

DR. REDL RICHÁRD — NOVÁK ISTVÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok áramvezérlése, új módszer a szabályozási paraméterek javítására

ETO 621.316.722.1.076

A kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok előnyös tulajdonságai (nagy energiaátalakítási hatások, kis fajlagos súly és térfogat) miatt egyre szélesebb körben használatosak. Néhány nemkívánatos sajátosságuk azonban bizonyos mértékig lassítja elterjedésüket.

A kisszintű vezérlő áramkör bonyolultsága az integrált áramkörök korában már nem jelent hátrányt, de a gyakran tapasztalható gerjedékenység, a disszipatív stabilizátorokéhoz képest megnövekedett tranziens idő és amplitúdó annál inkább. A fenti tulajdonságokra a stabilizátorok kisméretű, kisszintű modelljeiből számított szabályozási paraméterek [1] alapján is következtethetünk. Bár a kisméretű modellből nem következik, de a szélességmodulátoros vezérlés leírófüggvényes analízise segítségével kimutatható az alharmonikus oszcillációs hajlam [2], amely a megengedhető hurokerősítés mértékét korlátozza jelentős mértékben. Így sokszor az előírt egyenáramú stabilitás megvalósítása is nehézségekbe ütközik.

A fenti nehézségek kiküszöbölésére többféle módszerrel is próbálkoztak. A feszültségcsökkentő és származékkapcsolásai esetében például jól használható az egyhurokos, önrezgő szabályozás, amelynek tömbvázlatát az 1. ábrán láthatjuk. Ennél az áramkörnél a főágban elhelyezett hiszterézises elem U_H hiszterézisfeszültségének csökkentésével az egyenáramú stabilitás tetszés szerinti mértékben javítható [3]. Gátat csupán a növekvő kapcsolási frekvencia és az ezzel együtt növekvő dinamikus veszteségek jelentenek.

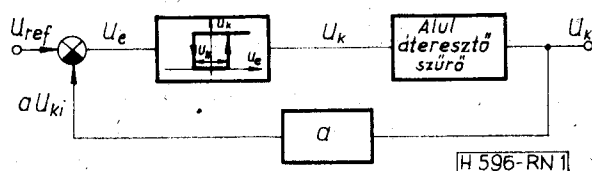
A másik két alaptípusnál (feszültségnövelő, polaritásváltó) az önrezgő működés nem alakítható ki az 1. ábrán feltüntetett módon. Ezekben az esetekben a többhurokos visszacsatolások különféle változatai-

nak alkalmazásával lehet javítani a szabályozási tulajdonságokat [4], [5], [6], [7]. Bár ezek a megoldások jelentős mértékben csökkentik a statikus és dinamikus szabályozási hibákat, realizálásuk és analízisük egyaránt bonyolult, nehezen kézben tartható. Jelentős javulást eredményez az állapotsíkban felépítő határciklus közvetlen számításán alapuló vezérlési módszer [8], de ez a közeli jövőben valószínűleg nem válik gyakorlatilag is alkalmazhatóvá.

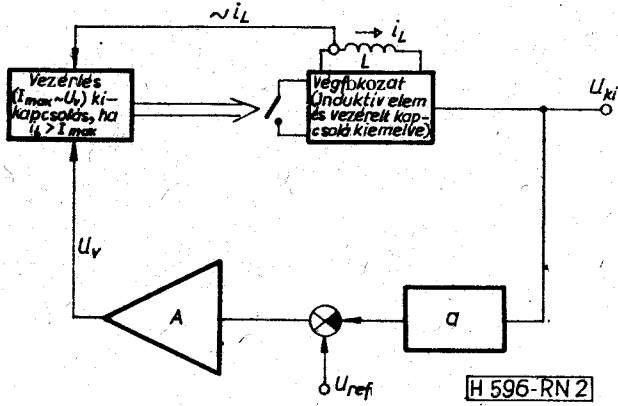
Igen jó kompromisszum azonban a kapcsolóüzemű stabilizátorok szabályozási paramétereinek optimalizálására az úgynevezett áramvezérlés, amelynek tömbvázlatát a 2. ábra mutatja be. A működés lényege a következő. A vezérlőegység egyik bemenetére a teljesítményt átalakító végfokozat induktív elemének áramával arányos jelet vezetünk. Ha az áram elért egy bizonyos maximumot, a vezérlő kör a kapcsolót megszakítja. A maximum értékét külső feszültséggel (visszacsatolt esetben a felerősített hibajellel) megváltoztathatjuk. A visszacsatolás előírt időtartamú vagy előírt nagyságú áramcsökkenés után következhet be. A módszer előnyei:

- a vezérlő feszültségre (U_V) vonatkozó átviteli függvény, valamint a szabályozási paramétereket megadó függvények elsőfokúak, így kisméretű instabilitási problémák gyakorlatilag nem lépnek fel;

- használatával a stabilizátor automatikusan túláramvédté válik.



1. ábra. Egyhurokos önrezgő stabilizátor tömbvázlata



2. ábra. Áramvezérelt stabilizátor tömbvázlata

Az áramvezérlés egy konkrét változatát és alkalmazását a feszültségnövelő kapcsolásra [9] ismerteti.

Az irodalomból azonban hiányzik az áramvezérlés statikus és dinamikus tulajdonságainak részletes tárgyalása, a visszacsatolás hatásának analízise és a felvetődő gyakorlati problémák vizsgálata.

E cikk célja ennek a hiánynak a pótlása és ugyanakkor egy viszonylag szemléletes és a kapcsolóüzemű stabilizátoroknál jól alkalmazható matematikai leírásnak — az injektált áramok módszerének — bemutatása. Ez a módszer az automatikából ismert hatásvázlat vagy tömbvázlat megjelenítés segítségével nemcsak az alkapcsolások szabályozási paramétereinek meghatározására alkalmas, hanem például egyszerűen lehetővé teszi a bemeneti és kimeneti szűrőtagok, a körben fennálló késleltetések és egyéb járulékos hatások számítását is [10].

1. Az áramvezérlés elve

Áramvezérlésre elvileg minden olyan áramkorlátozási módszer alkalmas, amely a végfokozat tranzisztora számára a túlterhelés alatt is valódi kapcsolóüzemet, azaz telítéssel (kis maradékfeszültségű) vezetést, illetve kis maradékáramú zárt állapotot biztosít. A gyakorlatban ezek közül számításba vehető eljárásokat [11] és [12] tárgyalja részletesen.

Áramkorlátozásra a következő lehetőségek vannak:

- hiszterézises védelem, amelynél a védő áramkör a végtranzisztort egy adott felső áramszintnél lekapcsolja, egy adott alsó áramszintnél pedig visszakapcsolja;
- állandó kikapcsolási idejű védelem, ahol a felső áramszint elérésekor a végtranzisztor előre meghatározott időtartamra zárt állapotba kerül;
- állandó frekvenciájú túláramvédelem, ahol a felső áramszint elérésekor a végtranzisztor kikapcsol, visszakapcsolás pedig úgy történik, hogy a működési frekvencia állandó marad;
- az úgynevezett megszakított áramú üzemmód alkalmazása, itt az induktív elem árama a működési ciklus egy részében zérusra csökken [13], a rövidzárási áram pedig bizonyos további feltételek teljesülése esetén ([12], [14]) korlátos, általában elfogadható értékű marad.

Az áramvezérlés célszerűen az első két módszerrel valósítható meg. Az állandó frekvenciájú változatról az alább részletezett módon egyszerűen bebizonyítható, hogy csak 50% alatti kitöltési tényezőnél stabil a működés, a megszakított áramú üzemmódnál pedig mind a kapcsolóeszközöknek (tranzisztor, dióda), mind a szűrőkör elemeinek (fojtó, kondenzátor) igen rossz a kihasználtsági foka. Ez a folytonos áramú üzemmódnál viszonyítva azonos feszültség- és teljesítményszinteknél kb. háromszor nagyobb csúcsáramú félvezetőket és hasonlóképpen kb. háromszoros értékű reaktáns elemeket jelent.

Az állandó működési frekvenciájú védelem instabilitását a 3. ábra jelalakjai alapján vizsgáljuk. A levezetés a feszültségsökkentő változatra érvényes, de hasonló megfontolásokkal azonos eredményt kapunk a másik két alkapcsolásra (feszültségnövelő, polaritásváltó) is.

Állandósult állapotban a fojtó áramának minimumát az

$$I_m = I_M - \frac{T U_{be}}{L} k(1-k) \tag{1}$$

összefüggés adja meg, ahol I_M a megengedett csúcsáram, U_{be} a tápfeszültség, T a periódusidő, L a fojtó induktivitása, k pedig a kitöltési tényező ($k = T_{be}/T$).

Ha valamilyen külső hatás következtében az áramminimum megváltozik, akkor az $(n+1)$ -edik periódusban értéke (az előző periódusbeli értékkel kifejezve):

$$i_{n+1} = I_M \frac{1}{1-k} - \frac{T U_{be}}{L} k - i_n \frac{k}{1-k} \tag{2}$$

Legyen

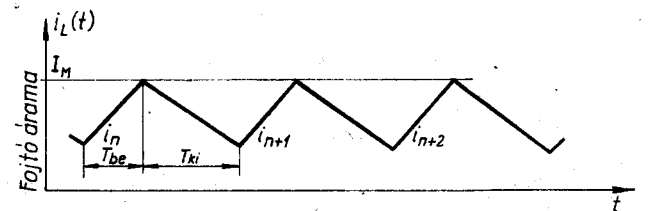
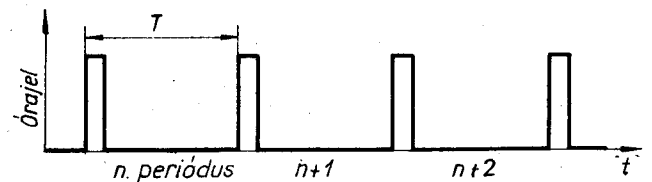
$$i_{n+1} - I_m = \Delta i_{n+1} \tag{3}$$

és

$$i_n - I_m = \Delta i_n \tag{4}$$

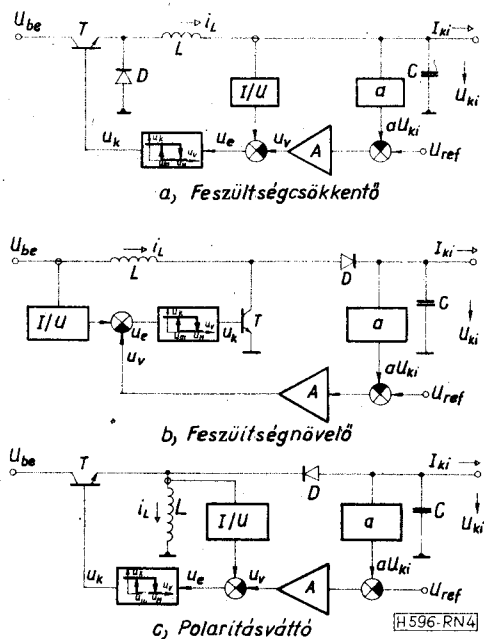
(1)-et, (3)-at és (4)-et (2)-be helyettesítve a következő eredményt kapjuk:

$$\Delta i_{n+1} = -\frac{k}{1-k} \Delta i_n \tag{5}$$



H 596-RN 3

3. ábra. Jelalakok az állandó frekvenciájú működés vizsgálatához



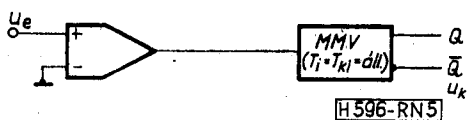
4. ábra. Áramvezérelt kapcsolóüzemű stabilizátortípusok

Ez pedig azt jelenti, hogy 50% fölötti kitöltési tényező esetén a perturbáció nem cseng le, mivel ekkor az áramminimumok megváltozását megadó mértani sor hányadosa 1-nél nagyobb abszolút értékű lesz. A rögzített működési frekvencia tehát csak 50% alatti kitöltési tényezőnél teszi lehetővé a stabil működést.

A hiszterézises védelmen alapuló áramvezérlést a három alapkapsolásra a 4. ábra mutatja be.

A működés mindhárom áramkörnél azonosan magyarázható. A fojtó áramával arányos feszültségből kivonjuk a megfelelően felerősített hibajelét, u_v -t, és az eredő feszültséget, u_e -t egy hiszterézises komparátor bemenetére vezetjük. Ha u_e elérte a komparátor felső billenési szintjét U_M -et, az áramkör állapotot vált és lezárja a kapcsoló tranzisztort. Állandó hibajel esetén visszabilenés — azaz a kapcsoló tranzisztor vezetése — akkor következik be, ha a fojtó árama az $U_M - U_m$ hiszterézisfeszültségnek megfelelő értékkel csökken. Növekvő kimenő feszültség esetén kisebb áramszintnél vált állapotot a komparátor, így jön létre a feszültségstabilizálás.

Az állandó kikapcsolási idejű vezérlések tömbvázlatai megegyeznek a 4. ábrán látottakkal, csupán a hiszterézises komparátort kell helyettesíteni szintre billenő monostabil multivibrátorral. Ez például komparátor és a szokásos élvezérelt monostabil multivibrátor kaskád kapcsolásával valósítható meg (5. ábra). A kapcsoló tranzisztort vezérlő jelet az invertált kimenetről kell levenni.



5. ábra. Állandó kikapcsolási idejű vezérlés megvalósítása

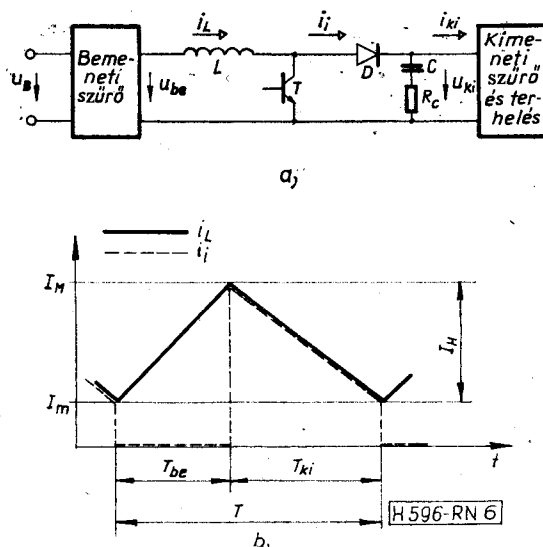
2. Analízis az injektált áramok módszerével

A kapcsolóüzemű stabilizátorok analízisére több eljárás ismeretes (l. pl. [15], [1]). A tápegységtervező mérnökök körében ezek közül leginkább az átlagolt, kisfrekvenciás modellek terjedtek el. Ezt viszonylagos egyszerűségük és szemléletességük indokolja. Mivel azonban a statikus nagyjelű és a dinamikus kisjelű karakterisztikák kifejezése egyaránt tartalmazza a kitöltési tényezőt mint független változót, az irodalomban megadott összefüggések az áramvezérlésre közvetlenül nem alkalmazhatók.

Az áramvezérlés leírására tehát olyan módszert kellett keresni, amelyik megőrzi az átlagolt, kisfrekvenciás modellek szemléletességét, de kiküszöböli a kifejezésekből a kitöltési tényezőt. Az injektált áramok módszere [16], [17] erre a célra különösen alkalmasnak tűnik. Ez az eljárás a kimeneti oldalon elhelyezett áramkörbe (szűrőkondenzátor, terhelés, esetleg járulékos szűrés) befolyó — injektált — áram és a kimenő feszültség közötti kapcsolatot vizsgálja. Lényegéből következően optimális az áramvezérlés analízisére. Segítségével a bemeneti oldali szűrőkörök hatása is egyszerűen leírható. Egyaránt alkalmas a statikus, nagyjelű és a dinamikus, kisjelű (átlagolt) karakterisztikák számítására. Természetesen nemcsak az áramvezérlés, hanem a klasszikus, kitöltésitényező-vezérlés esetében is felhasználható, erre lett kifejlesztve [17], [10].

A továbbiakban az injektált áramok módszerét az áramvezérelt, feszültségnövelő stabilizátorra alkalmazva mutatjuk be. Hasonló gondolatmenettel analízálható a másik két alapkapsolás is.

A végfokozat kapcsolási rajza és a jelalakok a 6. ábrán láthatók. A levezetés során hiszterézises szabályozó kört és folytonos áramú üzemet tételezünk fel. A visszacsatolás hatását itt nem vizsgáljuk, erre a következő pontban térünk ki. A 4b ábra áramkörét a hibajelerősítő után nyitjuk fel. Egyszerűen belátható, hogy a fojtó áramának szélső értékei (I_M és I_m) az u_o feszültséggel arányosan változnak,



6. ábra. Kapcsolás és jelalakok az injektált áramok módszerének alkalmazásához

eredményeink tehát a visszacsatolt hálózatra is alkalmazhatók lesznek.

A 6a ábrán feltüntetettük a bemeneti és kimeneti szűrőkört, valamint a kondenzátor soros veszteségi ellenállását. A kapcsoló tranzisztort és a diódát vezető állapotban U_s , illetve U_D feszültségű telepnek, zárt állapotban szakadásnak tekintjük. Az egyszerűség kedvéért a fojtó ohmos ellenállását figyelmen kívül hagyjuk. Közelítésünk csak a statikus karakterisztikát módosítja kismértékben, a dinamikus tulajdonságokat elhanyagolható módon befolyásolja. Egyébként a fojtó ellenállását is figyelembe vevő statikus karakterisztikák kifejezései [12]-ben megtalálhatók.

Állandósult állapotban a bekapcsolás alatt a következő egyenlet érvényes:

$$\frac{U_{be} - U_s}{L} T_{be} + I_m = I_M. \quad (6)$$

A tranzisztor zárása alatt pedig:

$$I_M - \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{L} T_{ki} = I_m. \quad (7)$$

A (6) és (7) egyenletről az injektált áram egy periódusra vett átlagértéke kifejezhető:

$$I_i = \frac{1}{T} \int_0^T i_i(t) dt = I_L \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (8)$$

ahol:

$$I_L = \frac{I_M + I_m}{2} \quad (9)$$

a fojtó átlagárama.

A végfokozat statikus karakterisztikáját az

$$I_i = I_{ki} \quad (10)$$

egyenletről határozhatjuk meg. Ha a terhelés áramgenerátor (I_i) és ohmos ellenállás (R_i) párhuzamos eredője, (10) a következő alakot ölti:

$$\frac{U_{ki}}{R_i} + I_i = I_L \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}. \quad (ii)$$

Ez U_{ki} -re másodfokú egyenlet, amely a szokásos módon megoldható.

A kisjelű, dinamikus karakterisztikák meghatározásához fel kell írunk az injektált áram átlagának teljes differenciáját.

$$\Delta I_i = \frac{\partial I_i}{\partial I_L} \Delta I_L + \frac{\partial I_i}{\partial U_{be}} \Delta U_{be} + \frac{\partial I_i}{\partial U_{ki}} \Delta U_{ki}. \quad (12)$$

Áttérve a differenciák kisbetűs jelölésére, ΔI_L helyett ΔI_M -re, és a (8) egyenletről kiszámítva a parciális deriváltakat:

$$i_i = A i_M + B u_{be} - C u_{ki}, \quad (13)$$

ahol:

$$A = \frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (14)$$

$$B = \frac{I_L}{U_{ki} + U_D - U_s}, \quad (15)$$

$$C = \frac{I_L (U_{be} - U_s)}{(U_{ki} + U_D - U_s)^2}. \quad (16)$$

Mivel az adott vezérlési mód esetén az injektált áram, i_i megváltozása gyakorlatilag azonnal — egy periódus alatt — követi a vezérlés, illetve a be- és kimeneti feszültségek változását, egyszerűen elvégezhető a Laplace-transzformáció:

$$\hat{i}_i(p) = A \hat{i}_M(p) + B \hat{u}_{be}(p) - C \hat{u}_{ki}(p). \quad (17)$$

Itt meg kell jegyeznünk, hogy a kitöltési tényezők keresztül vezérelt végfokozatoknál az A , B és C együtthatókat frekvenciafüggő kifejezések adják meg. A függelékben a feszültségcsökkentő analízisével példát mutatunk be erre az esetre, egyébként az irodalmat ajánljuk az érdeklődők figyelmébe [10], [17].

A (16) egyenlet hatásvázlatát a 7. ábrán tüntettük fel. A kimenő feszültség és az injektált áram kapcsolatát a szűrőkondenzátor és a terhelés eredő impedanciája adja meg.

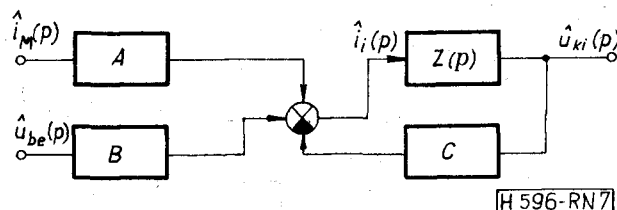
$$\hat{u}_{ki}(p) = \hat{i}_i(p) Z(p). \quad (18)$$

Ha a kimeneti pontra terhelő áramgenerátor is csatlakozik, a (18) egyenlet a következő lesz:

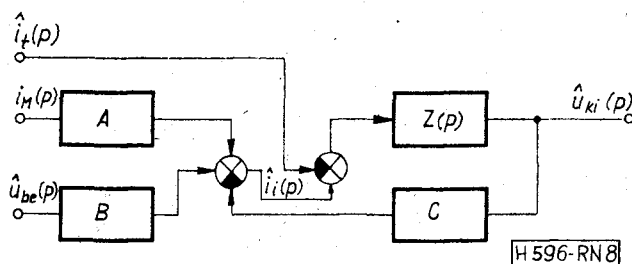
$$\hat{u}_{ki}(p) = [\hat{i}_i(p) - \hat{i}_t(p)] Z(p). \quad (19)$$

A megváltozott tömbvázlat a 8. ábrán látható.

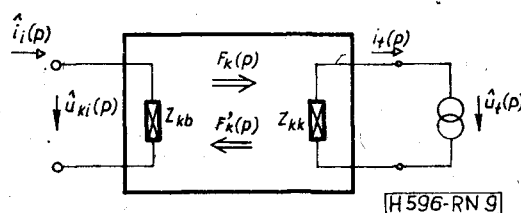
A gyakorlatban sokszor szükség van arra, hogy a terhelő ellenálláson fellépő feszültség váltakozó komponensét járulékos szűrő beiktatásával csökkentsük (9. ábra).



7. ábra. Általános tömbvázlat



8. ábra. A terhelő áram hatását figyelembe vevő tömbvázlat



9. ábra. Kimeneti szűrő

Ekkor a terhelés feszültségét az

$$\hat{u}_t(p) = F_k \hat{u}_{ki}(p) = (Z_{kb} \hat{i}_i - Z_{kk} F'_k \hat{i}_i) F_k \quad (20)$$

egyenlet adja meg, ahol F_k , F'_k a megfelelő feszültségátviteli tényezők; Z_{kb} , Z_{kk} a szűrő bemeneti és kimeneti impedanciái (belevonva a kondenzátor és a terhelés impedanciáit).

A (20) egyenletnek megfelelő tömbvázlatot a 10. ábrán mutatjuk be.

A kapcsolóüzemű stabilizátorok és környezetük elektromágneses kompatibilitása szinte minden esetben szűrő elhelyezését igényli a tápoldal és az áramkör között a befolyó áram váltakozó komponensének csökkentésére. Ez a szűrő azonban instabilitást okozhat [18, [19]. Az instabilitás és a bemeneti szűrő egyéb hatásai is jól analizálhatók az injektált áramok módszerével. Az analízishez szükséges jelöléseket a 11. ábrán tüntettük fel.

A bemeneti váltakozó feszültséget a következő kifejezés adja meg:

$$\hat{u}_{be}(p) = F_b(p) \hat{u}_B(p) - Z_b(p) \hat{i}_{bi}(p). \quad (21)$$

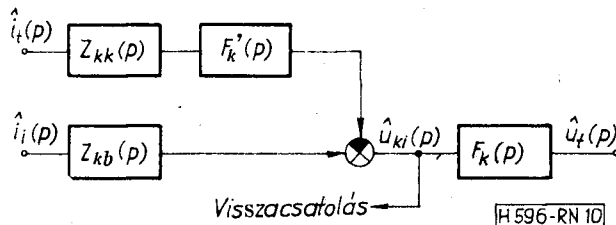
A bemeneti szűrőből kifolyó áramot (i_{bi} -t) itt is három független változó segítségével (vezérlő áram, bemenő és kimenő feszültség) írhatjuk fel. A (13) képlethez hasonló módon tehát:

$$\hat{i}_{bi} = A^* \hat{i}_M - B^* \hat{u}_{be} + C^* \hat{u}_{ki}. \quad (22)$$

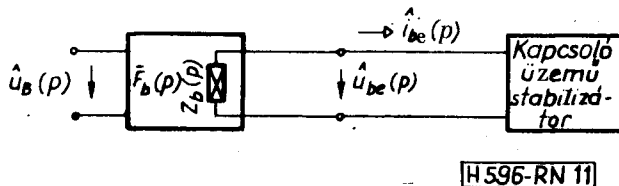
A (21) és (22) egyenletek a hatásvázlatot a 12. ábra szerint bővítik.

Az ábrán a kimeneti szűrő és a terhelő áramgenerátor hatását is feltüntettük, így ez tekinthető az áramvezérelt kapcsolóüzemű végfokozatok általános tömbvázlatának. Jól megfigyelhető, ahogyan a bemeneten elhelyezett szűrő elősegíti az áramkör instabilitását. A Z_b és a B^* blokkokon és a két különbségképzőn záruló hurok ugyanis pozitív visszacsatolású. Kevésbé szembejövő a másik pozitív visszacsatolás, amelyet a kimenő feszültséget stabilizáló negatív visszacsatolás hozhat létre a bemeneti szűrő segítségével (13. ábra). Itt a frekvenciafüggetlennek tekintett G transzfer vezetéssel jellemezhető hálózaton visszavezetett kimenő jel okozhat az A^* , Z_b , B , Z_{kb} blokkokból álló hurkon keresztülhaladva nemkívánatos instabilitást.

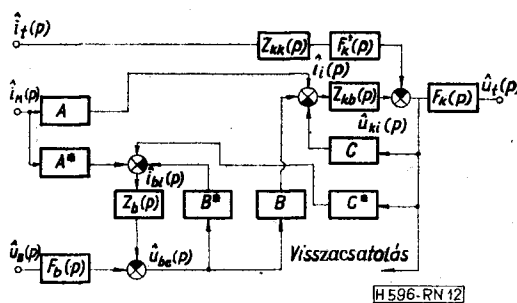
A tömbvázlat A , B , G és A^* , B^* , C^* paramétereit a három alapkapsolásra (feszültségcsökkentő, feszültségnövelő és polaritásváltó) az 1–4. táblázatok tartalmazzák. A paramétereket mindkét vezérlési módra (hiszterézises és állandó kikapcsolási idejű



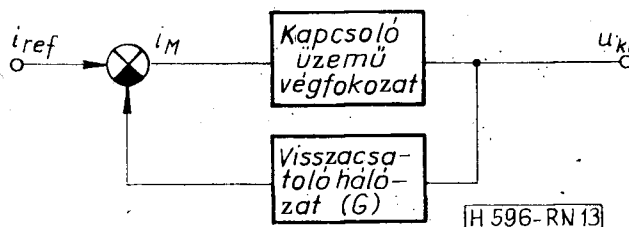
10. ábra. A kimeneti szűrő hatása



11. ábra. Bemeneti szűrő



12. ábra. Kibővített általános tömbvázlat



13. ábra. A visszacsatolt áramvezérelt stabilizátor tömbvázlata

Az általános tömbvázlat együttíthatói állandó hiszterézisű vezérlésre

1. táblázat

	A	B	C
Feszültségcsökkentő	1	0	0
Feszültségnövelő	$\frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L(U_{be} - U_s)}{(U_{ki} + U_D - U_s)^2}$
Polaritásváltó	$-\frac{U_{be} - U_s}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L(U_{ki} - U_D)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$-\frac{I_L(U_{be} - U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

Az általános tömrvázlat együtthatói állandó kikapcsolási idejű vezérlésre

	A	B	C
Feszültségcsökkentő	1	0	$\frac{T_{ki}}{2L}$
Feszültségnövelő	$\frac{U_{be} - U_s}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D - U_s - 2U_{be})$ $U_{ki} + U_D - U_s$	$\left[I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{be} - U_s) \right] (U_{be} - U_s)$ $(U_{ki} + U_D - U_s)^2$
Polaritásváltó	$-\frac{U_{be} - U_s}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\left[I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} - U_D) \right] (U_{ki} - U_D)$ $(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2$	$\left[I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{be} - U_s) \right] (U_{be} - U_s)$ $(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2$

3. táblázat

A bemeneti szűrő hatását figyelembe vevő együtthatók állandó hiszterézisű vezérlésnél

	A*	B*	C*
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L (U_{ki} + U_D)}{(U_{be} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_L}{U_{be} + U_D - U_s}$
Feszültségnövelő	1	0	0
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_L (U_D - U_{ki})}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$-\frac{I_L (U_{be} - U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

4. táblázat

A bemeneti szűrő hatását figyelembe vevő együtthatók állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél

	A*	B*	C*
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D) \right] (U_{ki} + U_D)}{(U_{be} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_M - \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D)}{U_{be} + U_D - U_s}$
Feszültségnövelő	1	$-\frac{T_{ki}}{2L}$	$-\frac{T_{ki}}{2L}$
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{\left[I_M + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki}) \right] (U_D - U_{ki})}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$	$\frac{I_M (U_{be} - U_s) + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki}) (2U_{be} - U_{ki} + U_D - 2U_s)}{(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)^2}$

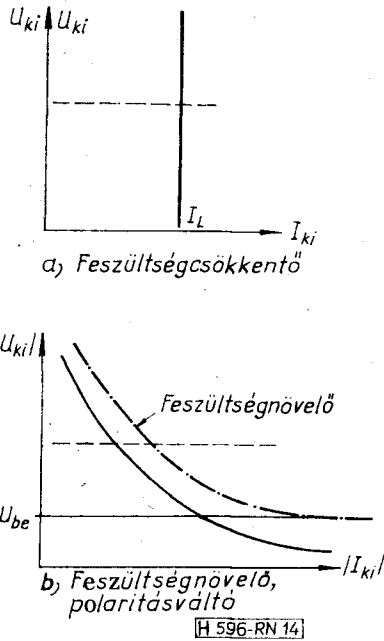
változat) megadtuk. A diagramokban szereplő egyéb mennyiségek az esetlegesen alkalmazott bemeneti és kimeneti szűrők jellemzői. Nem részleteztük a statikus karakterisztikákat, mivel ezek [11]-ben (illetve bővebben [12]-ben) megtalálhatók. Hiányzik a megszakított áramú üzemmód vizsgálata is, ez az eset ugyanis lényegében nem különbözik a kitöltési tényező vezérléstől (l. [10]).

Az általános hatásvázlat és a táblázatokban feltüntetett adatok segítségével a nyílt hurkú szabályozási paraméterek viszonylag könnyen meghatározhatók. Ugyancsak egyszerűen analizálható a vissza-

csatolás hatása. Ezzel és a gyakorlatban felmerülő egyéb problémákkal a következő pontokban foglalkozunk.

3. A visszacsatolás hatása

Az áramvezérlés jellegéből következően e végfokozatokkal visszacsatolás nélkül — a kitöltési tényezővel vezérelt változattal ellentétben — nem valószínűsíthető meg kis belső ellenállású egyenfeszültségforrás. A feszültségcsökkentő alapkapcsolás nyílt hu-



14. ábra. Az áramvezérelt kapcsolóüzemű stabilizátorok nyílt hurkú kimeneti karakterisztikája (szaggatott vonallal berajzolva a kitöltési tényező vezérlésű áramkörökre vonatkozó karakterisztikák)

rokban és kis frekvencián igen jól közelíti az ideális áramgenerátort, a feszültségnövelő és a polaritásváltó kimenő karakterisztikája pedig hiperbolával írható le (14. ábra).

A feszültségstabilizálás mechanizmusa a 15. ábra egyszerűsített modelljén kísérhető végig. A különbségképző után kapcsolt hibajelerősítőt egyenfeszültségű erősítéssel jellemezzük, az áramvezérelt kapcsolóüzemű teljesítményátalakító végfokozatot egy feszültségvezérelt, véges kimeneti ellenállású áramgenerátorral írjuk le, amelynek transzfer meredeksége

$$g'_m = \frac{i_{ki}}{u_o}$$

A kimeneti feszültség váltakozó komponensét elhanyagoltuk. A szabályozó körre egyszerűen felírható hurokegyenletből kapjuk:

$$U_{ki} = \frac{U_{ref}}{a} - \frac{I_{ki}}{aAg'_m} \quad (23)$$

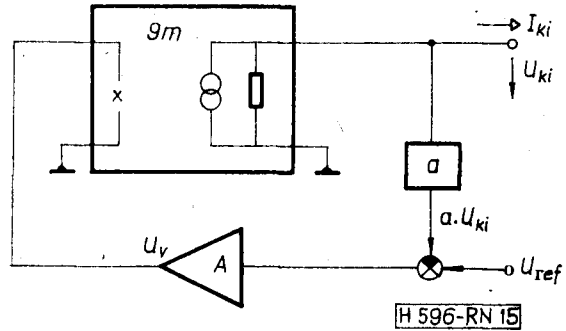
Látható, hogy a statikus kimeneti ellenállást a körben levő feszültség erősítés és a feszültséggel vezérelt áramgenerátor meredeksége szabja meg.

A hurokerősítésre felső korlátot az áramkör stabilitásvizsgálata alapján adhatunk.

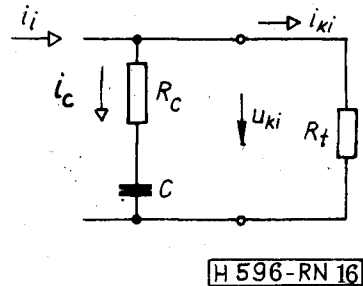
A (13), (14), (15), (16) összefüggésekből látszik, hogy a kimeneti körbe befolyó áram az átlagolt modell érvényességi tartományán belül frekvenciafüggetlenül követi a bemeneti változókat. Mivel a szokásos kimeneti kör — a szűrőkapacitátor és terhelés — a 16. ábra modelljével jól leírható, a nyílt hurkú hálózat kisjelű dinamikus átviteli függvényeinek legfeljebb egy pólusuk van. Ebből következően a hurokerősítő egyenfeszültségű erősítése tetszőlegesen nagy lehet.

A nagy egyenfeszültségű hurokerősítés következtében a statikus szabályozási paraméterek olyan nagy mértékben javíthatók, hogy az ideálistól való eltérésüket gyakorlatilag nem kell figyelembe venni. Ebben az esetben a kitöltési tényező, valamint az induktív elem áram-idő függvényének jellegzetes értékei könnyen meghatározhatók (17. ábra). A kimeneti feszültség váltakozó összetevőit itt is elhanyagoljuk.

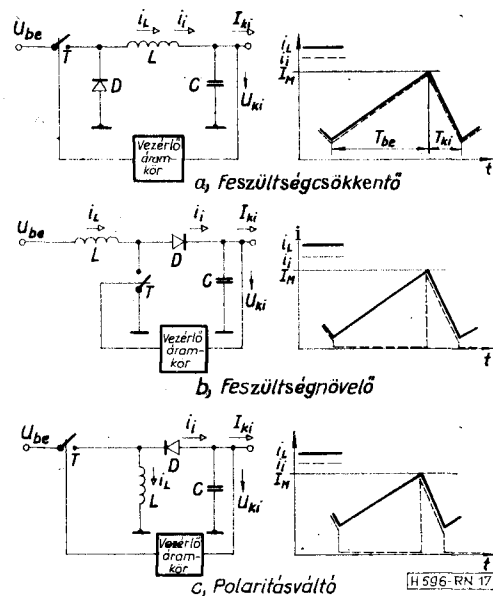
A feszültségcsökkentő kapcsolásnál az induktívitás átlagárama a terhelő egyenárrammal egyenlő.



15. ábra. A visszacsatolt áramvezérelt feszültségstabilizátorok statikus kimeneti karakterisztikájának számításához



16. ábra. A kimeneti szűrőkapacitátor és a terhelés helyettesítő képe



17. ábra. A visszacsatolt stabilizátorok statikus paramétereinek meghatározásához

Ha a kikapcsolási idő alatt az áram változási meredeksége

$$m = -\frac{\partial I_L}{\partial t},$$

akkor I_M -re és I_m -re a következő összefüggés írható fel:

$$I_m = I_M - mT_{ki}. \quad (24)$$

Ha a vezérlés nem állandó kikapcsolási idejű, hanem állandó hiszterézisű, akkor I_m az I_H hiszterézisárammal kifejezve:

$$I_m = I_M - I_H. \quad (25)$$

Az induktivitás átlagárama, illetve a terhelő egyenáram:

$$I_L = I_{ki} = \frac{I_M + I_m}{2}. \quad (26)$$

A feszültségnövelő és a polaritásváltó alapkapsolásban a terhelés felé csak a kikapcsolt állapot alatt folyik áram, ezért:

$$I_{ki} = I_L K'. \quad (27)$$

Az I_L és I_M közötti összefüggést bármely alapkapsolásra a következő összefüggés adja meg: állandó hiszterézisre:

$$I_M = I_L + \frac{I_H}{Z}, \quad (28)$$

állandó kikapcsolási időre:

$$I_M = I_L + \frac{m}{2} T_{ki}. \quad (29)$$

Az induktivitás egyenáramát (I_L -et), maximális áramát (I_M -et), és a kitöltési tényezőt (K -t) a három alapkapsolásra a körben fellépő feszültségekkel és a terhelő árammal kifejezve az 5. és 6. táblázatban gyűjtöttük össze.

A hibajelerősítő maximális váltakozó feszültségű erősítésére az átlagolt kisfrekvenciás modellből nem lehet következtetni. Az átviteli függvények alapján tetszőlegesen nagy erősítést megengedhetünk. A valóságban több tényező is korlátozza a beépíthető erősítést, ezeket a következő pontban tekintjük át.

4. A megengedhető váltakozó feszültségű hurokerősítés meghatározása

A maximális váltakozó feszültségű erősítés meghatározásához egy eddig elhanyagolt tényezőt, a kimeneten fellépő váltakozó feszültségű összetevőt kell figyelembe vennünk. A hibajelerősítőn áthaladva a felerősített kimeneti váltakozó feszültség az áramérzékelési szintet megváltoztatja, és ez állandó hiszterézisű vezérlésnél az üzemi frekvencia megváltozását, állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél alharmonikus gerjedést okozhat.

Az állandó hiszterézisű vezérlés frekvenciacsúszásának okát a 18. ábrán követhetjük végig. A vizsgált modelleket a 4. ábra mutatja.

A nagy egyenfeszültségű hurokerősítés miatt a kimeneti feszültséget és a terhelő áramot változatlanul tételhetjük fel. A 18. ábra első diagramján látható, hogy a feszültségcsökkentő elrendezésben az induktivitás árama a terhelő áram körül szimmetrikusan I_M és I_m között változik. A második

5. táblázat

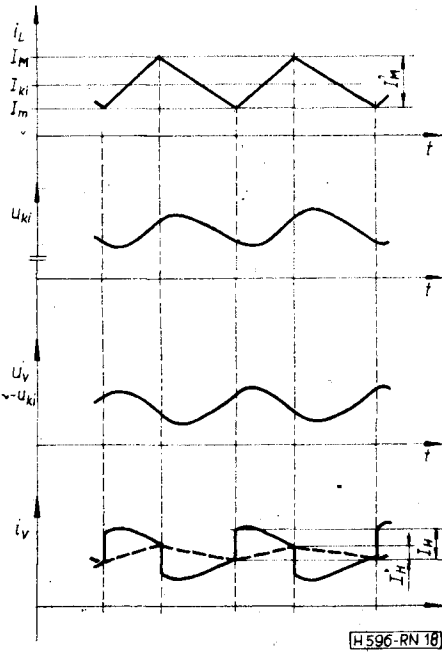
Kitöltési tényező, az induktivitás átlag- és csúcsárama állandó hiszterézisű vezérlésnél

	K	I_L	I_M
Feszültségcsökkentő	$\frac{U_{ki} + U_D}{U_{be} + U_D - U_s}$	I_{ki}	$I_{ki} + \frac{I_H}{2}$
Feszültségnövelő	$\frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{U_{ki} + U_D - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{I_H}{2}$
Polaritásváltó	$\frac{U_D - U_{ki}}{U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s}$	$-\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$-\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{I_H}{2}$

6. táblázat

Az induktivitás átlag- és csúcsárama állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél

	I_L	I_M
Feszültségcsökkentő	I_{ki}	$I_{ki} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D)$
Feszültségnövelő	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$\frac{I_{ki}(U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_{ki} + U_D - U_{be})$
Polaritásváltó	$-\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s}$	$-\frac{I_{ki}(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{U_{be} - U_s} + \frac{T_{ki}}{2L} (U_D - U_{ki})$



18. ábra. A feszültségcsökkentő, állandó hiszterézisű alapkapsolás jelformái a frekvenciacsúszás számításához

és harmadik diagramon a 16. ábrán feltüntetett R_c és C elemekkel figyelembe vett kimeneti szűrő-kondenzátor hatására kialakult kimeneti váltakozó feszültségtartalom és a különbségképző és hibajel-erősítő utáni u_p vezérlő feszültség látható. A legelső időfüggvény az induktivitás áramát figyelő áramkör bemenetére redukált áramérzékelési szintet mutatja. Ez a szint a kimeneti váltakozó feszültség miatt időben változik. A jelben levő ugrások a hiszterézist képviselik. Szaggatott vonallal berajzoltuk a megfelelő fázisú érzékelt jelet (az induktivitás áramát) is. A teljesítményátalakító kapcsoló tranzisztorát a vezérlő áramkör a két időfüggvény metszési pontjainak megfelelő időpillanatokban kapcsolja ki, illetve be.

Az egymásba rajzolt jelalakokból látható, hogy az áramkör stacionárius működése alatt fellépő,

7. táblázat

Az állandó hiszterézisű áramvezérelt feszültségstabilizátorok üzemi frekvenciája a váltakozó áramú meredekség függvényében

Feszültségcsökkentő	$f = f_0(1 + g_m R_c)$
Feszültség-növelő	$f = f_0 \frac{1 - g_m \left[\frac{R_c}{2} + \frac{LI_{ki}}{C(U_{be} - U_s)} \right]}{1 + g_m \frac{I_{ki}R_c(U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H(U_{be} - U_s)}}$
Polaritásváltó	$f = f_0 \frac{1 - g_m \left[\frac{R_c}{2} + \frac{L(-I_{ki})}{C(U_{be} - U_s)} \right]}{1 + g_m \frac{-I_{ki}R_c(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H(U_{be} - U_s)}}$

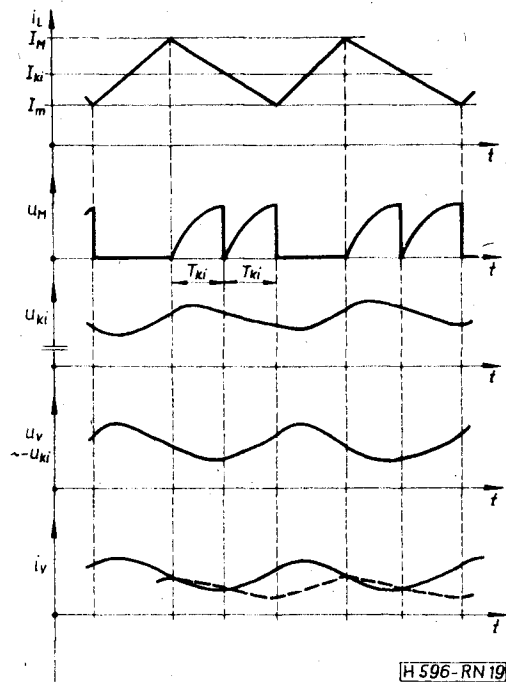
az induktivitás áramában jelentkező hatásos hiszterézis kisebb, mint amit az áramérzékelő áramkör meghatároz. A csökkenés oka a visszacsatoló hurokban levő váltakozófeszültség-tartalom. Mivel a működési frekvencia a hiszterézis áram nagyságával fordítva arányos, ezért a tényleges működési frekvencia megnő. Hasonló gondolatmenettel belátható, hogy a visszacsatolt feszültségnövelő és polaritásváltó alapkapsolások esetén szintén várhatjuk a működési frekvencia megváltozását.

A frekvenciacsúszás kifejezése a váltakozó feszültségű hurokerősítés (helyesebben váltakozó áramú meredekség) függvényében a 7. táblázatban található. A kifejezésekben: $|g_m| = \left| \frac{\partial I_L}{\partial U_{ki}} \right|$. Az összefüggések levezetését a 2. függelékben közöltük.

Érdeemes megfigyelni, hogy a meredekség növelésével a feszültségcsökkentő kapcsolásban a frekvencia növekszik (itt a növekedés független a kimeneti kapacitástól, a terhelő áramtól és a bemenő feszültségtől), a feszültségnövelő és polaritásváltó elrendezésben pedig csökken.

A működési frekvencia tervezetthez képesti megváltozása több problémát vehet fel: ilyen a megnövekedett kimeneti váltakozófeszültség-tartalom vagy a megnövekedett dinamikus veszteségek, az induktív elem feltétele, elektromágneses kompatibilitási kérdések stb. A frekvenciacsúszás kifejezésének ismeretében az áramkör a megfelelő üzemi frekvenciára méretezhető. A váltakozó feszültségű erősítést ez esetben csak a hibajel-erősítő kimenetének feltétele korlátozza. A telítés a vezérlő egyenfeszültségre szuperponált felerősített kimeneti váltakozó feszültség miatt következik be.

Az állandó kikapcsolási idejű vezérlésben a hurokerősítés növelése alharmonikus gerjedéshez vezet.



19. ábra. A feszültségcsökkentő, állandó kikapcsolási idejű alapkapsolás jelformái az alharmonikus gerjedés számításához

Az állandó kikapcsolási idejű feszültségstabilizátor alapkapsolásokban megengedhető maximális váltakozó áramú meredeksége

Feszültségcsökkentő	$ g_m < \frac{1}{\frac{T_{ki}}{2C} - R_c}$
Feszültségnövelő	$ g_m < \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{LI_{ki}}{U_{be} - U_s} \left[\frac{R_c(U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki}(U_{ki} + U_D - U_{be})} + \frac{1}{C} \right]}$
Polaritásváltó	$ g_m < \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{L(-I_{ki})}{U_{be} - U_s} \left[\frac{R_c(U_{be} - U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki}(-U_{ki} + U_D)} + \frac{1}{C} \right]}$

A jelenséget szintén a feszültségcsökkentő kapcsolásra szemléltetjük. A gerjedést bemutató jelalakok a 19. ábrán láthatók.

Az ábrán feltételeztük, hogy az áramkör már stationáriusan az alharmonikus gerjedés állapotában van. Ilyenkor a teljes kikapcsolási idő a stabil működésbelinek kétszerese, és ennek megfelelően az ez idő alatt bekövetkezett áramváltozás is megduplázódik. A számoláshoz feltételezzük, hogy áramkörünk a megnövekedett kikapcsolási idő ellenére sem megy át megszakított áramú üzemmódba.

Az ábra második sorában az egymás után kétszer elinduló monostabil multivibrátor időzítő jelalakjai láthatók. A harmadik és negyedik sor kimeneti és vezérlő feszültség jelalakjai hasonlóak a gerjedésmentes állapot jelalakjaihoz. A gerjedés fizikai okát a pillanatnyi áramkomparálási szint és az induktívitás szaggatott vonallal belerajzolt áram-idő függvénye mutatja. A kikapcsolási idő elején a komparálási szint egy ideig még tovább csökken, a kimenő feszültség növekedésének megfelelően. Ha a monostabil multivibrátor időzítési idejének végén a komparálási szint még kisebb, mint az induktív elem árama, akkor a monostabil multivibrátor újra kikapcsol, és a kapcsolótranszisztor továbbra is zárva marad. A gerjedés határhelyzetében a két áram azonos, a kritikus hurokerősítés, illetve meredekség ebből a feltételből határozható meg.

Hasonló módon szemléltethető, illetve számolható a többi alapkapsolás stabilitási feltétele is.

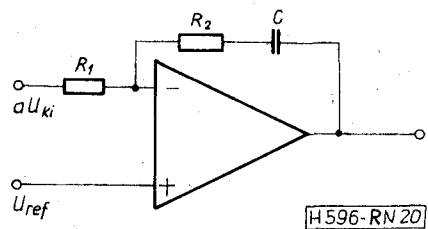
A gerjedés határhelyzetéhez tartozó váltakozó áramú meredekség értéke a 8. táblázatban található, a levezetést a 3. függelékben adtuk meg.

Észrevehetjük, hogy a feszültségcsökkentő alapkapsolásban ez a kifejezés is független a terhelő áramtól, illetve a feszültségektől. A nevezőben két pozitív szám különbsége áll, ha ez zérus vagy negatív, akkor az előbb vázolt mechanizmusú gerjedés tetszőleges nagy váltakozó feszültségű erősítésnél sem lép fel, az erősítést csak a hibajelerősítő kimenetén megjelenő váltakozófeszültség-tartalom miatt bekövetkező telítés korlátozza. A feszültségnövelő és polaritásváltó alapkapsolásokra levezetett kifejezésben szerepel a terhelő áram, az induktivitás és a bemenő feszültség is. Itt a nevező mindig pozitív.

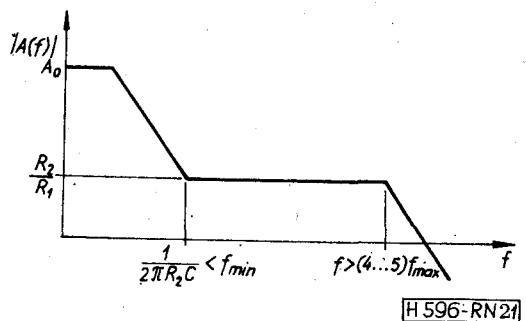
5. Gyakorlati problémák

5.1. A hibajelerősítő kialakítása

A hibajelerősítő feladata az előző pontban meghatározott egyenfeszültségű és váltakozó feszültségű erősítés biztosítása. Az egyenfeszültségű erősítésnek célszerűen minél nagyobbak kell lennie, érdemes tehát nagy egyenfeszültség-erősítésű műveleti erősítőt alkalmazni. A gerjedésmentesség feltételéből meghatározott váltakozó feszültségű erősítést megfelelő visszacsatoló áramkörrel valósíthatjuk meg. Az állandó váltakozó feszültségű erősítéshez tartozó frekvenciatartományt a következő feltételekből határozhatjuk meg. A frekvenciacsúszás és az alharmonikus gerjedés számításakor feltételeztük, hogy a kimeneti váltakozó feszültséget a hibajelerősítő alakítson, elhanyagolható fázishibával erősíti. Az alsó frekvenciahatárt így célszerűen a legkisebb működési frekvenciánál kisebbre, a felső frekvenciahatárt pedig a legnagyobb működési frekvencia 4–5-szörösénél nagyobbra választhatjuk.



20. ábra. Javasolt hibajelerősítő kapcsolás



21. ábra. A javasolt amplitúdó-frekvenciamenet Bode-diagramja

Az ajánlott kapcsolási elrendezés a 20. ábrán, a hozzá tartozó amplitúdó-frekvenciamenet a 21. ábrán található. Szükség esetén kisebb nagyfrekvenciás sávészellel hibajelerősítő is alkalmazható, de ez esetben az itt megadott frekvenciacsúszási és stabilitási feltételek nem érvényesek, és a dinamikus tulajdonságok is romlanak.

5.2. Az áramérzékelés kialakítása

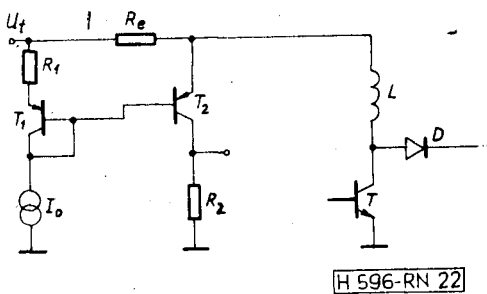
Az áramérzékelő áramkör feladata, hogy meghatározott áramszintnél (szinteknél) a kapcsoló tranzisztort be-, illetve kikapcsolja. Mivel az induktivitás áramát kell érzékelnünk, helyezünk el vele sorban egy kis értékű figyelő ellenállást. Célszerű elkerülni az ellenálláson a változó közös módusú feszültség fellépését, ezért az ellenállást a tápfeszültség, illetve a közös vezeték és az induktivitás közé kössük. Ez azonban csak a feszültségnövelő és a polaritásváltó kapcsolásban tehető meg. A feszültségcsökkentőnél abban az esetben, ha a vezérlést túláramvédelemre is felhasználjuk, külön tápfeszültség szükséges a fojtó és a kimeneti szűrőkondenzátor közt elhelyezett érzékelő áramkörhöz.

A diszkrét elemes felépítésben a leggyakrabban egy tranzisztor bázis-emitter diódája a komparáló eszköz. Ennek hőmérsékletfüggése és maga az érzékelési szint is viszonylag nagy. Ez a probléma megkerülhető a 22. ábrán feltüntetett kapcsolással. A T_1 és T_2 tranzisztorok bázis-emitter nyitófeszültségének hőmérsékletfüggése közelítően kompenzálja egymást.

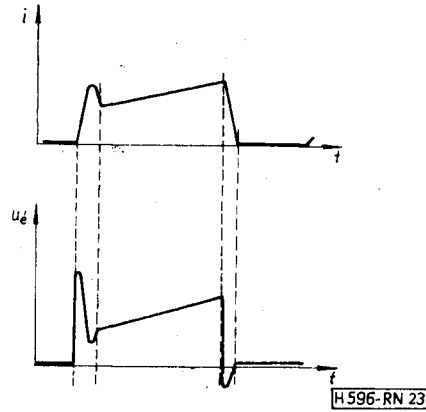
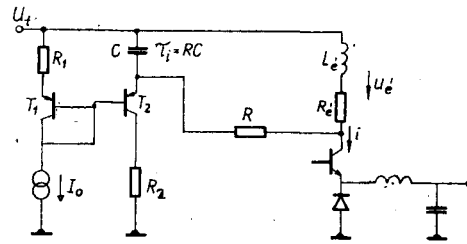
T_2 kollektoráról vezethetjük el a jelet, amely nullából pozitívba megy, ha a feszültségesés az R_e ellenálláson kisebb lesz, mint az R_1 ellenálláson. Az érzékelési áramszint R_e , R_1 és I_0 ismeretében könnyen meghatározható. A hőmérsékleti hatások csökkentése érdekében célszerű T_1 és T_2 helyett egy integrált tranzisztorpárt használni, illetve a billenéshez tartozó érzékelési feszültség szintet az előforduló ofszet-feszültségnél sokkal nagyobbra választani.

Az áramkomparátor és az általa vezérelt kapcsoló tranzisztor egy visszacsatolt kört képez. E hurok stabilitásának elkerülésére az áramérzékelő kör késlettetését, illetve fázistolását kell csökkenteni. A mindig jelenlevő eszköz- és szórt kapacitások miatt ez R_3 csökkentését jelenti.

Az állandó kikapcsolási idejű változatban az érzékelő ellenállás a kapcsolóval sorban is elhelyezhető. Ez különösen előnyös a feszültségcsökkentő kapcsolásban, valamint a transzformátoros áramkörökben. Itt azonban számolni kell a bekapcsolás pillanatá-



22. ábra. Az áramérzékelő kapcsolás



23. ábra. Az érzékelő ellenállás induktivitásának hatása

ban fellépő, a diódában tárolt töltés kiürítéséből származó áramcsúcs hibás működést okozó hatásával. A hatás fokozottan jelentkezik, ha az érzékelő ellenállás induktív komponense is számottevő (l. 23. ábra). Megoldás pl., ha megfelelő időállandójú integráló RC kört helyezünk az érzékelő tranzisztor és a figyelő ellenállás közé. Mivel a rövidzárási áram értéke az időállandóval rohamosan változik [12], a legkisebb még hatásos időállandót építsük be.

6. Következtetések

Az előzőekben megismerkedtünk az áramvezérléssel, amelynek lényege az, hogy a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor kimeneti feszültségének szabályozása az induktív elem áramának érzékelésével és — a kapcsoló tranzisztor ki-be kapcsolásán keresztül — közvetlen vezérléssel történik. A módszer a statikus és a dinamikus szabályozási paraméterek javítását egyaránt lehetővé teszi. A szokásos kitélési tényező vezérléshez viszonyítva az áramvezérlés eggyel csökkenti az átviteli függvények fokszámát, ami megnövekedett fázistartalékokat és ennek megfelelően nagyobb hurokstabilitást, valamint kisebb tranziens időt eredményez. Megfelelően megválasztott vezérlési szint esetén a stabilizátor járulékos áramkörök nélkül, automatikusan túláramvédeletté válik.

Az áramvezérlés matematikai leírása az injektált áramok módszerével igen egyszerűen elvégezhető. A bemeneti és kimeneti szűrőknek az átvitelre gyakorolt hatása is jól analizálható a fenti eljárással. Az egyenletek szemléltetésére, a körben kialakuló belső hurokok felfedezésére a hatásvázlat-diagramot célszerű alkalmazni.

A visszacsatolt stabilizátor egyenáramú hurok-erősítése tetszőlegesen nagy lehet. A váltakozó fe-

szültségű hurokerősítés növelése a hiszterézises változatban frekvenciacsúszást, az állandó kikapcsolási idejű változatban alharmonikus gerjedést okoz. A cikkben közölt összefüggésekkel mindkét esetben meghatározható a hurokerősítés megengedett maximuma.

Az állandó hiszterézisű vezérlésnél a gyakorlatban a hurokerősítést instabilitás nem korlátozza. Hasonlóan nagy váltakozó áramú hurokerősítés engedhető meg az állandó kikapcsolási idejű vezérlésnél a feszültségcsökkentő alkapcsolásra, a cikkben megadott feltételek esetén.

IRODALOM

[1] Dr. Redl R.—Novák I.: Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával. Híradástechnika, 1978. 2. 53—60. old.

[2] Bölcskei A.: Diplomaterv. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék, 1976.

[3] F. R. Judd—Chi-Tsong Chen: Analysis and Optimal Design of Self-Oscillating DC-to-DC Converters. IEEE Tr. CT 1971. nov. 651—658. old.

[4] Y. Yu és mások: The Application of Standardized Control and Interface Circuits to Three DC-to-DC Power Converters. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. 237—248. old.

[5] A. Capel—J. G. Ferrante—R. Prajoux: Stability Analysis of a P.W.M. Controlled DC/DC Regulator with DC and AC Feedback Loops. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1974. 246—254. old.

[6] A. Capel—J. G. Ferrante—R. Prajoux: State Variable Stability Analysis of Multi-Loop PWM Controlled DC/DC Regulators in Light and Heavy Mode. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1975. 91—103. old.

[7] F. C. Lee—Y. Yu: Modeling of Switching Regulator Power Stages With and Without Zero-Inductor-Current Dwell Time. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. 62—72. old.

[8] W. W. Burns és mások: Synthesis and Implementation of a State-Trajectory Control Law for DC-to-DC Converters. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 281—296. old.

[9] A. Weinberg—D. M. O'Sullivan: LC³: Application to Voltage Regulation. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 165—174. old.

[10] A. J. Fossard—M. Clique: Modelling and Design of DC-DC Converters Using Modern Control Theory. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 297—312. old.

[11] Dr. Redl R.: Kapszolóüzemű feszültségstabilizátorok túlterhelés elleni védelme. Híradástechnika. 1976. május, 135—139. old.

[12] R. Redl: Comparative Analysis of Overload Protection Methods for Switching Mode Voltage Regulators. Proc. of the Third ESTEC Spacecraft Power Conditioning Seminar, 1977. 155—164. old.

[13] Redl R.: Tranzisztoros kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alaptípusok vizsgálata. Híradástechnika, 1973. június, 173—177. old.

[14] A. Capel: New Control Technique in DC/DC Regulators for Space Applications. IEEE Tr. AES. 1970. No. 4. 472—480. old.

[15] H. A. Owen—A. Capel—J. G. Ferrante: Simulation and Analysis Methods for Sampled Power Electronic Systems. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. 45—55. old.

[16] R. Prajoux—J. C. Marpinard—J. Jalade: Établissement des modeles mathematiques pour regulateurs de puissance a modulation de largeur d'impulsion (pwm). 2. Modeles continus. ESA Scientific and Technical Review. 1976. No. 2. 115—129. old.

[17] M. Clique—A. J. Fossard: A General Model for Switching Converters. IEEE Tr. AES. 1977. július, 397—400. old.

[18] N. O. Sokai: System Oscillations Caused by Negative Input Resistance at the Power Input Port of a Switching Mode Regulator, Amplifier, DC/DC Converter, or DC/AC Inverter. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. 138—140. old.

[19] R. D. Middlebrook: Input Filter Considerations in Design and Application of Switching Regulators. Proc. of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting, 1976.

1. Függelék

Kitöltési tényező vezérlésű feszültségcsökkentő stabilizátor analízise az injektált áramok módszerével

A végfokozat induktivitásának áramára a következő egyenletek írhatók fel (elhanyagolva a veszteségeket):

$$I_M = I_m + \frac{U_{be} - U_{ki}}{L} T_{be} \quad (F1)$$

ahol I_m és I_M a bekapcsolt állapotbeli áram szélső értékei, valamint

$$I'_m = I_M - \frac{U_{ki}}{L} T_{ki} = I_m + \frac{U_{be}}{L} T_{be} - \frac{U_{ki}}{L} T \quad (F2)$$

ahol I_m a fojtó árama a kikapcsolás pillanatában.

Az (F1) és (F2) kifejezések segítségével az egy periódusra átlagolt injektált áram:

$$\begin{aligned} I_i &= \frac{I_m + I_M}{2} \frac{T_{be}}{T} + \frac{I_M + I'_m}{2} \frac{T_{ki}}{T} = \\ &= I_m + \frac{U_{be}}{2L} \frac{T_{be}(T + T_{ki})}{T} - \frac{U_{ki}}{2L} T. \end{aligned} \quad (F3)$$

Állandó működési frekvencia esetén az injektált áram megváltozását megadó teljes differencia:

$$i_i = \frac{\partial I_i}{\partial I_m} i_m + \frac{\partial I_i}{\partial T_{be}} \hat{u}_{be} + \frac{\partial I_i}{\partial U_{ki}} \hat{u}_{ki} + \frac{\partial I_i}{\partial T} \hat{t}_{be} \quad (F4)$$

(ekkor ugyanis $\hat{t}_{ki} = -\hat{t}_{be}$).

Az áramminimum deriváltját az egy periódusra vett differenciahányaddal közelíthetjük:

$$\frac{dI_m}{dt} \cong \frac{\Delta I_m}{T} = \frac{I'_m - I_m}{T} = \frac{U_{be}}{L} \frac{T_{be}}{T} - \frac{U_{ki}}{L} \quad (F5)$$

Az áramminimum Laplace-transzformáltja (F5) alapján:

$$I_m(p) = \frac{U_{be} T_{be}}{pLT} - \frac{U_{ki}}{pL} \quad (F6)$$

Az áramminimum megváltozásának Laplace-transzformáltja pedig:

$$i_m(p) = \frac{U_{be}}{pLT} \hat{t}_{be} - \frac{T_{be}}{pLT} \hat{u}_{be} - \frac{\hat{u}_{ki}}{pL} \quad (F7)$$

Helyettesítsük be (F4)-be (F7)-et, az eredmény:

$$\hat{i}_i(p) = A(p)\hat{k}(p) + B(p)\hat{u}_{be}(p) - C(p)\hat{u}_{ki}(p), \quad (F8)$$

ahol:

$$A(p) = \frac{U_{be}}{pL} + \frac{U_{be} K' T}{L}, \quad (F9)$$

$$B(p) = \frac{K}{pL} + \frac{T}{2L} (1 - K^2), \quad (\text{F10})$$

$$C(p) = \frac{1}{pL} + \frac{T}{2L}, \quad (\text{F11})$$

továbbá $\hat{k} = \hat{i}_{be}/T$; $K = T_{be}/T$; $K' = T_{ki}/T$.

A végfokozat analízise az (F8)–(F11) egyenletekkel a 7. ábra tömbvázlata alapján elvégezhető. Hasonló módon alkalmazható az injektált áramok módszere a többi kapcsolásra is.

2. Függelék

Az áramvezérelt, állandó hiszterézisű stabilizátorok frekvenciacsúszásának meghatározása

A levezetést a feszültségnövelő alapkapsolásra mutatjuk be. Az induktív elem árama a kikapcsolás alatt (a veszteségek elhanyagolásával):

$$i_L = I_M - I'_H \frac{t}{T_{ki}}, \quad 0 \leq t \leq T_{ki}, \quad (\text{F12})$$

ahol I'_H a stacionárius működés alatt kialakult hatásos hiszterézis.

A kimeneti szűrőkondenzátorba folyó áram a kimeneti csomópontra felírható egyenletből:

$$i_c = i_L - I_{ki}, \quad 0 < t \leq T_{ki}. \quad (\text{F13})$$

A bekapcsolási idő alatt a zárt diódán keresztül az induktivitásból áram nem folyik a kondenzátorba, ezért:

$$i_c = -I_{ki}, \quad T_{ki} < t < T. \quad (\text{F14})$$

A kimeneti kondenzátort a 16. ábra helyettesítő képével figyelembe véve, a kikapcsolási idő alatt a kimeneti váltakozó feszültségű összetevő kifejezése (itt 0 szintnek a kapcsolóeszköz kikapcsolása előtti időpillanathoz tartozó kimenő feszültség értékét tekintettük):

$$\hat{u}_{ki}(t) = I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} t + \frac{m}{2C} t^2, \quad (\text{F15})$$

$$0 \leq t < T_{ki},$$

ahol m az induktív áramának változási sebessége a kikapcsolt állapot alatt:

$$m = \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{L}. \quad (\text{F16})$$

A kitöltési tényező:

$$K = \frac{U_{ki} + U_D - U_{be}}{U_{ki} + U_D - U_s}. \quad (\text{F17})$$

A hatásos hiszterézis kifejezhető az áramváltozási sebességgel és a kikapcsolási idővel:

$$I'_H = |m| T_{ki}. \quad (\text{F18})$$

A kikapcsolás kezdetekor az induktív I_M áramát a kifolyó terhelő áramból és a hatásos hiszterézisből számolhatjuk:

$$I_M = \frac{I_{ki}}{K'} + \frac{I'_H}{2}. \quad (\text{F19})$$

(F15)-be behelyettesítve (F16), (F18), (F19)-et és $t = T_{ki}$ figyelembevételével:

$$\hat{u}_{ki} = \frac{I_{ki}}{K'} R_c + \frac{I'_H}{2} R_c + \frac{I'_H L}{U_{ki} + U_D - U_{be}} \frac{I_{ki} K}{CK'}. \quad (\text{F20})$$

Az áramérzékelő bemenetére redukált áramérzékelési szint megváltozása \hat{u}_{ki} következtében:

$$\Delta i_v = -\Delta u_{ki} |g_m|, \quad (\text{F21})$$

ahol

$$|g_m| = \left| \frac{\partial I_L}{\partial U_{ki}} \right|. \quad (\text{F22})$$

A kikapcsolás pillanatában a hiszterézis az áramérzékelési szintet csökkenti, így a megváltozott, hatásos hiszterézisre a következő összefüggést írhatjuk fel:

$$-I'_H = -I_H + \Delta i_v = -I_H - \Delta u_{ki} |g_m|. \quad (\text{F23})$$

Ebből a működési frekvenciát meghatározó hatásos hiszterézis kifejezése:

$$I'_H = I_H + \Delta u_{ki} |g_m|. \quad (\text{F24})$$

(F24)-et átrendezve I'_H -re:

$$I'_H = I_H \frac{1 + |g_m| \frac{I_{ki} R_c}{I_H K'}}{1 - |g_m| \left[\frac{R_c}{2} + \frac{I_{ki} L K}{(U_{ki} + U_D - U_{be}) CK'} \right]}. \quad (\text{F25})$$

A hatásos hiszterézis függvényében az üzemi frekvencia:

$$f = \frac{(U_{be} - U_s)(U_{ki} - U_{be} + U_0)}{(U_{ki} + U_D - U_s) I'_H L}. \quad (\text{F26})$$

(F26)-ba (F25)-öt és (F17)-et behelyettesítve:

$$f = f_0 \frac{1 - |g_m| \left[\frac{R_c}{2} + \frac{I_{ki} L}{(U_{be} - U_s) C} \right]}{1 + |g_m| \frac{I_{ki} R_c (U_{ki} + U_D - U_s)}{I_H (U_{be} - U_s)}}, \quad (\text{F27})$$

ahol

$$f_0 = \frac{(U_{be} - U_s)(U_{ki} - U_{be} + U_D)}{(U_{ki} + U_D - U_s) I_H L}. \quad (\text{F28})$$

Hasonló módon származtatható a frekvenciacsúszás kifejezése a feszültségszökkenő és polaritásváltó alapkapsolásokra.

3. Függelék

Az állandó kikapcsolási idejű áramvezérelt kapcsolóüzemű feszültségstabilizátor alharmonikus gerjedésének vizsgálata

A levezetést itt is a feszültségnövelő kapcsolásra adjuk meg. Feltételezzük, hogy a stabilizátor stacionáriusan az alharmonikus gerjedés állapotában van, és az induktív elem árama nem csökken zérusig.

A 2. függelékben meghatároztuk a kimeneti váltakozó feszültség időfüggvényét a kikapcsolási idő tartamára (F15). Az áramérzékelő bemenetére redukált

áramérzékelési szint időbeli megváltozása (F15) és (F16) alapján:

$$\Delta i(t_v) = -|g_m| \left(I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} t - \frac{m}{2C} t^2 \right). \quad (F29)$$

A tényleges áramérzékelési szint:

$$i_v(t) = I_M + \Delta i_v(t). \quad (F30)$$

A működési frekvencia a stabil működéshez tartozónak a fele, így I_M kifejezése a következőképpen módosul:

$$I_M = \frac{I_{ki}}{K'} + mT_{ki}. \quad (F31)$$

Az alharmonikus gerjedési állapot akkor marad fenn, ha az első kikapcsolási idő végén az induktivitás árama nem csökkent az (F30) által meghatározott érték alá. Ilyenkor ugyanis az áramérzékelő újból kikapcsolja a végtranzisztort.

Az induktivitás áramának kifejezése:

$$i_L(t) = I_M - mt, \quad 0 \leq t \leq T_{ki}. \quad (F32)$$

Az alharmonikus gerjedés határhelyzete tehát:

$$i_L(T_{ki}) = i_v(T_{ki}). \quad (F33)$$

(F33)-ba behelyettesítve (F32)-t és (F30)-at, valamint kifejezve $|g_m|$ -et, a következő kifejezést kapjuk:

$$|g_m| = \frac{mT_{ki}}{I_M R_c + \frac{I_M - I_{ki}}{C} T_{ki} - \frac{m}{2C} T_{ki}^2}. \quad (F34)$$

(F31)-et és (F17)-et behelyettesítve:

$$|g_m| = \frac{1}{R_c + \frac{T_{ki}}{2C} + \frac{I_{ki} L}{(U_{be} - U_s)} \left[\frac{R_c (U_{ki} + U_D - U_s)}{T_{ki} (U_{ki} + U_D - U_{be})} + \frac{1}{C} \right]}. \quad (F35).$$

Hasonló módon számolható a más alharmonikus frekvenciához tartozó maximális meredekség, illetve a másik két alapkapcsolásra vonatkozó kifejezés is.