Szászi István–Kulcsár Balázs

AZ F–16 REPÜLŐGÉP HOSSZIRÁNYÚ MOZGÁSÁNAK IRÁNYÍTÁSA H_∞/μ SZABÁLYZÓVAL

BEVEZETÉS

A légi jármű zérustól eltérő értékű referencia jelkövetése mind a civil, mind a katonai alkalmazás esetében fontos és szükséges feladat. Ezentúl a katonai alkalmazhatóság megkívánja az egyre szélesedő minőségi kritériumokat változatlan stabilitás mellett. Elfogási manőver esetében a célkövetés megvalósítására a bólintó szögsebesség követése kiválóan alkalmas. Repülési tesztek bebizonyították, hogy nagyon nehéz az elfogás olyan repülőgép segítségével, ahol a bólintó szögsebesség túllendüléssel áll be. Éppen ezért fontos, hogy a pilóta által adott referenciajelet (bólintó szögsebességet) megfelelően kövesse a légi jármű.

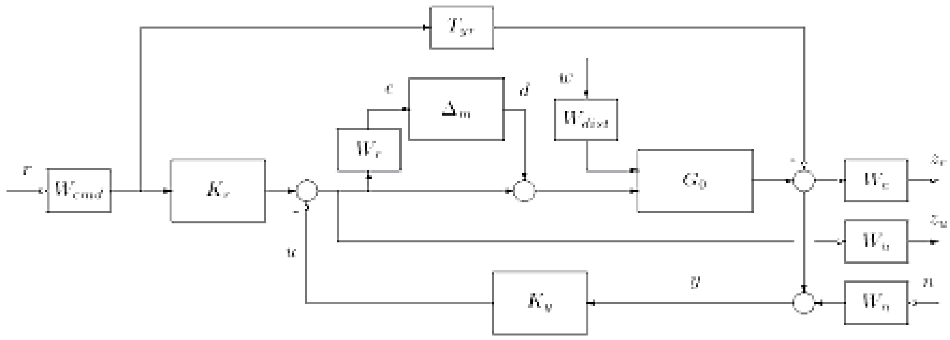
A klasszikus szabályozáselmélet intenzív fejlődésen ment keresztül az ötvenes években, ekkor terveztek (PID) szabályozókat, melyeket frekvenciatartománybeli módszerekkel hangoltak [3, 4, 11]. A legtöbb módszer grafo-analitikus módszert jelentett, mely a szabályozási körök egyre inkább bonyolultabbá válásával megoldhatatlan problémák elé állította a szakembereket. A modern szabályozáselmélet a hatvanas évektől kezdődően hódított teret. Elméletileg jól megalapozott optimális szabályozók tervezése mellett kidolgozták az állapot-visszacsatoláson és megfigyelőn alapuló eljárásokat (LQR, LQG) [13, 14, 15, 16]. A posztmodern szabályozáselmélet a nyolcvanas évektől a robusztus irányítások területe. Optimális szabályozó tervezése a cél, változó rendszer, referenciajelek illetve zavarások esetében. Különböző megközelítések létezhetnek, úgy mint H_∞/μ analízist és szintézist, lineáris mátrixegyenlőtlenségeket felhasználó tervezési módok [1].

A cikk betekintést nyújt a posztmodern szabályozástechnikai módszerek felhasználása kapcsán a repülőgépdinamika szabályozásába.

A cikk felépítése a következő. Az általános P-K és M-Δ struktúra felírása után a H_∞ szabályozó elméleti alapjait, majd a μ szintézis elveit tisztázza a cikk. Konkrét példán szemlélteti a H_∞/μ tervezési eljárás általános és repülőgépdinamika specifikus lépéseit.

P-K ÉS M-Δ STRUKTÚRA

Vizsgáljuk meg a 1. ábrán látható zárt szabályozási kört. A visszacsatolt zárt szabályozási kör két legfontosabb eleme a szabályozott szakasz G_0 modellje, valamint a K szabályozó. Ezek mellett megtaláljuk azokat az elemeket is amelyek az input multiplikatív bizonytalanságot (Δ_m), valamint a minőségi követelményeket (súlyfüggvények) határozzák meg. A blokkdiagramban *r* a referencia jel, *u* a szabályozó bemenet, *y* a szabályozott kimenet, *n* a szenzor zaj bemenet, z_e a kívánt és a tényleges kimenet közötti hibajel, *w* a külső zavarásokból a modellre ható zajbemenet, z_u az esetlegesen lehatárolt kívánt szabályozó bemenet. A K szabályozó két részből áll K_r és K_y, ahol K_r az előszűrő, és K_y a visszacsatolt szabályozó.



1. ábra. Kétszabadságfokú zárt szabályozási kör

A modell alapú szabályozó tervezése során a rendszer névleges modelljét használjuk. Az F–16-os repülőgép névleges modellje, alacsony és közepes frekvencián jól közelíti a tényleges rendszert, azonban magas frekvencián bizonytalan. Az ilyen esetekben a tényleges rendszer dinamikájának szabadságfoka ismeretlen, és ezért a parametrikus bizonytalanságtól eltérő leírási módszer szükséges a névleges és tényleges rendszer közötti különbség megjelenítéséhez. A nem modellezett dinamika figyelembe vehető multiplikatív bizonytalanságot feltételez. Esetünkben bemeneti multiplikatív bizonytalanságot használunk. Így képesek vagyunk egy frekvenciafüggő százalékos bizonytalanságot definiálni a nominális modell és a tényleges rendszer között. A valós rendszer és a modell közötti bizonytalanságot a Δ_m és a W_r írja le. Feltételezésünk szerint W_r ismert, és benne megtalálunk minden olyan a priori információt, amely az elhanyagolt dinamika kapcsán rendelkezésünkre áll. A Δ_m átviteli függvény ismeretlen, de stabil és teljesül rá az alábbi normafeltétel:

$$\left\|\Delta_m\right\|_\infty < 1 \qquad (1)$$

A multiplikatív hiba definíció szerint a következő:

$$M(G_0, W_r) = \left(G : \left| \frac{G(i\omega) - G_0(i\omega)}{G_0(i\omega)} \right| \le \left| W_r(i\omega) \right| \right) \qquad (2)$$

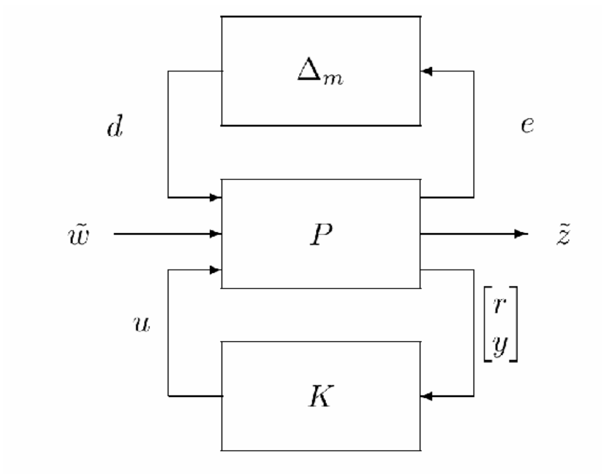
$|W_r(i\omega)|$ minden frekvencián a névleges (G_0) és tényleges [$M(G_0,W_r)$] rendszer közötti maximális százalékos eltérést írja le. $M(G_0,W_r)$ modell családot jellemez, melynek Nyquist-diagramját megrajzolva egy adott frekvencián, egy $G_0(i\omega)$ középpontú, és $|W_r(i\omega)G_0(i\omega)|$ sugarú kört kapunk. A körön belül mindazon lehetséges értékek szerepelnek, melyeket a bizonytalansági leírás magába foglal.

A repülésben általánosnak mondható az alacsony frekvencián $\omega < (10–20)$ rad/s jól közelítő nominális modell, de a dinamika magasabb frekvenciás összetevői egyáltalán nem, vagy csak nehezen modellezhetők (aeroelasztikus hatás, a hidraulikus erősítő elhanyagolt dinamikája stb.). Az ilyen jellegű bizonytalanságok leírására kifejezetten alkalmas a komplex értékű, bemeneti multiplikatív, strukturálatlan bizonytalanságok alkalmazása. Példánkban multiplikatív hibastruktúrát választottunk, mert e relatív hibaleírás a rendszerhez képest százalékos arányban képes az eltérés nagyságát jellemezni.

A W_e súlyozó függvény a jelkövetési hibát bünteti. Azon a frekvencián, ahol a jelkövetést kis hibával akarjuk megvalósítani, ott nagy súlyt kell használnunk, ahol nagyobb jelkövetési pontatlanságot megengedünk, ott kisebb súlyt alkalmaznunk. T_{yr} az ideális átviteli függvény a referencia jel és a szabályozott kimenet között.

A repülőgépdinamika bemenő jele valamely kormányfelület kitérítéseként (magassági, oldalkormány stb.) adódik. E beavatkozó szerveknek behatárolt működési tartománya van, nem jelenhet meg bármekkora beavatkozó jel. A szabályozó tervezése során figyelembe kell vennünk a működési tartományt úgy, hogy büntetjük a nagy hidraulikus erősítő kitérítéseket. Legegyszerűbb súlyozási eljárás a minden frekvencián konstans súllyal figyelembe vett W_u, melynek amplitúdója a maximális kitérítés reciproka.

Nem pusztán a kimeneti jeleket súlyozzuk, hanem a bemeneteket is súlyozó függvényekkel láthatjuk el. Beszélnünk kell szenzorzaj, külső zavarójel és parancsjel bemenetekről. A bemeneti súlyok szerepe ellentétes a kimeneti súlyozó függvényekéhez képest. Az eddig sima és egységnyi amplitúdójú bemenő jelet a súllyal, számunkra kitüntetett frekvencián felerősíthetjük. Kétfajta súlyozást alkalmazunk. Az egyik az állandó nagyságú, minden frekvencián azonos súly, mely széles sávú zajok (szenzorzajok) figyelembe vételét teszi lehetővé. A repülőgép mozgása során számos zaj, zavar hathat. A szabályozáshoz szükséges jelek mérése sem történhet zajmentesen. A mérés során a jelekre ható zavarást szenzorzajjal vesszük figyelembe, W_n. A második lehetőség a sávkorlátozott súlyok használata. Általában alul-áteresztő szűrő karakterisztikájú jelekről beszélhetünk, úgy mint a légköri zavarás, pilóta parancsjelei. Tipikusan egy, vagy kéttárolós átviteli függvénnyel jellemezhetők ezen súlyfüggvények (W_{dist},W_{cmd}).



2. ábra. P-K struktúra

Az 1. ábrán látható rendszer a 2. ábra szerinti ún. P-K struktúrájú általános blokkdiagram szerint átrajzolható. A P rendszer felírható a következő módon:

$$\begin{bmatrix} e \\ z_e \\ z_u \\ \hline r \\ y \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{cccc|c} 0 & 0 & 0 & 0 & W_r \\ W_e G_0^u & -W_e T_{id} & 0 & W_e G_0^w & W_e G_0^u \\ 0 & 0 & 0 & 0 & W_u \\ \hline 0 & I & 0 & 0 & 0 \\ G_0^u & 0 & G_0 & G_0^w & G_0^u \end{array}\right] \begin{bmatrix} d \\ r \\ n \\ w \\ \hline u \end{bmatrix} \tag{3}$$

A 2. ábrán a jelek jelentései:

$$\tilde{w} = \begin{bmatrix} r & n & w \end{bmatrix}^T, \quad \tilde{z} = \begin{bmatrix} z_e & z_u \end{bmatrix}^T \tag{4}$$

Ha most alkalmazzuk a súlyozó függvényekkel bővített P rendszermátrixra, valamint a K szabályozóra a lineáris tört transzformáció mátrixfüggvényét (LFT), akkor az alsó LFT, az inverz létezését feltételezve, a következő alakot ölti:

$$F_l(P,K) = P_{11} + P_{12}K(I - P_{22}K)^{-1}P_{21} \tag{5}$$

Így tehát a bizonytalanságot is figyelembe véve egy M-Δ struktúrát kaptunk, ahol az M = F_l(P, K). Az M mátrix a következő:

$$\begin{bmatrix} e \\ \hline \tilde{w} \end{bmatrix} = \left[\begin{array}{c|c} M_{11} & M_{12} \\ \hline M_{21} & M_{22} \end{array}\right] \begin{bmatrix} d \\ \hline \tilde{z} \end{bmatrix} \tag{6}$$

A szuboptimális H_∞ problémakör minőségi szempontból egy $\gamma > 0$ minőségi szinthez van rendelve. Szuboptimális H_∞ szempontból minden olyan K szabályozó, amelyik biztosítja, hogy

$$\|T_{zw}\|_\infty < \gamma \tag{7}$$

T_{zw} az átviteli függvény a zajról a minőségi kimenetre. $\|\cdot\|_\infty$ az átviteli függvény H_∞ normáját jelenti. Optimális H_∞ értelemben az átvitel, ha a lehető legkisebb minőségi szintet elértük.

Az M-Δ struktúrájú rendszerrel kapcsolatban a legfontosabb célkitűzések a következők. Biztosítsuk a robusztus minőségi (RP) a szabályozó megtervezése során, azaz:

$$\|F_u(M,\Delta_m)\|_\infty < 1 \tag{8}$$

ahol: $F_u(M,\Delta_m)$ — az M rendszer és a bizonytalansági blokk felső LFT-je, feltételezve a mátrixfüggvényhez szükséges inverz létezését.

A névleges minőségi (NP) követelmények teljesüléséhez a következőket kell megvizsgálni:

$$\|M_{22}\|_\infty < 1 \tag{9}$$

ahol: M_{22} — az M rendszer megfelelő partíciója.
A robusztus stabilitás (RS) létezésének a feltétele a

$$\|M_{11}\|_\infty < 1 \tag{10}$$

ahol: M_{11} — az M rendszermátrix megfelelő partíciója.
Az RS a zárt szabályozási kör belső stabilitását kívánja meg, mely utóbbi azt jelenti, hogy bármely bemenetről, bármely kimenetre előálló átviteli függvény stabil.
Vizsgáljuk meg a Δ_m bizonytalansági blokkot. Feltételezzük, hogy Δ_m olyan korlátos halmaz eleme, melyre igaz, hogy

$$\Delta_b = \left(\Delta_m \in \Delta : \bar{\sigma}(\Delta_m) < 1\right) \tag{11}$$

ahol

$$\Delta = \left(diag(\delta_1^c I_{r_1},...,\delta_{m_c}^c I_{r_{m_c}},\Delta_1,..,\Delta_n),\ \ \delta_i^c \in C^1, \Delta_j \in C^{m_j \times m_j}\right) \tag{12}$$

Vezessük be a struktúrált szinguláris érték fogalmát, és definiáljuk a következő módon:

$$\mu_\Delta(M) = \frac{1}{\min_\Delta(\overline{\sigma}(\widetilde{\Delta}) : \widetilde{\Delta} \in \Delta, \det(I + \widetilde{\Delta}M) = 0)} \tag{13}$$

Abban az esetben, ha egyetlen $\widetilde{\Delta} \in \Delta$ sem okozza $I + \widetilde{\Delta}M$ szingularitását, $\mu_\Delta(M) = 0$ .Tehát $1/\mu_\Delta(M)$ lényegében a legkisebb perturbáció mértékét mutatja meg, maximális szinguláris érték tekintetében, miközben a $\det(I + \widetilde{\Delta}M) = 0$. Így az RS teljesülésének feltétele átfogalmazható a következő módon:

$$\sup_\omega \mu(M_{11}) < 1 \quad \Leftrightarrow \quad \|\mu(M_{11})\|_\infty < 1 \tag{14}$$

Hasonlóan az RP kritérium átírható:

$$\sup_\omega \mu(M) < 1 \quad \Leftrightarrow \quad \|\mu(M)\|_\infty < 1 \tag{15}$$

A μ-t használva mind az RS, mind az RP egy kevésbé konzervatív módon átfogalmazható. Azonban a (13) kiszámítása egy optimalizációs probléma, mely során számos lokális maximum lehetséges. Ezért a $\mu_\Delta(M)$ direkt módon történő meghatározása lehetetlen. A $\mu_\Delta(M)$ értékére vonatkozó felső és alsó becslést tudunk adni, komplex perturbáció esetén. Definiáljuk a következő módon a

$$\widetilde{D} = (diag\left[D_{1,\ldots,} D_{m_c}, d_1 I_{m_1}, \ldots, I_{m_m}\right] : D_i \in C^{r_i \times r_i}, D_i > 0) \tag{16}$$

A felső korlátra vonatkozó definíció megfogalmazható konvex optimalizációs feladatként, tehát a globális minimum megtalálható. Konstans M mátrixok esetében a felső korlát megadható:

$$\mu_\Delta(M) \ \leq \ \inf_{D \in \widetilde{D}} \overline{\sigma}(D^{-1}MD) \tag{17}$$

A μ szintézis célja, hogy minimalizálja a $\mu_\Delta(.)$ értékét a zárt szabályozási körben, egy megfelelően választott K szabályzóval. A probléma átfogalmazható a felső korlát felhasználásával:

$$\min_K \sup_\omega \inf_{D \in \widetilde{D}} \overline{\sigma}(D^{-1}(\omega) F_l(P, K) D(\omega)) \tag{18}$$

A (18) közvetlen megoldása nem ismert, ezért a következő iterációs lépéseket alkalmazva közelíthetjük meg a megoldást. Rögzített K szabályozó esetében a D kiszámítása pusztán egy konvex optimalizációs probléma, megoldásmenete ismeretes. Kiszámítva ezen D skálázó mátrixokat, képezhetjük a $D(s)M(s)D(s)^{-1}$ átviteli függvényt, melyhez K(s) szabályozót keresünk úgy, hogy a $F_l(D(s)M(s)D(s)^{-1}, K)$ standard H_∞ problémára visszavezethető. Ezt az eljárást ismételve kapjuk az ún. D-K iterációt [1, 5].

ROBUSZTUS SZABÁLYOZÓ TERVEZÉSI LÉPÉSEINEK BEMUTATÁSA

Ebben a fejezetben számpéldán keresztül nyomon követjük egy robusztus kétszabadságfokú szabályozó tervezési lépéseit. Példánkban egy F–16-os repülőgép hosszirányú dinamikájára tervezünk H_∞/μ technikával szabályozót.

Célkitűzésünk egy olyan lineáris, robusztus, többváltozós szabályozó létrehozása, mely megfelelő bólintási szögsebességkövetést biztosít. Az F–16-os repülőgép dinamikáját leíró mozgás-egyenletrendszer vízszintes repülési helyzetre tengerszinten (0,45 M) linearizált állandó együtthatós közönséges differenciálegyenletrendszer. A (19)-es egyenletrendszer egy négyállapotú, csak hosszirányú mozgást magába foglaló leírása a repülőgép mozgásának [11]. A repülőgép mozgását leíró mozgás-egyenletrendszer állapottér reprezentált alakban a következő:

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_T \\ \dot{\alpha} \\ \dot{\theta} \\ \dot{q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0.0193 & 8.8157 & -32.1700 & -0.5749 \\ -0.0002 & -1.0189 & 0 & 0.0506 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0.0000 & 0.8222 & 0 & -1.0774 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_T \\ \alpha \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0.1737 \\ -0.0021 \\ 0 \\ -0.1755 \end{bmatrix} [\delta_E]$$

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ q \\ a_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 57.2957 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 57.2957 \\ 0.0039 & 15.8800 & 0 & 1.4810 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_T \\ \alpha \\ \theta \\ q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0.0333 \end{bmatrix} [\delta_E] \tag{19}$$

ahol: V_T [ft/s] — a légi jármű sebessége;
α [rad] — az állásszög (állapot);
θ [rad] — a bólintó szög;
q [rad/s] — a bólintó szögsebesség (állapot);
δ_E [deg] — a magassági kormánylap kitérítési szöge;
α [deg] — állásszög (kimenet);
q [deg/s] — bólintó szögsebesség (kimenet);
a_n [g] — normál gyorsulás.

A magassági kormány dinamikáját leíró átviteli függvény egy egytárolós tag:

$$G_{elevator} = \frac{25}{s+25} \tag{20}$$

A szenzormodellek a szenzorok dinamikáját írják le. Az α és q átviteli tényezője egységnyi, a gyorsulásérzékelő átviteli függvénye pedig kéttárolós taggal modellezhető:

$$\begin{aligned} S_\alpha &= 1 \\ S_q &= 1 \\ S_{a_n} &= \frac{39.27^2}{s^2 + 2.0,7.39.27s + 39.27^2} \end{aligned} \tag{21}$$

A bemeneti multiplikatív bizonytalansági súlyfüggvény:

$$W_r = 2\frac{s+2}{s+20} \tag{22}$$

Feltételeztük, hogy 2 rad/s alatt a bizonytalanság kicsi, azaz a névleges modell (19) jól közelíti a valóságot, és a hiba csak 20% lehet. 2 rad/s felett a hiba százalékos aránya nő, egészen 20 rad/s-ig. A hosszirányú mozgást leíró modell (2-10) rad/s-ig megfelelő pontosságú, de a W_r súlyfüggvény felvételével 2 rad/s alatt is figyelembe vehető a bizonytalanság.

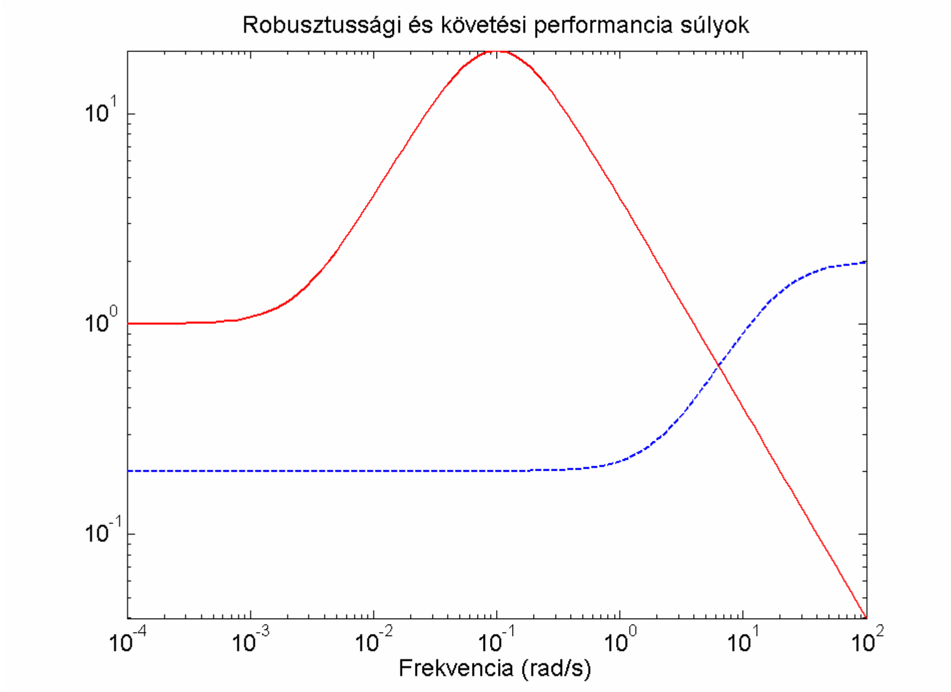
A pilótabólintás szögsebesség referenciajelet ad. W_{cmd} egységnyi jelet kap, és a súlyfüggvény a pilóta parancsjelének megfelelő amplitúdójú, frekvenciájú jelet ad. Így a pilóta parancsjelét is figyelembe véve a tervezés során egy egytárolós taggal modellezhetjük:

$$W_{cmd} = 0.001\frac{s+100}{s+0.1} \tag{23}$$

W_e súlyfüggvény azt a követési hibát súlyozza, amely az idealizált és a tényleges átvitelek között adódnak.

$$W_e = 4\frac{s+2,5.10^{-3}}{(s+0.1)(s+0.1)} \tag{24}$$

A súlyt úgy választottuk meg, hogy a rövid periódusú dinamikai részt hangsúlyozzuk ki. Ezért van a W_e súlyfüggvénynek közepes frekvenciatartományban csúcsa (itt található a rövid periódust meghatározó két pólus). A 3. ábra a robusztussági és a követési performanciasúlyokat mutatja.



3. ábra. Súlyfüggvények

A pilóta kormányoszlopa és a bólintó szögsebesség közötti ideális átviteli függvényt a T_{yr} adja meg. Az ideális átvitelt előírások tartalmazzák (handling quality). A következő modellt választottuk ki:

$$T_{yr} = \frac{2{,}5}{(s + 2{,}5)} \tag{25}$$

A W_{dist} légköri zavarásmodellt a MIL–F–8785–C előírás szerint dolgoztuk ki, 0,45 M értékre a Dryden-formula szerint. A zavarás átviteli függvénye a következő [17]:

$$W_{dist} = \frac{0{,}975s + 0{,}25}{s^2 + 0{,}88s + 0{,}19} \tag{26}$$

A W_u a nagy beavatkozó jeleket bünteti. A rendszer bemenetén nem jelenhet meg akármekkora beavatkozó jel, mert a beavatkozó szerveknek fizikai működési tartományuk van. Esetünkben a magassági kormánylap kitérítése ±25 fok lehet.

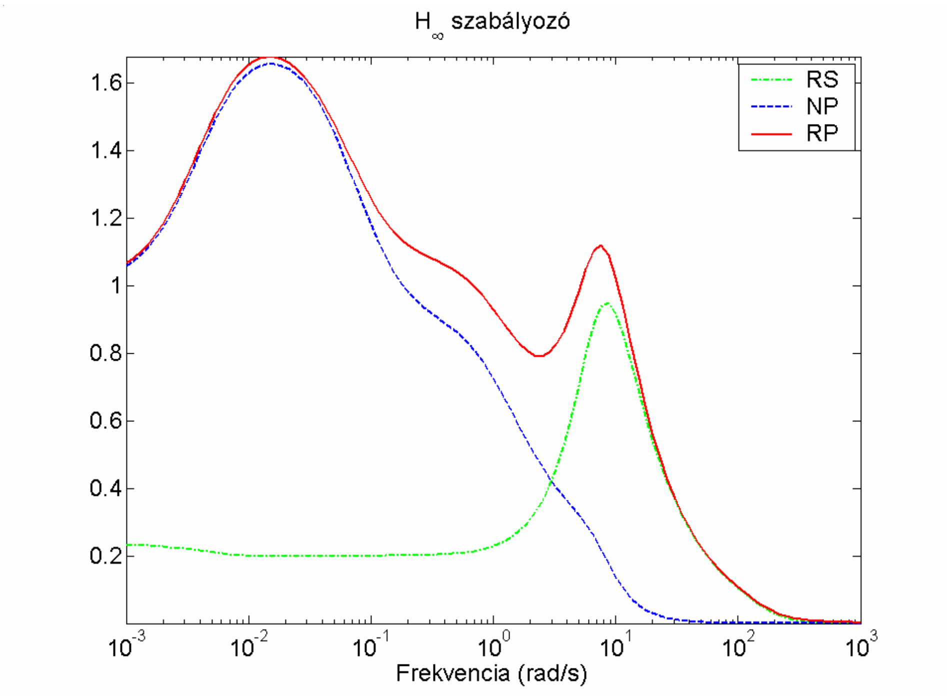
$$W_u = \frac{1}{25} \tag{27}$$

A W_n a szenzorzaj frekvenciatartománybeli viselkedését határozza meg. Az alábbi súlyok laboratóriumi mérési eredményekből illetve gyártói adatokból származtathatók:

$$
\begin{aligned}
W_n^{\alpha} &= \frac{1}{10} \\
W_n^{q} &= \frac{1}{10} \\
W_n^{a_n} &= \frac{1}{100}
\end{aligned}
\tag{28}
$$

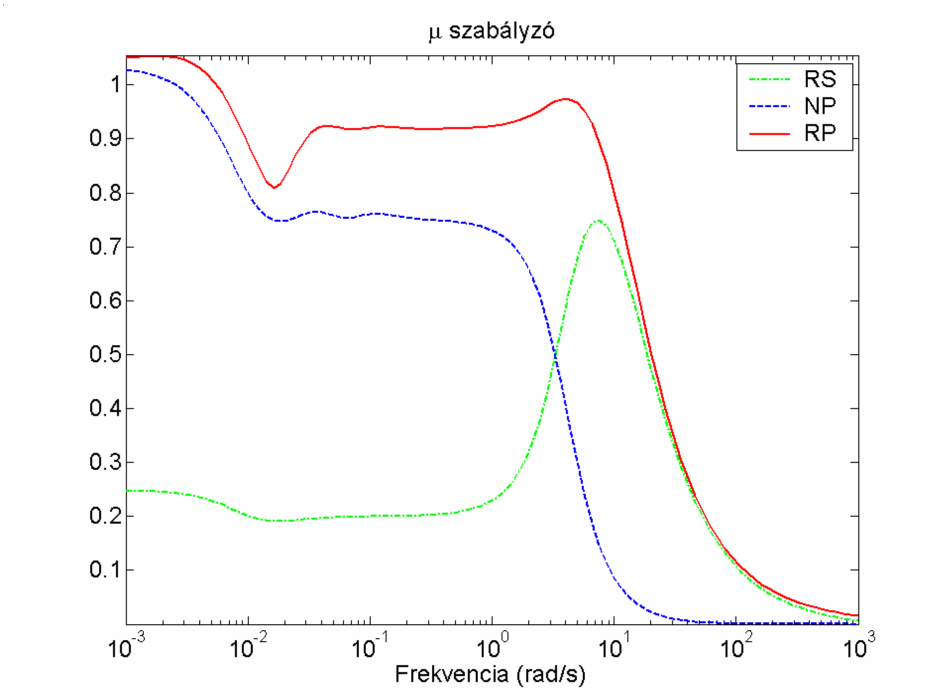
Az α és q csatornákat egyaránt 0,1 fok és 0,1 fok/s zaj terheli. A gyorsulás szenzort 0,01 g zaj terheli.

Felhasználva a robusztussági, valamint egyéb névleges minőségi súlyokat az optimális H_∞ szabályozó megtervezhető standard γ iterációval. Az így elért γ érték 1,709. Kiértékelve külön az M_{11} és M_{22} átviteli függvényeket (az RS és a NP), megfigyelhető, hogy a zárt rendszer teljesíti a robusztus stabilitás feltételét, de nem elégíti ki a névleges minőség követelményeit (4. ábra). Így nem teljesül az RP feltétele sem.



4. ábra. RS, NP és RP (H_∞ szabályzó)

A következőkben D-K iterációt alkalmazunk. Az iteráció első 4 lépésének összefoglaló adatai az 1. táblázatban találhatók. Ugyanakkor a 4. lépés utáni RS, NP és RP frekvenciaválaszokat az 5. ábra mutatja be. A μ értéke 1 alá került, mely biztosítja az előbb felsorolt három tulajdonság teljesülését. Az általunk elfogadott szabályozó állapotterének dimenziója 21. E dimenzió nagyságát elfogadtuk, de mértékét modellredukció segítségével csökkenteni lehet [18].

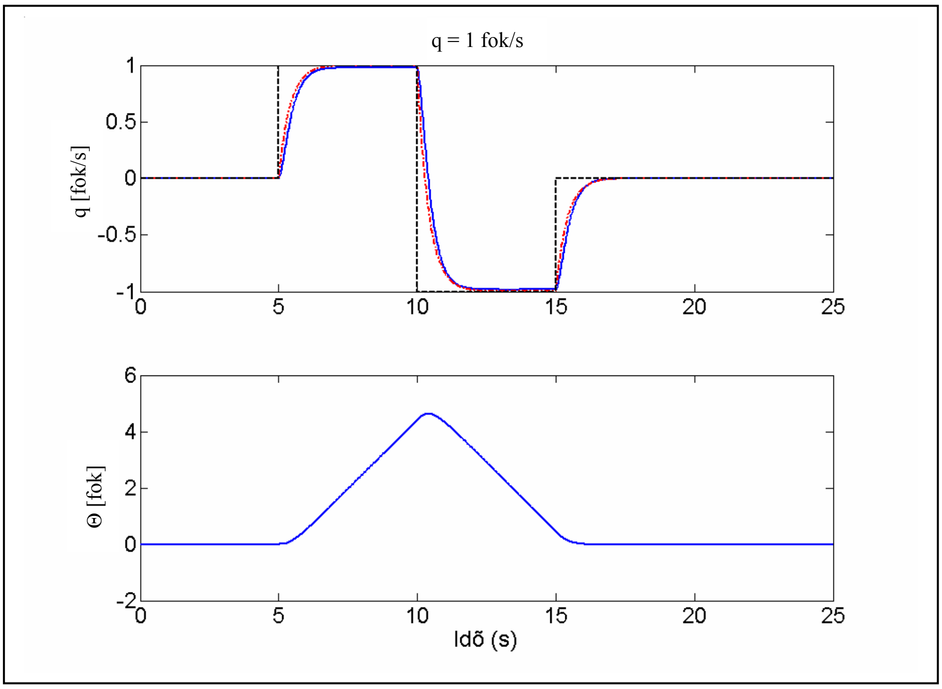


5. ábra. RS, NP és RP (μ szabályzó)

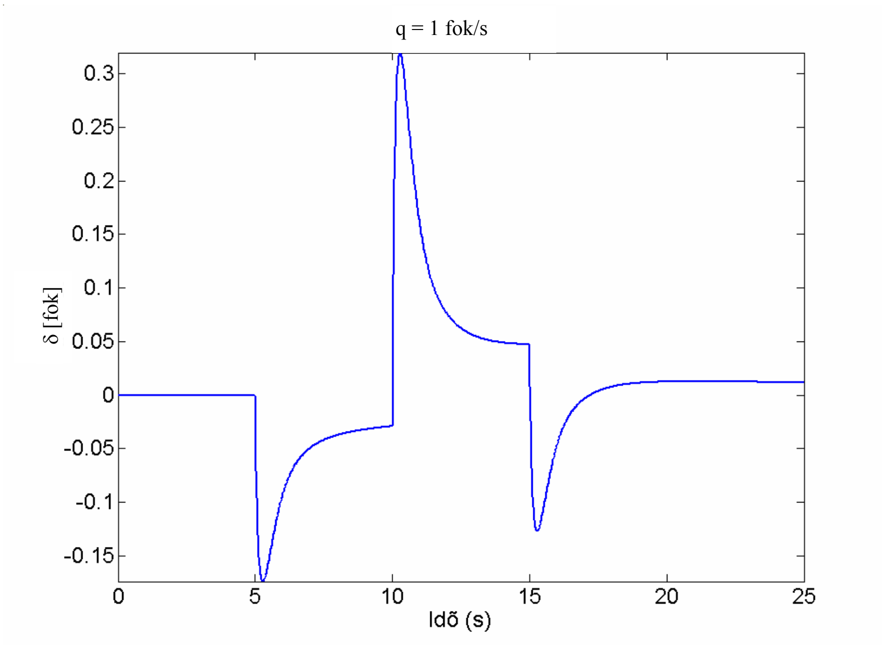
D-K iteráció 1. táblázat

Iteráció	#1	#2	#3	#4
Szabályozó nagyságrendje	13	17	19	21
D-skálázó mátrix nagyságrendje	0	4	6	8
γ értéke	2,344	1,963	1,380	1,063
μ értéke	1,419	1,918	1,362	0,974

A zárt szabályozási kör időtartománybeli analízisét a 6. ábra mutatja. A pilóta által adott parancsjel 1 fok/s az 5–10 s tartó intervallumban, majd 10–15 s –1 fok/s. Látható a jelkövetés, és a szabályozáshoz szükséges kormánylap kitérítés (7. ábra). Megfigyelhető, hogy a kitérítéshez szükséges szögtartomány a megengedett tartományon belül található.



6. ábra. Bólintó szögsebesség jelkövetés



7. ábra. Beavatkozó jel

ÖSSZEFOGLALÁS

A cikkben részletes képet alkottunk a H_∞/μ szabályozó tervezési lépéseinek repülőgépdinamika szabályozása kapcsán felmerülő kérdéseiről, annak megvalósításáról. Egy F–16-os repülőgép linearizált dinamikája kapcsán biztosítottuk a robusztussági, névleges minőségi feltételeket. Súlyfüggvények segítségével a priori információkat vettünk figyelembe a tervezés során, melynek végeredményeképpen egy referenciajelkövető zárt szabályozási rendszert kaptunk.

FELHASZNÁLT IRODALOM

[1] BALAS, G. J.–DOYLE J. C.–GLOVER K.–PACKARD A.–SMITH R.: μ Analysis and Synthesis Toolbox. MUSYN Inc. And The Mathworks Inc. 1991.

[2] MCLEAN, D.: Automatic Flight Control Systems. Prentice Hall, London, 1990.

[3] NELSON, R. C.: Flight Stability and Automatic Control. Prentice Hall, London, 1998.

[4] ETKIN, B.–REID L. D.: Dynamics of Flight -Stability and Control. John Wiley & Sons, INC, Toronto, 1996.

[5] ZHOU, K.–DOYLE J. C.–GLOVER K.: Robust and optimal control, Prentice Hall, London.

[6] SZABOLCSI, R.: Robust Controller Synthesis for the Aircraft Pitch Attitude Control System. Repüléstudományi közlemények, Szolnok, XII. évf. 29. szám 2000/1 pp. 79–88.

[7] KULCSÁR, B.: Synthesis and analysis of the aircraft flight control systems. Repüléstudományi közlemények, Szolnok, XII. évf. 29. szám 2000/1 pp. 91–101. (In Hungarian).

[8] DOYLE, J.C.–STEIN G.: Robustness with observers. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-24, 1979. pp. 607–611.

[9] SZABOLCSI, R.–GÁSPÁR P.: Flight Control System Synthesis for the Aeroelastic Jet Fighter Aircraft, Proc. of the 2nd IFAC Symp. on Robust Control Design, ROCOND 97, Budapest, pp. 453-458, 1997.

[10] GÁSPÁR P.–SZÁSZI I.: Robust servo control design using identified models, Proc. of the 3rd IFAC Symposium on Robust Control Design, Prague, Czech Republic, 2000.

[11] STEVENS, B.L.–LEWIS F. L.: Aircraft Control and Simulation. John Wilney and Sons, 1992.

[12] LANTOS, B.: Irányítási rendszerek elmélete és tervezése I. Akadémiai kiadó, Budapest, 2001.

[13] STEIN, G.–ATHANS M.: The LQG/LTR Procedure for Multivariable Feedback Control Design. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-32, 1987. pp. 105–114.

[14] DOYLE, J.C.: Guaranteed margins for LQG regulators. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-23, 1978. pp. 756–757.

[15] DOYLE, J.C.–STEIN G.: Robustness with observers. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-24, 1979. pp. 607–611.

[16] DOYLE, J.C.–STEIN G.: Multivariable Feedback design: Concepts for a classical/modern synthesis. IEEE Transaction on Automatic Control, AC-26, 1981. pp. 4–16.

[17] MILITARY SPECIFICATION FLYING QUALITIES OF PILOTED AIRPLANES. Mil-F-8785C Notice 2, approved for public release. 1996.

[18] ANDERSON, B. D. O.–LIU Y.: Controller reduction: concepts and approaches. IEEE Transaction on Automatic Control, Vol. 34, 1989. pp. 802–812.