DR. REDL RICHÁRD—NOVÁK ISTVÁN
BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék

Kapcsolóüzemű stabilizátorok analízise állapotegyenleteik átlagolásával

ETO 621.316.722.1:681.5.037

Az utóbbi időben sokféle módszer alakult ki a kapcsolóüzemű feszültségstabilizátorok vizsgálatára. A vizsgálat elsődleges célja rendszerint a statikus és dinamikus szabályozási paraméterek, valamint a visszacsatolt hurok stabilitási kritériumainak meghatározása.

Mivel mind a stabilizátor vezérlő egysége (az impulzus kitöltési tényező modulátor), mind a végfokozat erősen nemlineárisak, az analitikai eljárások általában igen bonyolultak és az eredmények csak nehezen értékelhetők. Kivételt képez az átlagolással nyert alacsony frekvenciás modellen alapuló módszer [1], amely szemléletessége mellett a gyakorlatban is jól alkalmazható.

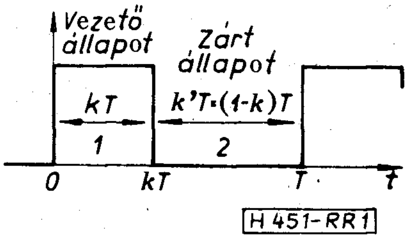
A diszkrét idejű állapotváltozós leírások és az átlagolt alacsony frekvenciás modell közti kapcsolatot teremti meg a [2] irodalom. Ez az [1]-ben ismertetett ekvivalens áramköri átalakítások helyett az állapotegyenletek közvetlen átlagolásával jut el a hálózatot leíró függvényekhez és az általános áramköri modellhez. Az állapotegyenletek átlagolása minden olyan esetben alkalmazható, ahol a periodikusan váltakozó struktúrájú hálózat állapotvektora szakaszonként lineárisnak és viszonylag kis ingadozásúnak tekinthető. Ily módon lehetővé válik a parazita hatások (veszteségi ellenállások, könyökfeszültségek) egyszerű figyelembevétele, és a jellemző paraméterek frekvenciafüggése is meglehetősen kis hibával meghatározható a működési frekvenciatartomány feléig.

A továbbiakban a módszer ismertetésével és a három stabilizátor alaptípus (feszültségcsökkentő, feszültségnövelő, polaritásváltó) ezen eljáráson alapuló analízisével foglalkozunk. A végfokozatok egyes elemeit két paraméteres helyettesítőképpel közelítve lényegesen pontosabb hálózatfüggvényeket kapunk az irodalomban [3, 4] eddig rendelkezésre állóaknái.

A levezetett összefüggések a cikkben bemutatott kisjelű lineáris modellek segítségével a visszacsatolt stabilizátorok szabályozási tulajdonságainak számítására is alkalmasak. A zárt hurok stabilitási viszonyainak analizálására az átlagolt modell azonban csak közelítésként megfelelő.

1. Az állapotegyenletek átlagolása

Az induktív alkatrész fluxus-idő függvénye alapján a kapcsolóüzemű átalakító állandósult működésének két esetét lehet megkülönböztetni. Az egyik esetben a fluxus zérusnál mindig nagyobb, a másikban a periódusidő egy részében a fluxus zérusra csökken [4]. Az első üzemmódban a kapcsolóeszközök kihasználtsága (azaz a csúcs és átlagáram viszonya) lényegesen



1. ábra. A kapcsoló állása egy periódus alatt

jobb, mint a másodikban, ezért ez elterjedtebbnek is tekinthető. Bár speciális megfontolások (pl. a hurok stabilitási viszonyai [5]) indokolhatják az utóbbi módus alkalmazását is, mi a vizsgálatainkban az elsőre szorítkozunk.

Legyen T a periódusidő és vezessen a végfokozat kapcsolója kT ideig (1. ábra), legyen zárva $k'T=(1-k)\,T$ ideig. A végfokozat állapotvektorára az 1. intervallumban az

$$\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_1\mathbf{x}+\mathbf{B}_1 u \tag{1}$$

lineáris vektor-differenciálegyenlet érvényes. Ugyanígy a 2. intervallumban:

$$\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}_2\mathbf{x}+\mathbf{B}_2\mathrm{u} \tag{2}$$

A fenti egyenletekben A_1, A_2 a hálózat leíró mátrixai, $\mathbf{B}_1$, $\mathbf{B}_2$ a külső gerjesztések hatását jellemző mátrixok, x az állapotvektor, u a külső gerjesztések vektora. A két energiatárolót (L és C) tartalmazó kapcsolóüzemű átalakítók esetében az állapotvektort az induktivitás árama és a kapacitás feszültsége alkotja. A külső gerjesztések u vektora a bemenő feszültségből, a kapcsolóeszközök könyökfeszültségeiből és a terhelés feszültségfüggetlen áramából áll. A v kimenő paraméter (feszültségstabilizátoroknál a kimeneti feszültség) az állapotvektor és a gerjesztő vektor lineáris kombinációjával adható meg.

Az 1. intervallumban

$$v_1=\mathbf{C}_1^T\mathbf{x}+\mathbf{D}_2^T\mathbf{u}; \tag{3}$$

a 2. intervallumban

$$v_2=\mathbf{C}_2^T\mathbf{x}+\mathbf{B}_1^T\mathrm{u} \tag{4}$$

ahol $\mathbf{C}_1$, $\mathbf{C}_2$, $\mathbf{D}_1$, $\mathbf{D}_2$ az állapotváltozók, illetve a gerjesztések és a kimenő jel közti kapcsolatot leíró vektorok. Ha az állapotvektor valamelyik komponense (pl. a kimeneti szűrőkondenzátor feszültsége) azonos v-vel, akkor természetesen nincs szükség a (3) és (4) egyenletekre. A kondenzátorok soros veszteségi ellenállása miatt azonban fizikailag pontos modelleknél az eltérést figyelembe kell venni.

A szakaszonként érvényes (1)—(4) állapotegyenletek helyett a vizsgált rendszer — bizonyos feltételek

Beérkezett: 1977. IX. 7.

teljesülése esetén — a következő (átlagolással nyert) állapotegyenlet-rendszerrel is jellemezhető:

$$\dot{\mathbf{x}}=\mathbf{A}\mathbf{x}+\mathbf{B}\mathbf{u} \tag{5}$$

és

$$v=\mathbf{C}^T\mathbf{x}+\mathbf{D}^T\mathbf{u} \tag{6}$$

ahol

$$\begin{aligned}\mathbf{A}&=k\mathbf{A}_1+k'\mathbf{A}_2\\ \mathbf{B}&=k\mathbf{B}_1+k'\mathbf{B}_2\\ \mathbf{C}&=k\mathbf{C}_1+k'\mathbf{C}_2\\ \mathbf{D}&=k\mathbf{D}_1+k'\mathbf{D}_2\end{aligned} \tag{7}$$

Az átlagolt egyenletek akkor írják jól le a rendszert, ha a homogén differenciálegyenletek $e^{\mathbf{A}_i t}$ átmeneti mátrixai [6] soruk első két tagjával közelíthetők a $(0; kT)$, illetve a $(kT; T)$ intervallumokban, azaz

$$e^{k\mathbf{A}_1 t}\cong\mathbf{I}+k\mathbf{A}_1 t$$

és

$$e^{k'\mathbf{A}_2 t}\cong\mathbf{I}+k'\mathbf{A}_2 t \tag{8}$$

ahol $\mathbf{I}$ az egységmátrix.

Ez mindig teljesül, ha a stabilizátor gyakorlati szempontból megfelelően működik (kis veszteségekkel és az állapotváltozók kis ingadozásaival). A részletes bizonyítást [2] tartalmazza.

2. A szabályozási jellemzők meghatározása

Az (5) és (6) egyenletek már nem egy kapcsolt, hanem egy folytonos rendszer állapotegyenletei. Segítségükkel azonban a kapcsolt rendszer tulajdonságai is számíthatók abban a frekvenciatartományban, ahol az átlagolásnak fizikailag még van értelme. Az elvi határ a mintavételi tételeknek megfelelően a működési frekvencia fele.

A számításokhoz tételezzük fel, hogy a külső gerjesztés $\mathbf{u}$ vektora és a k kitöltési tényező állandó és időben változó (váltó) komponensekre bonthatók. Azaz

$$\mathbf{u}=\mathbf{U}+\hat{\mathbf{u}} \tag{9}$$

és

$$k=K+\hat{k} \tag{10}$$

Ekkor az állapotvektorban és a kimenő jelben is fellépnek váltó öszetevők:

$$\mathbf{x}=\mathbf{X}+\hat{\mathbf{x}} \tag{11}$$

és

$$v=V+\hat{v} \tag{11a}$$

Az állapotegyenletek a fenti jelölésekkel a következő formában írhatók fel:

$$\dot{\mathbf{X}}+\dot{\hat{\mathbf{x}}}=\mathbf{AX}+\mathbf{BU}+\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}+[(\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2)\,\mathbf{X}+ +(\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2)\,\mathbf{U}]\,\hat{k}+[(\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2)\,\hat{\mathbf{x}}+(\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2)\,\hat{\mathbf{u}}]\,\hat{k} \tag{12}$$

és

$$V+\hat{v}=\mathbf{C}^T\mathbf{X}+\mathbf{C}^T\hat{\mathbf{x}}+(\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2)^T\mathbf{X}k+\mathbf{D}^T\hat{\mathbf{u}}+ +(\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2)^T\,\mathbf{U}\hat{k}+(\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2)^T\hat{\mathbf{x}}\,\hat{k}+(\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2)^T\,\hat{k}\hat{\mathbf{u}} \tag{13}$$

Ha a váltókomponensek amplitudói jóval kisebbek az egyenkomponensek amplitudóinál, a (12) és (13) egyenletek jobb oldali utolsó tagjai — mint másodrendűen kicsiny mennyiségek — a többi tag mellett elhanyagolhatóvá válnak. Az állapotegyeneletek ekkor az állandósult állapotban érvényes egyenáramú és kisjelű váltóáramú részegyenletekre bonthatók. Az állandósult állapotra

$$\mathrm{O}=\mathbf{AX}+\mathbf{BU} \tag{14}$$

és

$$V=\mathbf{C}^T\mathbf{X}+\mathbf{D}^T\mathbf{U} \tag{15}$$

összefüggések, a váltakozó jelekre az

$$\dot{\hat{\mathbf{x}}}=\mathbf{A}\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}+[(\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2)\mathbf{X}+(\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\,\hat{k} \tag{16}$$

és

$$\hat{v}=\mathbf{C}^T\hat{\mathbf{x}}+\mathbf{D}^T\hat{\mathbf{u}}+(\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2)^T\,\mathbf{X}k+(\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2)^T\,\mathbf{U}\hat{k} \tag{17}$$

összefüggések igazak.

(14) és (15) alapján az állandósult állapotvektort, illetve kimenő jelet az

$$\mathbf{X}=-\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU} \tag{18}$$

$$V=-\mathbf{C}^T\mathbf{A}^{-1}\mathbf{BU}+\mathbf{D}^T\mathbf{U} \tag{19}$$

egyeletek adják.

A frekvenciafüggés a (16), (17) kifejezések Laplace transzformációjával határozható meg:

$$\hat{\mathbf{x}}(p)=(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\hat{\mathbf{u}}(p)+(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}[(\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2)\,\mathbf{X}+ +(\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2)\,\mathbf{U}]\,\hat{k}(p) \tag{20}$$

$$\hat{v}(p)=\mathbf{C}^T\hat{\mathbf{x}}(p)+\mathbf{D}^T\hat{\mathbf{u}}(p)+(\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2)^T\,\mathbf{X}\hat{k}(p)+ +(\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2)^T\,\mathbf{U}\hat{k}(p) \tag{21}$$

A (20) és (21) összefüggések már alkalmasak arra, hogy a bemeneti és kimeneti gerjesztésre kapott válasz, valamint a vezérlés követésének frekvenciamenetét kiszámítsuk. A vezérlésre jellemző átviteli függvény pl:

$$\frac{\hat{v}(p)}{\hat{k}(p)}=\mathbf{C}^T(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}[(\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2)\,\mathbf{X}+(\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2)\,\mathbf{U}]+ +(\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2)^T\,\mathbf{X}+(\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2)\,\mathbf{U} \tag{22}$$

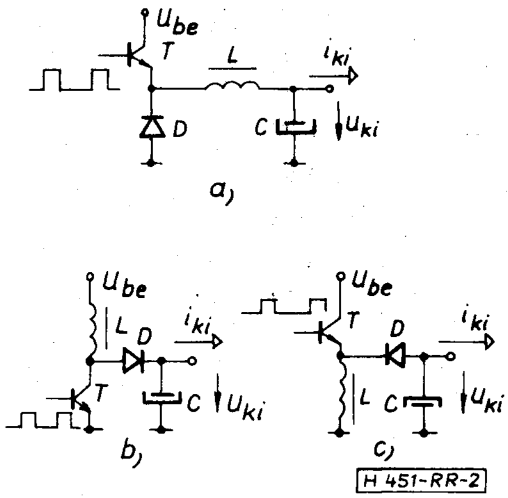
Hasonlóképpen a gerjesztő vektor és a kimeneti jel közti kapcsolat:

$$\hat{v}(p)=\mathbf{C}^T(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\,\mathbf{B}\hat{\mathbf{u}}(p)+\mathbf{D}^T\hat{\mathbf{u}}(p) \tag{23}$$

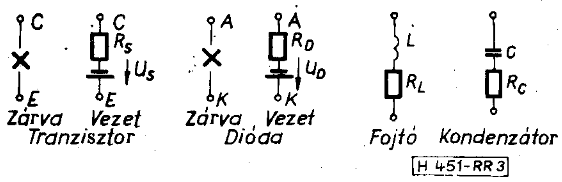
amiből a gerjesztő vektor egyes elemeire vonatkozó átviteli függvények adódnak (pl. tápfeszültség-elnyomás, kimenő impedancia stb.)

3. Mátrix- és vektorelemek

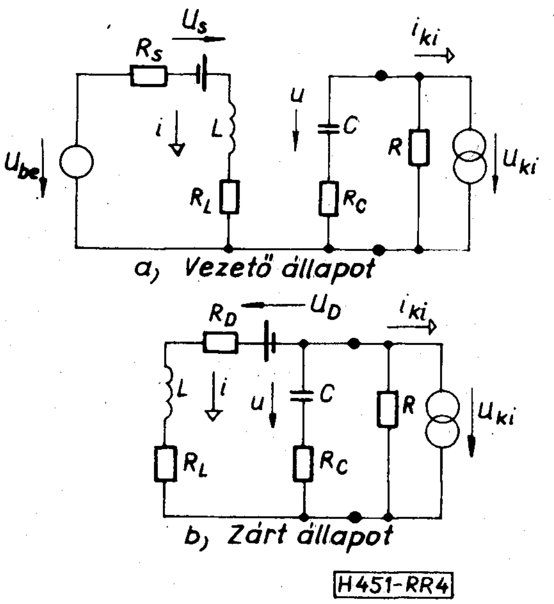
A 2. ábrán látható a három stabilizátor alaptípus (a feszülségcsökkentő, a feszültségnövelő és a polaritásváltó) kapcsolási rajza. A kapcsolások egyes elemeinek (a gyakorlat számára általában megfelelő) helyettesítőképeit a 3. ábra tünteti fel. Zárt állapotban mind a kapcsolótranzisztor, mind a dióda szakadásnak tekinthető, vezető állapoban pedig egy telep és egy ellenállás soros eredőjével modellezhető. A tranzisztor esetében az R_s és az U_s paraméterek a bázisoldali meghajtási viszonyoktól is függenek. Az



2. ábra. Kapcsoló stabilizátor alaptípusok



3. ábra. Az áramköri elemek helyettesítő képei



4. ábra. Polaritásváltó helyettesítő áramkörei

alapkapcsolásokban szereplő fojtó ohmos ellenállása és az esetleges egyéb soros ellenállások (pl. áramérzékelő) eredője R_L. A szűrőkondenzátornál a soros veszteségi ellenállás (R_c) rendszerint nem hanyagolható el, a soros induktivitás azonban igen.

A hálózatra jellemző mátrixok és vektorok **A**, **B**, **C**, **D** elemeinek meghatározását a polaritásváltó kapcsoláson (2c ábra) mutatjuk be. Az áramkörnek a vezető állapotra évényes ekvivalens kapcsolását a 4a, a zárt állapotra vonatkozót pedig a 4b ábrán láthatjuk.

Az állapotváltozók: az induktivitás árama és a kapacitás feszültsége. A terhelést az R ellenállás és az i_{ki} forrásáramú generátor párhuzamos eredőjével vesszük figyelembe. A feltüntetett mérőirányok mellett az állapotegyenletek a következők:

— vezető állapotban

$$\frac{di}{dt}=-\frac{R_s+R_L}{L}i+\frac{u_{be}}{L}-\frac{U_s}{L} \tag{24}$$

$$\frac{du}{dt}=-\frac{u}{(R+R_c)C}-\frac{R}{(R+R_c)C}i_{ki} \tag{25}$$

$$v=u_{ki}=u\frac{R}{R+R_c}-(R\times R_c)\,i_{ki} \tag{26}$$

— zárt állapotban

$$\frac{di}{dt}=-\frac{R_L+R_D+R\times R_c}{L}i+\frac{R}{(R+R_c)L}u-\frac{U_D}{L}-\frac{R\times R_c}{L}i_{ki} \tag{27}$$

$$\frac{du}{dt}=-\frac{R}{(R+R_c)C}i-\frac{u}{(R+R_c)C}-\frac{R}{(R+R_c)C}i_{ki} \tag{28}$$

$$u_{ki}=-(R\times R_c)\,i+\frac{R}{R+R_c}u-(R\times R_c)\,i_{ki} \tag{29}$$

A (24)—(29) egyenletekből a (7) definíció-sor alapján az átlagolt mátrixok és vektorok:

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} -\frac{1}{L}[R_L+kR_s+k'R_D+k'(R_c\times R)] & -\frac{k'R}{(R+R_c)L} \\ -\frac{-k'R}{(R+R_c)C} & -\frac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \tag{30}$$

$$\mathbf{B}=\begin{bmatrix} \frac{k}{L} & -\frac{k}{L} & -\frac{k'}{L} & -\frac{k'(R\times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R}{(R+R_c)C} \end{bmatrix} \tag{31}$$

$$\mathbf{C}^T=\begin{bmatrix} -k'(R\times R_c) & -\frac{R}{R+R_c} \end{bmatrix} \tag{32}$$

$$\mathbf{D}^T=[0 \quad 0 \quad 0 \quad -R\times R_c] \tag{33}$$

ahol az állapotváltozók vektora

$$\mathbf{x}=\begin{bmatrix} i \\ u \end{bmatrix} \tag{34}$$

a gerjesztés vektora pedig

$$\mathbf{u}=\begin{bmatrix} u_{be} \\ U_s \\ U_D \\ i_{ki} \end{bmatrix} \tag{35}$$

A 4. ábrához hasonlóan felrajzolható a másik két alapkapcsolás (csökkentő, növelő) helyettesítőképe és meghatározhatók a hálózatjellemző mátrixok és vektorok is. Az eredményeket az 1. táblázat tartalmazza.

Az állapotegyenletek mátrixai és vektorai — *1. táblázat*

	A	B	C	D
Feszültség csökkentő	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_L+kR_s+k'R_D+R\times R_c}{L} & -\dfrac{R}{(R+R_c)L} \\ \dfrac{R}{(R+R_c)C} & -\dfrac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{k}{L} & -\dfrac{k}{L} & -\dfrac{k'}{L} & \dfrac{R\times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{R}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} R\times R_c \\ \dfrac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R\times R_c) \end{bmatrix}$
Feszültség-növelő	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_L+kR_s+k'R_D+k'(R\times R_c)}{L} & -\dfrac{k'R}{(R+R_c)L} \\ \dfrac{k'R}{(R+R_c)C} & -\dfrac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} & -\dfrac{k}{L} & -\dfrac{k'}{L} & \dfrac{k'(R\times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{R}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} k'(R\times R_c) \\ \dfrac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R\times R_c) \end{bmatrix}$
Polaritás-váltó	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_L+kR_s+k'R_D+k'(R+R_c)}{L} & \dfrac{k'R}{(R+R_c)L} \\ -\dfrac{k'R}{(R+R_c)C} & -\dfrac{1}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{k}{L} & -\dfrac{k}{L} & -\dfrac{k'}{L} & -\dfrac{k'(R\times R_c)}{L} \\ 0 & 0 & 0 & -\dfrac{R}{(R+R_c)C} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -k'(R\times R_c) \\ \dfrac{R}{R+R_c} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ -(R\times R_c) \end{bmatrix}$

4. Az alapkapcsolások statikus és dinamikus karakterisztikái

A kimenő feszültségek az 1. táblázat összefüggései alapján a (19) egyenlet segítségével számíthatók. A kifejezések az áramkörök reaktáns elemeitől függetlenek, mivel a (14) egyenletben a jobboldalon L és C csupán arányossági tényezők. Ennek megfelelően a kimeneti feszültségek értékét a generátorfeszültségek és -áramok, a veszteségi és terhelő ellenállások és a kitöltési tényező determinálják. Az eredményeket a 2. táblázatban összesítettük. Az irodalomból [4] már ismert eredményekhez viszonyítva egy kis eltérést tartalmaz a feszültségnövelő és a polaritásváltó kapcsolások statikus kimenő karakterisztikája: az ekvivalens veszteségben (R_v) ugyanis megjelenik a kondenzátor soros ellenállása.

A dinamikus (frekvenciafüggő) karakterisztikák közül a vezérlés átviteli függvénye a (22), a bemenő feszültség érzékenysége és a kimenő impedancia a (23) kifejezésekből számíthatók. A (22) egyenletben szereplő mátrix- és vektor differenciákat a 3. táblázatban tüntettük fel. A bemenő feszültség-érzékenységet (23) alapján a

$$\frac{\hat{v}(p)}{\hat{\mathbf{u}}_{be}(p)}=\mathbf{C}^T(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\begin{bmatrix} b_{11} \\ 0 \end{bmatrix}+d_1 \qquad (36)$$

a kimenő impedanciát pedig a

$$Z_{ki}(p)=-\frac{\hat{v}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)}=-\mathbf{C}^T(p\mathbf{I}-\mathbf{A})^{-1}\begin{bmatrix} 0 \\ b_{14} \end{bmatrix}-d_4 \qquad (37)$$

összefüggések adják meg, ahol b_{11} és b_{14} a **B** mátrix, d_1 és d_4 a **D** vektor megfelelő elemei.

Kimenő karakterisztikák — *2. táblázat*

	Kimenő feszültség	Veszteségi ellenállás
Feszültségcsökkentő	$u_{ki}=ku_{be}\dfrac{1-\dfrac{U_s}{u_{be}}-\dfrac{k'U_D}{ku_{be}}}{1+\dfrac{R_v}{R}}-i_{ki}\dfrac{R_v}{1+\dfrac{R_v}{R}}$	$R_v=R_L+kR_s+k'R_D$
Feszültségnövelő	$u_{ki}=\dfrac{u_{be}}{k'}\dfrac{1-k\dfrac{U_s}{u_{be}}-k'\dfrac{U_D}{u_{be}}}{1+\dfrac{R_v}{R}}-i_{ki}\dfrac{R_v}{1+\dfrac{R_v}{R}}$	$R_v=\dfrac{R_L+kR_s+k'R_D+kk'(R\times R_c)}{k'^2}$
Polaritásváltó	$u_{ki}=-\dfrac{k}{k'}u_{bc}\dfrac{1-\dfrac{U_s}{u_{bc}}-\dfrac{k'U_n}{ku_{bc}}}{1+\dfrac{R_v}{R}}-i_{ki}\dfrac{R_v}{1+\dfrac{R_v}{R}}$	$R_v=\dfrac{R_L+kR_s+k'R_D+kk'(R\times R_c)}{k'^2}$

A váltó modell mátrix és vektor különbségei *3. táblázat*

	$\mathbf{A}_1-\mathbf{A}_2$	$\mathbf{B}_1-\mathbf{B}_2$	$\mathbf{C}_1-\mathbf{C}_2$	$\mathbf{D}_1-\mathbf{D}_2$
Feszültségcsökkentő	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_s-R_D}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} & -\dfrac{1}{L} & \dfrac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
Feszültségnövelő	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_s-R_D-(R\times R_c)}{L} & \dfrac{R}{(R+R_c)L} \\ -\dfrac{R}{(R+R_e)C} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & -\dfrac{1}{L} & \dfrac{1}{L} & -\dfrac{R\times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -(R\times R_e) \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$
Polaritásváltó	$\begin{bmatrix} -\dfrac{R_s-R_D-(R\times R_c)}{L} & -\dfrac{R}{(R+R_c)L} \\ \dfrac{R}{(R+R_c)C} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \dfrac{1}{L} & -\dfrac{1}{L} & \dfrac{1}{L} & \dfrac{R\times R_c}{L} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} R\times R_c \\ 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$

A visszacsatolatlan áramkörök dinamikus jellemzői *4. táblázat*

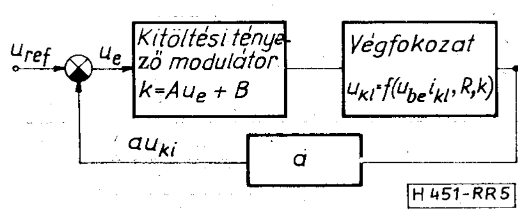
	$S_k(p)=\dfrac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{k}(p)}$	$S_{be}(p)=\dfrac{\hat{u}_{ki}(P)}{\hat{u}_{be}(p)}$	$Z_{ki}(p)=-\dfrac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)}$
Feszültség-csökkentő	$u_{be}\dfrac{1+pR_cC}{1+p\left[\dfrac{L}{R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2LC}$	$K\dfrac{1+pR_eC}{1+p\left[\dfrac{L}{R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2LC}$	$R_v\dfrac{(1+pR_cC)\left(1+p\dfrac{L}{R_v}\right)}{1+p\left[\dfrac{L}{R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2LC}$
Feszültség-növelő	$\dfrac{u_{be}}{K'^2}\dfrac{(1+pR_cC)\left(1-p\dfrac{L}{K'^2R}\right)}{1+p\left[\dfrac{L}{K'^2R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$	$\dfrac{1}{K'}\dfrac{1+pR_cC}{1+p\left[\dfrac{L}{K'^2R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$	$R_v\dfrac{(1+pR_cC)\left(1+p\dfrac{L}{K'^2R_v}\right)}{1+p\left[\dfrac{K}{K'^2R}(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$
Polaritás-váltó	$-\dfrac{u_{be}}{K'^2}\dfrac{(1+pR_cC)\left(1-p\dfrac{L}{K'^2R}\right)}{1+p\left[\dfrac{L}{K'^2R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$	$-\dfrac{K}{K'}\dfrac{1+pR_cC}{1+p\left[\dfrac{L}{K'^2R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$	$R_v\dfrac{(1+pR_cC)\left(1+p\dfrac{L}{K'^2R_v}\right)}{1+p\left[\dfrac{L}{K'^2R}+(R_v+R_c)C\right]+p^2\dfrac{LC}{K'^2}}$

A dinamikus karakterisztikákat a 4. táblázat tartalmazza. A képletekben szereplő R_v az ekvivalens veszteségi ellenállás (ld. 2. táblázat), K pedig a nyugalmi kitöltési tényező. Érdemes megfigyelmi, hogy a feszültségnövelő és polaritásváltó végfokozatok törésponti frekvenciái a kitöltési tényező függvényei, a vezérlési karakterisztika számlálójában pedig ugyanezen esetekben egy pozitív valós gyök is fellép.

5. A visszacsatolás hatása

A 2. és 4. táblázat kifejezései egyaránt függvényei a kitöltési tényzőnek, így alkalmasak a visszacsatolt áramkör paramétereinek számítására is. Az előzőekhez hasonlóan a számításnál a statikus és dinamikus jellemzők meghatározását célszerű különválasztani.

A statikus esetre vonatkozó blokkvázlat az 5. ábrán látható. A hibajelképző a referenciajel és a leosztott kimenő jel különbségével vezérli a kitöltési tényező modulátort. A modulátor rendszerint lineáris átvitellel rendelkezik (azaz $k=Au_e+B$), bár ez nem feltétlenül előírás. A végfokozat által előállított egyenfeszültség a 2. táblázatban megadott módon függ a beme-



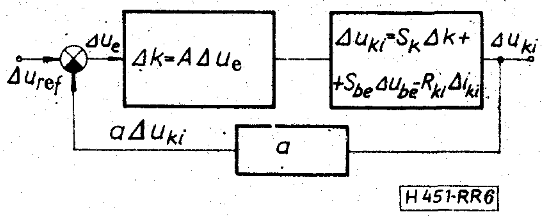
5. ábra. Nagyjelű visszacsatolt modell neti feszültségtől, a terheléstől, valamint a kitöltési tényezőtől.

A blokkvázlat alapján az

$$u_{ki}=f\{u_{be};\ i_{ki};\ R;\ k[A(U_{ref}-au_{ki})+B]\} \quad (38)$$

egyenlet írható fel a kimenő feszültségre. Ez azonban gyakorlatilag nem alkalmas a visszacsatolt rendszer statikus állapotának számítására, mivel a kimenő feszültség a kitöltési tényezőnek viszonylag bonyolult a függvénye. A függvényt ezért érdemes a statikus munkapont körül linearizálni és így számolni a visszacsatolt jellemzőket. A kis változásokra tehát a 6. ábrát tekinthetjük érvényesnek. Nem megy az általánosság rovására és célszerű egyszerűsítést jelent, ha a terhelés megváltozását csak az i_{ki} áram változásának tulajdonítjuk. Az S_k, S_{be} érzékenységekre és az R_{ki} kimenő ellenállásra is jóval egyszerűbb és áttekinthetőbb kifejezéseket kapunk, ha a terhelő ellenállást végtelennek tételezzük fel. Ezért a kimenő feszültség változását megadó teljes differenciából az $S_R \Delta R$ tagot elhagytuk.

A munkaponti kitöltési tényezőt a 2. táblázatban közölt összefüggésekből az $R \to \infty$ és $R_v \approx 0$ feltevésekkel becsülhetjük meg. Természetesen a körben fennálló ohmos veszteségek kissé módosítják a nyugalmi kitöltési tényező értékét, de jó hatásfokú átalakító esetén a módosulás első közelítésben elhanyagolható. Ha még azt is feltételezzük, hogy a visszacsatolt kör hurokerősítése sokkal nagyobb az egységnél, akkor a kimenő feszültség jó közelítéssel $\frac{U_{ref}}{a}$, s így már minden adatunk rendelkezésre áll a K nyugalmi kitöltési



6. ábra. **Kisjelű (linearizált) visszacsatolt modell**

5. táblázat

A visszacsatolt stabilitátorok nyugalmi kitöltési tényezői

	Nyugalmi kitöltési tényező
Feszültség-csökkentő	$K=\dfrac{\dfrac{U_{ref}}{a}+U_D}{U_{be}+U_D-U_s}$
Feszültség-növelő	$K=\dfrac{\dfrac{U_{ref}}{a}-U_{be}+U_n}{\dfrac{U_{ref}}{a}-U_s+U_D}$
Polaritás-váltó	$K=\dfrac{\dfrac{U_{ref}}{a}-U_D}{\dfrac{U_{ref}}{a}-U_{be}+U_s-U_D}$

A visszacsatolatlan áramkörök statikus jellemzői *6. táblázat*

	$S_K=\frac{\partial U_{ki}}{\partial K}$	$S_{be}=\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}}$	$R_{ki}=-\frac{\partial U_{ki}}{\partial I_{ki}}$	U_x
Feszültségcsökkentő	$U_{be}-U_x$	K	R_v	$U_s-U_D+I_{ki}(R_s-R_D)$
Feszültségnövelő	$\frac{1}{K'^2}(U_{be}-U_x)$	$\frac{1}{K'}$	R_v	$U_s+I_{ki}\left(\frac{2R_L}{K}+\frac{2+K'}{K'}R_e+R_D+R_c\right)$
Polaritásváltó	$-\frac{1}{K'^2}(U_{be}-U_x)$	$-\frac{K}{K'}$	R_v	$U_s-I_{ki}\left(\frac{2R_L}{K'}+\frac{2+K'}{K'}R_s+R_D+R_c\right)$

A visszacsatolt stabilizátorok statikus jellemzői *7. táblázat*

	$S_r^{vcs}=\left(\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{ref}}\right)^{vcs}$	$S_{be}^{vcs}=\left(\frac{\partial U_{ki}}{\partial U_{be}}\right)^{vcs}$	$R_{ki}^{vcs}=\left(-\frac{\partial U_{ki}}{\partial I_{ki}}\right)^{vcs}$
Feszültségcsökkentő	$\dfrac{A(U_{be}-U_x)}{1+aA(U_{be}+U_x)}$	$\dfrac{K}{1+aA(U_{be}-U_x)}$	$\dfrac{R_v}{1+aA(U_{be}-U_x)}$
Feszültségnövelő	$\dfrac{\dfrac{A(U_{be}-U_x)}{K'^2}}{1+\dfrac{aA(U_{be}-U_v)}{K'^2}}$	$\dfrac{\dfrac{1}{K'}}{1+\dfrac{aA(U_{be}-U_x)}{K'^2}}$	$\dfrac{R_v}{1+\dfrac{aA(U_{be}+U_v)}{K'^2}}$
Polaritásváltó	$\dfrac{-\dfrac{A(U_{be}-U_x)}{K'^2}}{1-\dfrac{oA(U_{be}-U_x)}{K'^2}}$	$\dfrac{-\dfrac{K}{K'}}{1-\dfrac{aA(U_{be}-U_x)}{K'^2}}$	$\dfrac{R_v}{1-\dfrac{aA(U_{be}-U_x)}{K'^2}}$

tényező számításához. Az eredményeket az 5. táblázat tartalmazza. K ismeretében a teljes differencia szorzótényezői (S_k, S_{be}, R_{ki}) a 2. táblázat kifejezéseiből parciális deriválással származtathatók (6. táblázat).

A 6. ábra alapján a visszacsatolt áramkörre érvényes hurokegyenlet a következő:

$$(\Delta U_{ref}-a\Delta u_{ki})\,AS_k+\Delta u_{be}S_{be}-\Delta i_{ki}R_{ki}=\Delta u_{ki} \tag{39}$$

Átrendezve:

$$\Delta u_{ki}=\Delta U_{ref}\frac{AS_k}{1+aAS_k}+\Delta u_{be}\frac{S_{be}}{1+aAS_k}-\Delta i_{ki}\frac{R_{ki}}{1+aAS_k} \tag{40}$$

amiből a visszacsatolt kör statikus paraméterei meghatározhatók (7. táblázat).

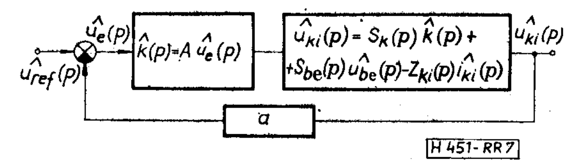
A visszacsatolásnak a dinamikus paraméterekre gyakorolt hatását a 7. ábra segítségével vizsgálhatjuk. A (40) kifejezéssel analóg eredmény:

$$\hat{u}_{ki}(p)=\hat{u}_{ref}(p)\frac{AS_k(p)}{1+aAS_k(p)}+\hat{u}_{be}(p)\frac{S_{be}(p)}{1+aAS_k(p)}-$$

$$-\hat{i}_{ki}(p)\frac{Z_{ki}(p)}{1+aAS_k(p)} \tag{41}$$

Az érzékenységek frekvenciafüggését a visszacsatolásmentes esetre a 4. táblázat tartalmazza. A visszacsatolt jellemzőket ezek figyelembevételével számolva a 8. táblázatban foglaltuk össze.

A számításokat az $R\to\infty$ és az $aAU_{be}=H\gg 1$ egyszerűsítő feltevésekkel végeztük. Mint az eredményekből látható, a visszacsatolt stabilizátorok jellemzőinek pólusfrekvenciái a nyugalmi kitöltési tényezőtől függetlenné váltak.



7. ábra. Kisjelű visszacsatolt dinamikus modell

6. Hurokerősítés és stabilitás

Az alacsonyfrekvenciás átlagolt modell hurokerősítését az

$$Y(p)=aAS_k(p) \tag{42}$$

összefüggés adja meg. Ha a visszacsatoló ágban elhelyezett osztó leosztási tényezője (a) frekvenciafüggetlen, a hurokerősítés első vagy másodfokú számlálóval és másodfokú nevezővel rendelkező törtkifejezés lesz, amelynek stabilitásvizsgálata a szokásos módszerekkel (pl. Nyquist vagy Bode-kritérium) egyszerűen elvégezhető. A feszültségcsökkentő stabilizátor — a modell alapján — az egyenáramú erősítés értékétől függetlenül stabil, a másik két változatnál azonban instabilitás is felléphet. A gyakorlati tapasztalatok azt mutatják, hogy a (42) képlettel definiált hurokerősítés szerint még stabil áramkörök a valóságban gerjedékenyek. Ennek alapvető oka, hogy hogy a körben fennálló késleltetések — elsősorban a kitöltési tényező modulátor késleltetése — járulékos fázistolást hoznak be. Az átlagolásos módszer elvileg is meglevő pontatlansága [7] szintén hozzájárul az eltéréshez.

A feszültségcsökkentő stabilizátor és származék kapcsolásai elsősorban a kapcsoló frekvencia alharmonikusain hajlamosak az oszcillációra. Szerencsére

A visszacsatolt stabilizátorok dinamikus jellemzői *8. táblázat*

	$S_r^{vcs}(p)=\left(\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{u}_{ref}(p)}\right)^{vcs}$	$S_{be}^{vcs}(p)=\left(\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{u}_{be}(p)}\right)^{vcs}$	$Z_{ki}^{vcs}(p)=\left(-\frac{\hat{u}_{ki}(p)}{\hat{i}_{ki}(p)}\right)^{vcs}$
Feszültség csökkentő	$\frac{1}{a}\frac{1+pRC}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{K}{H}\frac{1+pR_0C}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_v}{H}\frac{(1+pR_0C)\left(1+p\frac{L}{R_v}\right)}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$
Feszültségnövelő	$\frac{1}{a}\frac{1+pR_0C}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{K'}{H}\frac{1+pR_0C}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_vK'^2}{H}\frac{(1+pR_0C)\left(1+p\frac{L}{K'^2R_v}\right)}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$
Polaritásváltó	$\frac{1}{a}\frac{1+pR_eC}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$-\frac{KK'}{H}\frac{1+pR_eC}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$	$\frac{R_vK'^2}{H}\frac{(1+pR_0C)\left(1+p\frac{L}{K'^2R_v}\right)}{1+\frac{p}{Qw_0}+\frac{p^2}{w_0^2}}$

$$H=aAU_{be}\qquad Q=\frac{1}{\sqrt{H}}\sqrt{\frac{L}{C}}\frac{1}{R_0}\qquad w_0=\sqrt{\frac{H}{LC}}$$

az alharmonikus gerjedés ebben az esetben — a szélességmodulátort leíró függvényével figyelembe véve — viszonylag egyszerűen kézbentartható [8]. A másik két áramkörfajtára kidolgozott stabilitásvizsgálati módszerek közül csak az átlagolt modellena lapuló eljárás [9] nyújt viszonylag szemléletes képet.

7. Következtetések

Az állapotegyenletek átlagolása a kapcsolóüzemű stabilizátorok statikus és dinamikus leírására jól használható módszer. A legfontosabb üzemi paraméterek (bemenő feszültség érzékenység, referenciakövetés, kimenő impedancia) egyenáramú értékének és frekvenciafüggésének meghatározása visszacsatolatlan és visszacsatolt esetre egyaránt elvégezhető a módszer segítségével. A hurok stabilitási viszonyai az átlagolt modell alapján azonban csak közelítő pontossággal analizálhatók.

IRODALOM

[1] *G. W. Wester, R. D. Middlebrook:* Low—Frequency Characterization of Switched dc—dc Converters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1973. május, 376—385. old.

[2] *R. D. Middlebrook, S. Cuk:* A General Unified Approach to Modelling Switching—Converter Power Stages. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. június, 18—34 old.

[3] *O. A. Kossov:* Comparative Analysis of Chopper Voltage Regulators with LC Filter. IEEE Transactions on Magnetics, 1968. december 712—715. old.

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

[5] *A. Capel, J. G. Ferrante, R. Prajoux:* Dynamic Behaviour and Z—Transform Stability Analysis of DC/DC Regulators with a Non Linear P. W. M. Control Loop. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1973. június, 149—157 old.

[6] *Csáki F.:* Korszerű szabályozáselmélet. Akadémiai Kiadó, Bp. 1970. 1000—1001 old.

[7] *F. C. Lee, Y. Yu, J. E. Triner:* Modelling of Switching Regulator Power Stages With and Without Zero — Inductor — Current Dwell Time. IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976. június, 62—76 old.

[8] *Bölcskey A.:* Diplomaterv. BME Mikrohullámú Híradástechnikai Tanszék, 1976.

[9] *G. W. Wester:* Linearized Stability Analysis and Design of a Flyback DC—DC Boost Regulator. IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, 1973. június, 130—137 old.