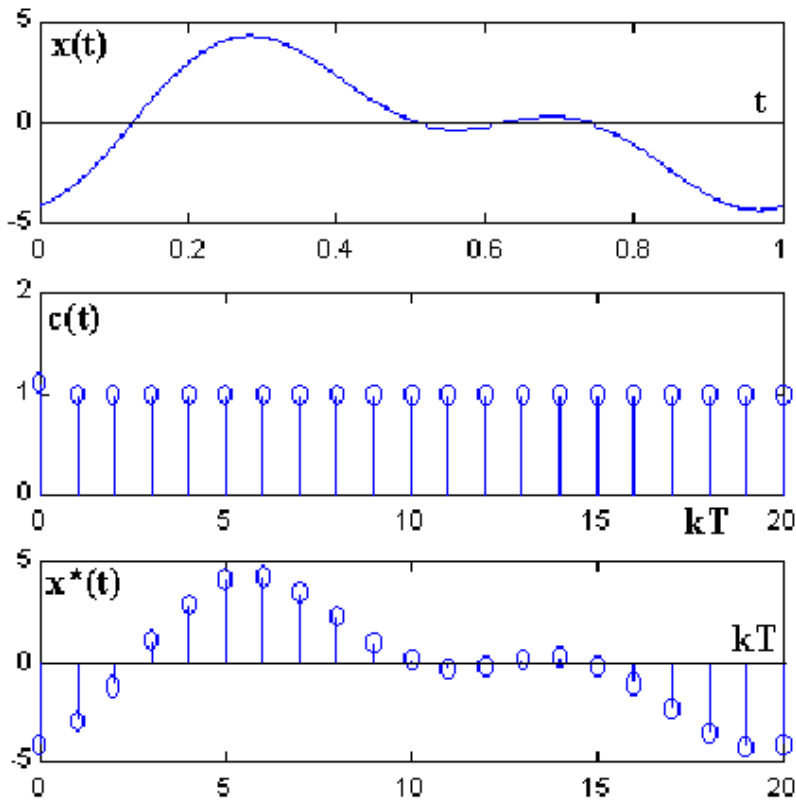


8-25 ábra: Periódikus mintavevő áramkör.

A mintavételezett jel így a következő kifejezéssel adott:

$$x^*(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} x(nT)\delta(t - nT) \quad (8-8)$$

A mintavételezés folyamatát a 8-26 ábra szemlélteti



8-26 ábra: Mintavételezés folyamata folytonos jel esetén.

8.2.3 Szintillesztés, csatolásmentesítés, védelmek

A digitális-, de gyakran az analóg vezérlőberendezéseket sem csatoljuk közvetlenül a teljesítményelektronikai áramkörhöz. Ennek biztonságtechnikai és zavarvédelmi okai vannak. A jelek átvitelét optocsatolókkal vagy impulzustranzformátorokkal oldjuk meg.

LED és fototranzisztor kombinációjából épül fel az optocsatoló. A vezérlőjel hatására a *LED* fényt bocsát ki és gerjeszti a fototranzisztor. Ilyen módon különböző jelek galvanikus csatolás nélküli átvitele lehetséges. Több szempontból is előnyös az optocsatolós megoldás a transzformátoros csatolásmentesítés helyett (méretek, tartósság, fogyasztás), hátrány viszont, hogy az optocsatoló mindkét oldalán táplálást kell biztosítani.

Az optocsatolókat általában digitális jelek átvitelére alkalmazzuk. A digitális jelek átvitelét egyszerűsíti, ha fototranzisztor után a kimeneti oldalra beépítenek egy impulzuserősítőt is, amely megfelelőképpen formálja a jeleket.

Az analóg jelek átvitele közönséges optocsatolókkal nehézkes, mert az optocsatoló átviteli jellemzői időben-, hőmérsékletre stb. jelentősen változnak. Léteznek úgynevezett optikai erősítők, amelyek ezeket a csúszásokat megfelelő belső visszacsatolásokkal ki tudják küszöbölni. Ilyen optikai erősítővel megoldható pl. a motor fázisáramainak figyelése és átvitele a vezérlőberendezésbe, galvanikus csatolás nélkül.

8.2.4 Beállítások, kijelzések

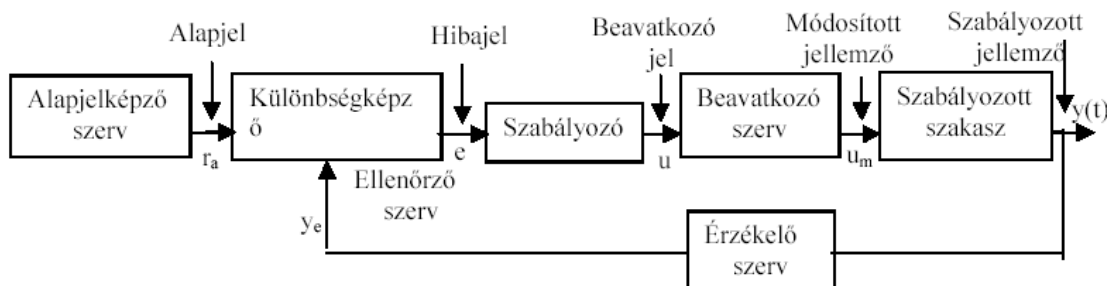
A teljesítményelektronikai átalakítókhoz a gyártó mellékel egy használati útmutatót, amelyben az adott berendezés funkcionális gombjainak kezelése, funkcióinak ismertetése és ezek beállítási módjai találhatóak. Mivel a felhasználónak ezen beállításokról visszajelzést kell nyernie, ezért ezek az átalakítók megfelelő kijelzőt is tartalmaznak. Ezek a kijelzők lehetnek: hétszegmentesek vagy mátrix kijelzők, a kijelzendő információ fajtájától és mennyiségétől függően.

8.3 Digitális vezérlési algoritmusok

A digitális vezérlésben és szabályzásban két hozzáállásnak lehetünk szemtanúi. Az egyik az analóg technikából ismert P , PI , PID algoritmusokat ülteti át a digitális vezérlőkbe. A másik új algoritmusok után kutat, amelyek az analóg technikában nem léteztek, vagy megvalósításuk nehézkes lenne.

8.3.1 Hagyományos algoritmusok digitalizálása

A hagyományos, analóg irányítási rendszerek legjellegzetesebb információfeldolgozási feladatát a szabályozók végzik. A szabályozó a szabályozási körnek az a része, amely összehasonlítja a szabályozott jellemzőből származó ellenőrző jelet az alapjellel, és a megállapított szabályozási eltéréstől (hibától) függően befolyásolja a beavatkozó, illetve a módosító jellemzőt. A szabályozó bekötését és feladatát a 8-27 ábra illusztrálja.



8-27 ábra: A szabályozási kör tömbvázlata.

A szabályozási kör tehát, a következő alapvető funkciókat látja el:

- fogadja az érzékelő szerv által szolgáltatott, és a szabályozott jellemzőtől függő ellenőrző jelet
- létrehozza az alapjel és az ellenőrző jel közötti különbséget,
- a hibajelen olyan jelformálást végez, hogy a szabályozó kimenetén megjelenő beavatkozó jel olyan módosítást eredményezzen a módosított jellemzőn, hogy a szabályozási rendszer megfeleljen az előírt minőségi követelményeknek.

Minden szabályozó legalább három szerkezeti egységből áll:

- alapjelképző,
- különbségképző
- és jelformáló szervből.

A különbségképző szerv, csak olyan jellemzőket tud egymással egybevetni, csak olyan jellemzők között tud különbséget képezni, amelyek fizikai szempontból azonosak tehát például hosszúságok, feszültségek, erők, azonosan kódolt digitális információk stb., különbségét képezheti.

A szabályozó jelformálását leíró $u(e)$ függvénykapcsolat, általános esetben nemlineáris differenciálegyenlettel jellemezhető. A lineárisnak tekinthető szabályozott szakaszok szabályozására, többnyire relatív egyszerű felépítésű, folytonos vagy mintavételezett, lineáris vagy diszkrét kimenetű szabályozókat is alkalmazhatunk.

A *PID* szabályozó átviteli függvénye, a következő módon írható fel:

$$W_r(p) = \frac{U(p)}{E(p)} = k_r \left[1 + \frac{1}{T_I p} + T_D p \right] \quad (8-9)$$

Az ilyen átviteli függvénnyel rendelkező szabályozó k_r , T_I és T_D , megfelelően széles határok között történő beállítási lehetősége esetén, többnyire a szigorú minőségi követelményeket kielégítő rendszerekhez is alkalmazható. Egyes tagok kihagyásával, a *PID* szabályozókból leszármaztathatók az egyszerűbb, *P*, *I*, *PI* és *PD* szabályozók.

A folytonos szabályozók működési algoritmusai, mintavételezés, *AD* átalakítás és processzoros jelfeldolgozás alkalmazásával digitalizálható. Az így megvalósított szabályozó a megvalósítás módját illetően nevezhető digitális szabályozónak.

8.3.2 Új algoritmusok a digitális vezérlésben

Lotfi A. Zadeh a 60-as évek közepén vezette be az ún. *fuzzy* halmazokat, amelyek a műszaki feladatok egy új koncepció szerinti megfogalmazását és tárgyalását tették lehetővé. Bevezette a nyelvi változó fogalmát, mivel az emberi nyelv szavaival és mondataival történő jellemzés egyszerűbb, tömörebb és gyorsabban kiértékelhető lehet. A *fuzzy* logika kezelni tud olyan összetett vezérlési feladatokat mint pl.: robot kar mozgatása, kémiai vagy termelési folyamatok vezérlése és ehhez nincs szüksége a vezérelt berendezés matematikai modelljére, csak a szabályozni kívánt érték(ek)re.

Napjainkban a *fuzzy* logikák legfontosabb alkalmazási területét az irányítástechnikai berendezések képezik. A módszer elterjedése különösen olyan esetekben látványos, ahol a klasszikus módszerek a folyamat matematikai modelljének a hiányában nehézkesen alkalmazhatók. A *fuzzy* irányítórendszerekben az irányítás tapasztalatokból és megfigyelésekből nyert szabálybázison alapszik, ami nem okvetlenül kívánja meg a matematikai modell ismeretét.

Fuzzy irányítási rendszer összetevői :

- **FUZZYFIKÁLÁS** - a *fuzzyfikálást* végző egység feladata a megfigyelt értékek *fuzzy* számokká történő átalakítása.
- **ADATBÁZIS** - feladata, hogy mind a megfigyelési, mind a következtetési univerzumok számára tartalmazza a nyelvi változók jellemző adatait, melyek a megfigyelések *fuzzyfikálásánál* és a következtetések „kiszámításánál” kerülnek felhasználásra.
- **SZABÁLYBÁZIS** – az alkalmazott *fuzzy* következtetési módszerek elsősorban kompozíciós általánosított *modus ponens* (*GMP*) elvre épülnek, ezért a szabálybázis: ha U , akkor $V = U \rightarrow V$ típusú szabályokat tárol. A szabálybázis feladata, hogy az összes *fuzzy*-szabályhoz tartalmazza a szabályt leíró valamennyi megfigyelési és következtetési nyelvi értéket.

- A *FUZZYDÖNTÉS*-eket az ún. „döntési logikai egység” valósítja meg. Ennek a feladata, hogy az adatbázis adataival és a szabálybázis szabályaival kialakítsa a megfigyeléshez tartozó *fuzzy* következtetéseket.
- A *DEFUZZYFIKÁLÁS* műveletét végző „defuzzyfikáló egység” interfészként működik. Feladata, hogy a „döntési logiká”-ból érkező *fuzzy* halmazokat visszaalakítsa a beavatkozó jelek határozott értékeivé, melyek az irányított folyamatot a kívánt értelemben befolyásolják.

A defuzzyfikálást többféle módon lehet végezni:

- Maximális tagsági értékű elem keresése: Itt azt az alaphalmazbeli elemet keressük, melyhez a maximális tagsági érték maximális. A módszer hibája, hogy több alaphalmazbeli elemnek lehet ugyanolyan maximális tagsági értéke, így ezek megkülönböztetése nem egyértelmű.
- Maximumok átlagolása: Itt nem a maximális tagsági értékű elemet, hanem azok átlagát választjuk a *fuzzy* halmaz legjellemzőbb elemének. E módszer hibája lehet például, hogy a vele kiválasztott eset nem is tagja a *fuzzy* halmaznak, vagy még az univerzumban sem szerepel.
- Súlypont-keresési módszer: Itt a maximumok átlagolását a halmaz valamennyi elemére kiterjesztjük. A legjellemzőbb elemet a következő képlet adja meg:

$$Y_c = \frac{\sum y \cdot \mu_y(y)}{\sum \mu_y(y)} \quad (8-10)$$

ahol:

FOLYTATNI KELL!