

GLOBALISAN MODULÁLT ÖNOSCILLÁTIÓ ERŐSÍTŐ A FEJLESZTETT LINEARITÁS

BRUNO PUTZEYS

¹
Hypex Electronics BV, Groningen, Hollandia
bruno@hypex.nl

Levezetünk egy pontos oszcillációs kritériumot, amely minden bináris önoszcilláló struktúrára alkalmazható, és figyelembe veszi a modulációs indexet. A komparátor bemenetétől a kimenetig tartó átlagolt egyenáram-átvitel pontos kifejezése származtatható, amely lehetővé teszi a modulációs folyamat linearitásának pontos előrejelzését. E meglátások szerint optimalizált 400 W-os erősítő készült, és az eredményeket bemutatjuk.

I BEVEZETÉS

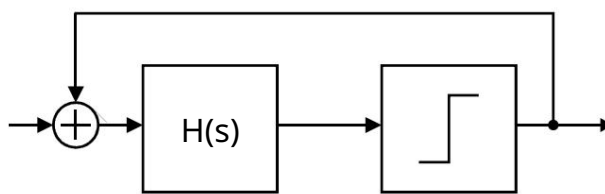
Az önoszcilláló erősítőket általában két kategóriába sorolják: hiszterézis-vezérelt (HC) oszcilláció és fáziseltolás-vezérelt (PSC) oszcilláció. Mégis bőven bebizonyosodott, hogy a két kategória alapvetően nem különbözik egymástól [1]. Csak olyan analitikai módszer alapján osztályozzák őket, amely a legjobban alkalmas viselkedésük előrejelzésére. A PSC erősítők üresjáratú kapcsolási frekvenciájának meghatározására használt klasszikus 360°-os fáziseltolási kritériumról ismert, hogy pontatlan, és nem képes előre jelezni a modulációtól függő kapcsolási frekvenciát. A darabonkénti lineáris időtartomány megközelítés, amelyet a HC erősítők megértésére használnak (például például a [2]-ben) megjósolja a pontos oszcilláció frekvencia a modulációs index függvényében, de pontatlanná válik, amint a hurok pólusa nem egyenáramú, vagy ha a hurok sorrendje >1.

1 DEFINÍCIÓK

F	Ha nincs másképp jelezve, kapcsolási frekvencia, akár aktuális, akár várható.
S	Laplaci operátor: $2\pi f$.
H	Munkaciklus $H(\omega)$
Teljes hurokfunkció	a komparátortól a komparátor bemenetéig, beleértve a késleltetéseket.
V_{mod}	AVDCI hurokfunkció pillanatnyi kimeneti feszültsége, a komparátor bemenetei közötti feszültség átlagos egyenáramú összetevője.
V_0	Referenciafeszültség az invertáló komparátor bemenetén.
V_{SQ}	Négyszög hullám feszültség. A nyílt hurkú modellben külső forrás. A zárt hurkú modellben a komparátor kimenet. idő
T	
HC	hiszterézis vezérelt
PSC	fáziseltolás vezérelt

2 ÖNOSCILLÁCIÓ

Az önoszcilláló erősítő lényegében egy négyszög hullámú oszcillátor, amelyet komparátorként építettek fel, és egy lineáris függvényt körbevesznek.



1. ábra: Általános önoszcilláló áramkör

A H tartalmazhatja vagy nem tartalmazza a kimeneti szűrőt. Ha a nullák száma (n_z) megegyezik a pólusok számával (n_p), és ezen nullák közül legalább egy a jobb oldali félsíkban van, az áramkör hiszterézis-vezéreltnek minősül. Ha $n_p - n_z \geq 2$ és mindegyik a bal félsíkban van, az áramkör fáziseltolósos vezérlésűnek minősül. Ennek a modellnek megfelelően a hurokfüggvények egész osztálya feltáratlan és osztályozatlan marad. Ez már arra utal, hogy az önoszcilláló áramkörök felosztása HC-re és PSC-re hamis kettősség, és egyáltalán nem alapvető. Az elemzés szempontjából az összegző csomópont helye lényegtelen.

3 KLASZIKUS FÁZISELTOLÁSI KRITÉRIUM

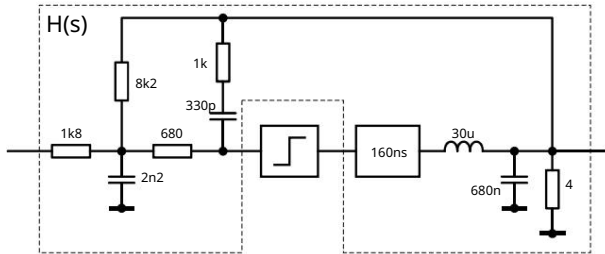
A PSC erősítőkről általában azt mondják, hogy oszcillálnak a frekvencia, ahol a hurok teljes fázisa 360°.

$$\arg(H(2\pi f)) = 0 \quad (1)$$

Mindenütt jelenléte ellenére ez az elemzés téves. Ez a szinuszos oszcillátorokra vonatkozó barkhausen-i kritérium fele. A másik fele azt állítja, hogy a hurokerősítés mértéke egységnyi az oszcillációs frekvencián. Osztály

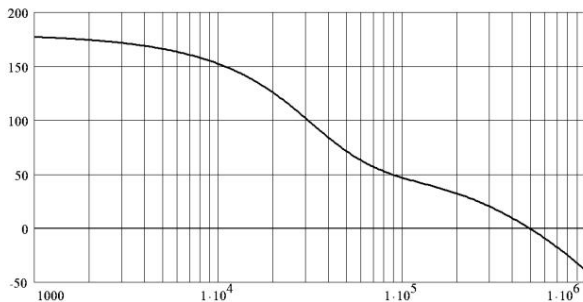
A D erősítő négyszóghullámú oszcillátor, és a bináris kvantáló erősítése nem definiált.

Ennek ellenére az (1) egyenlet néhány százalékon belül megjósolja az üresjáratú oszcillációs frekvenciát, ha H legalább két pólusa nagyobb, mint nullái.



2. ábra: PSC áramkör példa

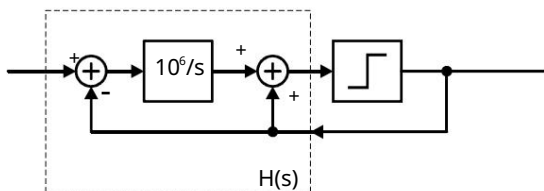
A 2. ábra egy általánosan használt, globálisan modulált önoszcilláló áramkört mutat be. A $H(s)$ tartalmazza a komparátor és a teljesítményfokozat, a terhelte kimeneti szűrő és a vezérlőhálózat terjedési késleltetését (a bemenet alacsony impedanciával van lezárva). A fáziseltolódásnak megfelelően kritérium szerint ennek az áramkörnek 494 kHz-en kell rezegnie.



3. ábra: A 2. ábra fázisdiagramja

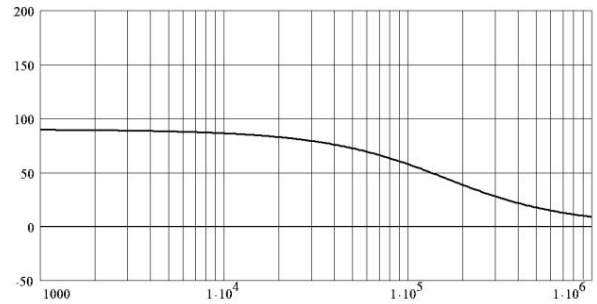
Mint később látni fogjuk, a tényleges alapjáratú kapcsolási frekvencia 466 kHz. Alapjáraton az eltérés enyhe, de a fáziskritérium nem jelzi előre, hogy mi történik f -vel, ha az erősítőt modulálják.

Az eltérés szélsőségesé válik, ha a fáziseltolási kritériumot egy HC-erősítő rezgési frekvenciájának előrejelzésére használjuk.



4. ábra: Példa HC erősítőre A 4. ábra

erősítőjének $H(s)=1-10^6/s$, és egyértelműen oszcillálnia kell 250 kHz-en. Mégis, ezen a frekvencián a fáziseltolódás $32,5^\circ$. Valójában nincs megoldás a fáziseltolódási kritériumra:



5. ábra: A 4. ábra fázisdiagramja

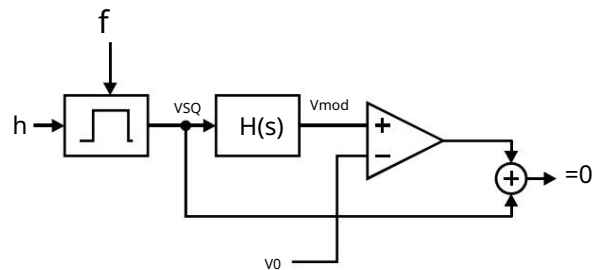
A fáziseltolódás aszimptotikusan megközelíti a 0-t, de soha nem éri el teljesen. A klasszikus kritérium szerint ez az áramkör végtelenül magas frekvencián rezeg.

4 PONTOS OSZCILLÁCIÓS KRITÉRIUM

Egy pontos rezgés-kritériumnak négyszóghullám-kimenetet kell feltételeznie, és figyelembe kell vennie az oszcillációs frekvencia változását a munkaciklus függvényében.

4.1 Nyílt hurkú modell Egy

önoszcilláló erősítőben az f frekvencia és a h munkaciklus függ. A munkaciklus és a frekvencia adott kombinációja oszcillációs feltétel, ha létezik olyan V_0 feszültség, amely az említett frekvenciájú és munkaciklusú négyszóghullám által hajtott hurokfüggvény kimenetével összehasonlítva egy másik azonos négyszóghullámot hoz létre:

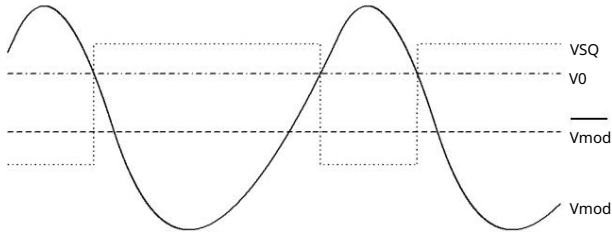


6. ábra: Fogalmi nyílt hurkú oszcillációs feltétel vizsgálata

E modell szerint, ha egy adott h -hoz f -et találunk, az f és h változtatását jelenti mindaddig, amíg a komparátor kimenete megegyezik a négyzethullám-forrás kimenetével. A V_0 változtatása azonban szükségtelen bonyolultság. Egyrészt a V_0 a nyílt hurkú modell műterméke. A valóságban a hurok egyszerűen egy adott munkaciklusra áll be, válaszul a hurokban valahol alkalmazott bemeneti feszültségre, míg itt fordítva: beállítjuk a munkaciklust és kidolgozzuk az ehhez tartozó működési feltételeket. Azt is mondhatjuk, hogy az oszcilláció feltétele teljesül, ha a V_{mod} pillanatnyi értéke a felutó élen megegyezik a V_{mod} pillanatnyi értékével a lefutó élen. Ez a feszültség V_0 lesz.

Putzeys

Globálisan modulált önoszcilláló erősítő továbbfejlesztett linearitással



7. ábra: A 6. ábra jelei H(s)-vel a 2. ábrán szereplő jelek teljesített oszcillációs feltétel mellett (h=0,3).

4.2. Elemzés Az

oszcillációs feltétel teljesülésének megállapítása magában foglalja a Vmod pillanatnyi értékének kiszámítását a felutó és lefutó éleknél, és ezek kivonását. Az f frekvenciájú négyzethullám és a h munkaciklus a következőképpen írható fel:

$$V(t) = \text{Re} \left[21h \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} e^{j2\pi n t} \right] \quad (2)$$

Ennek a függvénynek a valódi része egy négyzöghullám, amely -1 és 1 között vált, az első felutó él t=0, az első lefutó él pedig t=h/f. A komparátor bemeneti feszültségét úgy kapjuk meg, hogy minden frekvenciátagot megszorozunk a hurokfüggvénnyel azonos frekvencián:

$$H(j2\pi n) \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} e^{j2\pi n t} \right) = 0 \quad (3)$$

$$\left(\frac{1}{2n} \right) \left(1 - e^{j2\pi n h} \right) = 0$$

Az oszcilláció feltétele akkor teljesül, ha:

$$V_{mod}(j2\pi n) = 0 \quad \frac{h}{f} \quad (4)$$

azaz

$$V_{mod}(j2\pi n) = 0 \quad \frac{h}{f} = 0 \quad (5)$$

Ha behelyettesítjük (3)-at az (5)-be, töröljük az egyenáramú kifejezéseket és a konstans tényezőket, a következőt kapjuk:

$$\left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} e^{j2\pi n h} \right) \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \right) = 0 \quad (6)$$

Amit a későbbiekben világossá váló gyakorlati okokból átírhatunk így:

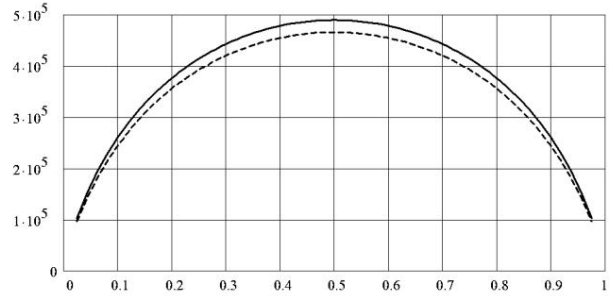
$$\arg \left(\frac{1}{2n} \right) \left(1 - e^{j2\pi n h} \right) + \arg H(j2\pi n) = 0 \quad (7)$$

A (6) vagy (7) kritérium pontosan megjósolja minden olyan hurok kapcsolási frekvenciáját, ahol H legalább eggyel több pólussal rendelkezik, mint nullák, vagy van némi késleltetése

benne. Meghibásodik, ha H-nak nincs késleltetése, és amikor a nullák száma megegyezik a pólusok számával, amikor a Vmod mintát próbálja venni a folytonossági zavar kellok közepén. Annak érdekében, hogy a H kimenetére közvetlenül a VSQ élei előtt válaszoljunk, a következő határforma használható:

$$t = 0 \quad \sum_{n=1}^{\infty} \frac{e^{-2\pi n h}}{n} \left(\sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \right) \quad (8)$$

Ez a pontos rezgéskritérium az önoszcilláló D osztályú erősítőknél. Sajnos, mint a klasszikus kritérium, ez az egyenlet csak numerikusan oldható meg.



8. ábra: A 2. ábra kapcsolási frekvenciája a munkaciklus függvényében 4Ω (szaggatott) és 3Ω (folytonos) terhelés mellett.

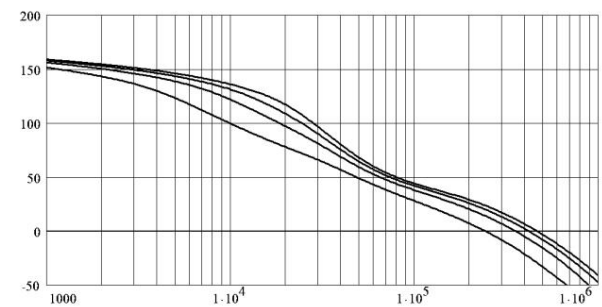
4.3. Kapcsolat a klasszikus kritériummal A h=0,5

(tétlen) behelyettesítése a (8)-ban és az összegzés csonkolása az első tag után a pontos kritériumot a klasszikus kritériumra redukálja. A pontos kritérium a klasszikus kritérium egy változatának mondható, minden harmonikus hozzáadásával.

4.4 Pontos kritérium hurokfázisként

Tekintettel erre, tanulságos lehet a kritérium ugyanúgy, ahogy a fázisdiagram készül.

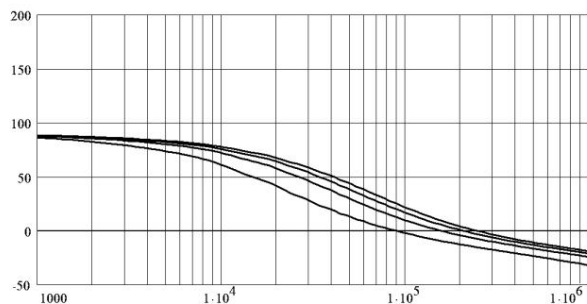
A 2. ábra áramkörének „négyzethullám fázisdiagramja” a következő:



9. ábra: A 2. ábra fázisdiagramja a pontos kritérium szerint h=0,5, 0,3, 0,2 és 0,1 esetén

Az üresjáratú kapcsolási frekvencia most már helyesen 466 kHz-re van jólsolva, és a többi munkaciklus kapcsolási frekvenciája is.

Hasonlóképpen megfelelő működési feltételeket kapunk a hiszterézisvezérelt áramkör számára:



10. ábra: A 4. ábra fázisdiagramja a pontos kritérium szerint $h=0,5, 0,3, 0,2$ és $0,1$ esetén

Az üresjáratú diagram szépen átlépi a nullát 250 kHz-en, ami megfelel a pontos kapcsolási frekvenciának is időtartomány elemzéssel találták meg.

5 DC TRANSFER ANALYSIS

Miután megkaptuk a munkaciklus és az oszcillációs frekvencia kapcsolatának jellemzésére szolgáló eszközöket, folytathatjuk a komparátor kis jelerősítésének kiszámítását.

5.1 Egyenáramú modulátor bemeneti

feszültsége A 7. ábrára hivatkozva megjegyezzük, hogy a V_0 és a V_{mod} között eltolás van. Ez az eltolás a modulátor effektív DC bemenete.

$$V_{DCI} = V_0 - V_{mod} \quad (9)$$

(3):

$$V_{mod} = (2 - h - 1) H(0) \quad (10)$$

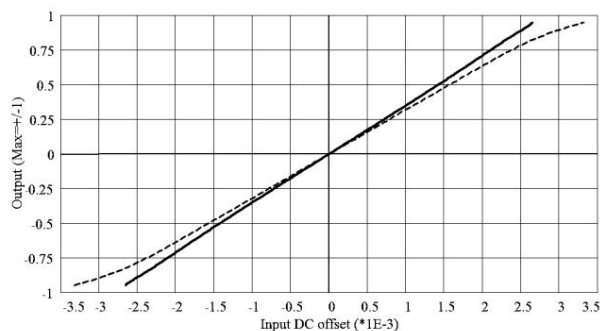
V_0 a modulátor bemenete a kapcsolási pillanatban, pl. $t=0$.

$$V_0 = V_{mod}(0) \quad (11)$$

A (3), (9) és (11) bekezdésből:

$$V_{DCI} = \frac{2inh}{\pi} \quad (12)$$

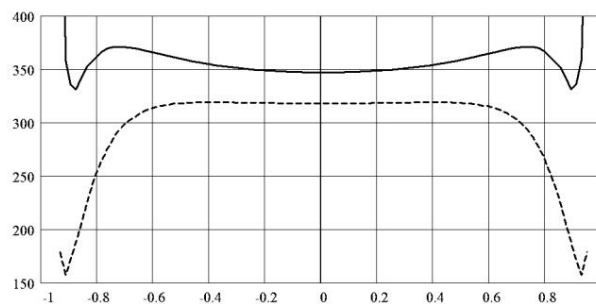
A (8) egyenlettel együtt (12) megadja nekünk mindazt, amire szükségünk van a DC átvitel kiszámításához a modulátor kimenetéről (feladat ciklus) a bevitelhez. Ha ezt a 2. ábrán látható áramkörre két különböző terhelés mellett végezzük, akkor az önoszcilláló áramkörök terheléstől függő linearitását szemléltetjük részleges vagy teljes szűrő utáni visszacsatolással.



11. ábra: A 2. ábra szerinti áramkör DC átvitele 4Ω -mal (szaggatott) és 3Ω (szilárd) terhelés.

5.2 Modulátor erősítés

Az egyenáramú átviteli görbe deriváltja a modulátor DC erősítése.

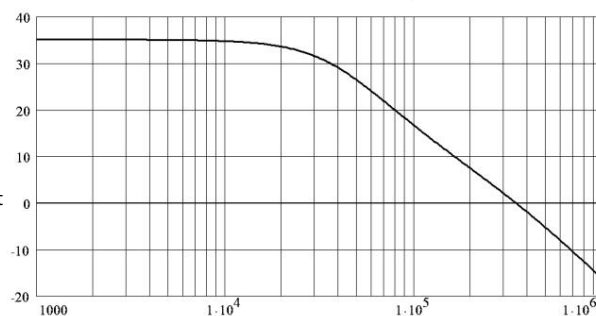


12. ábra: A 2. ábra kis jelerősítése a kimenet függvényében 4Ω (szaggatott) és 3Ω (folytonos) terhelés mellett.

5.3 Hurokerősítés

A hurokerősítés $H(s)$ szorozva a fent talált modulátor erősítéssel. A korábbi kutatásokban [3] használt meredekség alapú becslés téves, mert azt feltételezi, hogy a reziduum független hordozó. A valóságban a reziduum magára a modulációra reagálva változik.

Egy tipikus PSC áramkör tényleges hurokerősítése körülbelül 2 dB-lel nagyobb, mint a meredekség alapú becslés.



13. ábra: A 2. ábra áramkörének hurokerősítése.

Megjegyzendő, hogy bár ez a diagram meglehetősen helyes alacsony frekvenciákon, a hurokfüggvény álneve egyelőre

figyelmén kívül hagyják, és további elemzésnek vetik alá. Lásd [5] a $h=0,5$ eset elemzéséhez.

6 KÍSÉLET TS

Az előző elemzés azt mutatta, hogy a modulátor linearitása teljes mértékben megjósolható pusztán a hurokviteli függvény alapján. Az első erősítő prototípust úgy készítették el, hogy nem fordítottak különösebb figyelmet a modulátor linearitására. Később egy második prototípust is megépítettek e tanulmány meglátásai szerint.

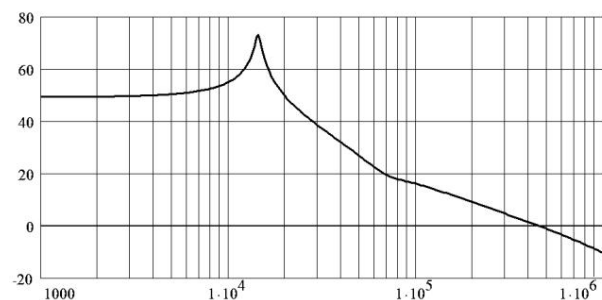
6.1 Tervezési követelmények A fő

követelmény egy kis jelszélesség $>$ volt

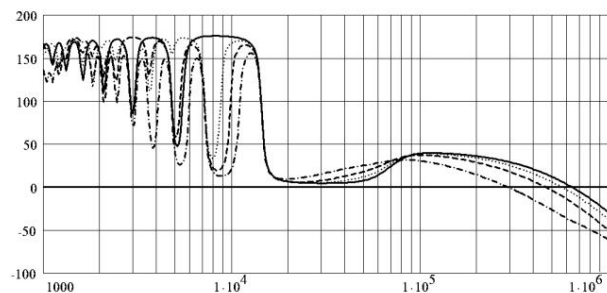
100 kHz és alacsony torzítás a hangtartományban. Az elfordulás korlátozásának elkerülése érdekében a teljesítmény sávszélességét körülbelül 70 kHz-re, az üresjáratú kapcsolási frekvenciát pedig 650 kHz-re állítottuk.

6.2 Első prototípus A

hurokfüggvény a terjedési késleltetésből, a kimeneti szűrőből, egy aktív komplex póluspárból, egy passzív valós pólusból, egy komplex nullapárból és egy valós nullából áll.



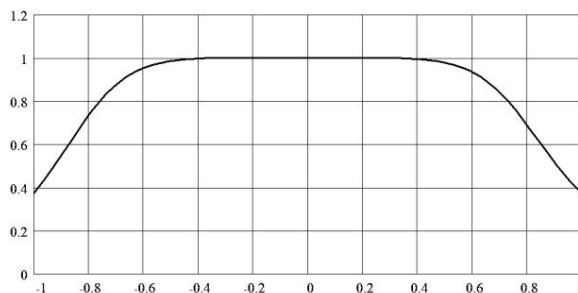
14. ábra: Az első prototípus erősítő hurokerősítése.



15. ábra: A 14. ábrának megfelelő négyzethullámú fázisdiagram $h=0,5, 0,3, 0,2$ és $0,1$ esetén

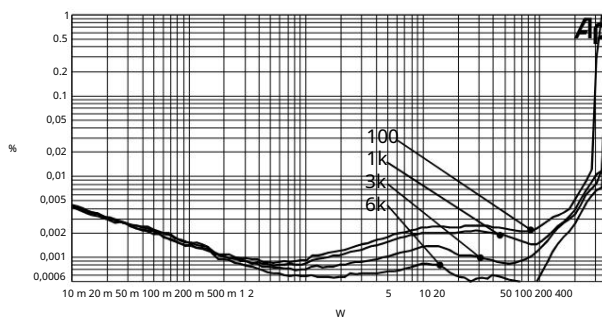
Mivel az oszcillációs kritérium magában foglalja a kapcsolási frekvencia harmonikusait, az aktív pólus éles fázislépését szubharmonikus frekvenciákon visszhangozzuk. Egyes rendszereknek valóban vannak megoldásai a magas Q pólusok szubharmonikusaira. A gyakorlatban ez nem jelenti azt, hogy a rendszer stabilan rezeghet ilyen frekvenciákon. Ugyanaz a magas Q pólus rezonálna és extra átmenetekre kényszerítene, ezt a lehetőséget figyelmen kívül hagyja a (4) képlet. Az

rendszer magának a pólusnak megfelelő megoldásnál rendeződik.



16. ábra: Az első erősítő prototípus erősítésének diagramja a VDCI -hez viszonyítva (mindkettő normalizált)

Ahogy a hurokerősítés megjósolja, a torzítás alacsony teljesítményszinten meglehetősen jó. Ahogy az erősítési diagram megjósolja, modulátor A torzítás a maximális teljesítmény körülbelül egynegyedétől kezdődően válik jelentőssé.

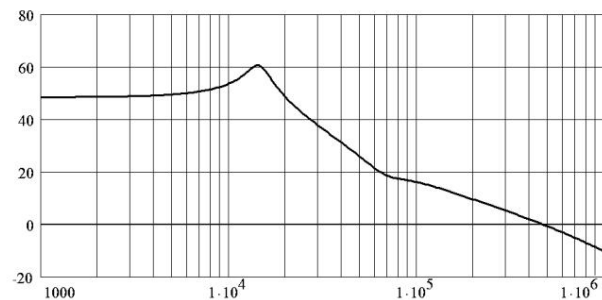


17. ábra: Az első erősítő prototípus THD+N értéke.

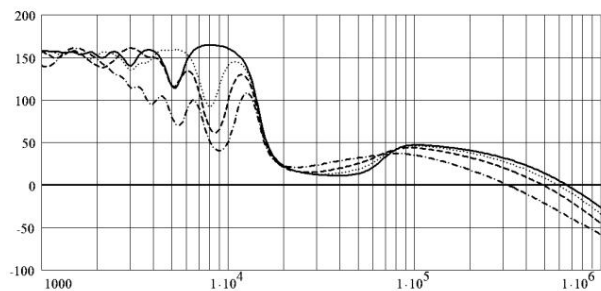
Vegye figyelembe, hogy a parcellák nincsenek rosszul címkézve. A torzítás a magasabb frekvenciákon valóban alacsonyabb, mint az alacsony frekvenciákon, a hurokerősítés 15 kHz körüli túska miatt.

6.3 Második prototípus Az

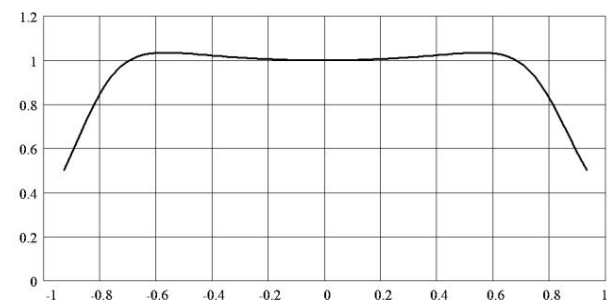
első prototípushoz képest egy másik valódi pólus került hozzáadásra, és a terjedési késleltetést csökkentették ennek kompenzálására.



18. ábra: A második prototípus erősítő hurokerősítése

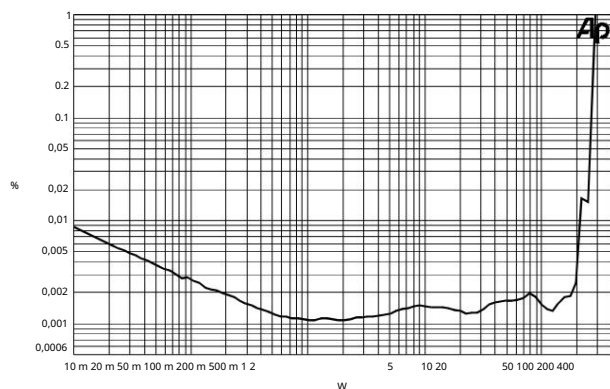


19. ábra: A második prototípus erősítő hurokfázisa



20. ábra: Erősítés vs. bemenet a második erősítő prototípusánál

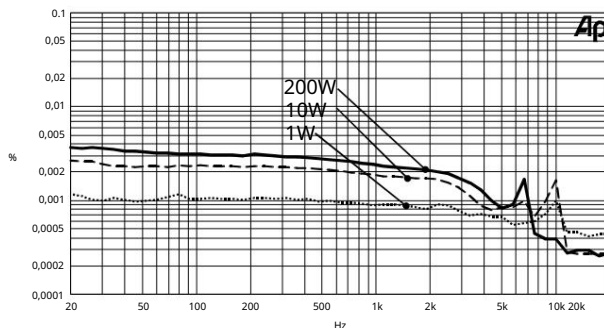
Ennek az áramkörnek jóval fele teljesítményt kell elérnie, mielőtt a torzítás észrevehetően megnő, amint azt a THD diagram igazolja. Minden THD-diagramot 20 kHz-es mérési sávzélességgel mérnek.



21. ábra: A második prototípus THD diagramja (1 kHz)

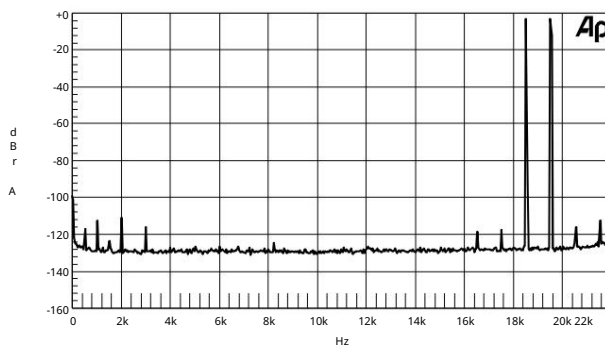
Ennek az erősítőnek a THD-frekvencia diagramja meglehetősen tanulságos. Bár ennek a tanulmánynak nem ez volt a célja, ez a mérés azt jelzi, hogy a modulátor egyenáramú nemlinearitása az egyetlen jelentős tényező a torzításban. A torzítási profil tükrözi a hurokerősítést.

A torzításban nincs látható növekedés a frekvencia növekedésével.



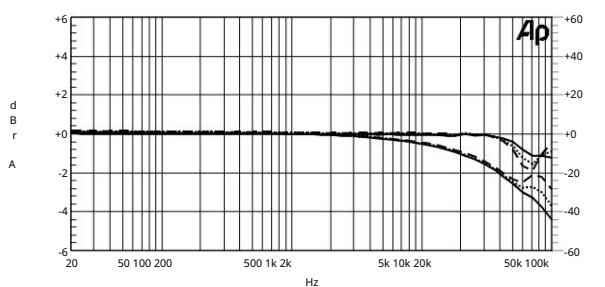
22. ábra: THD vs. frekvencia

Ugyanezt a megfigyelést támasztja alá a HF IMD mérés is.

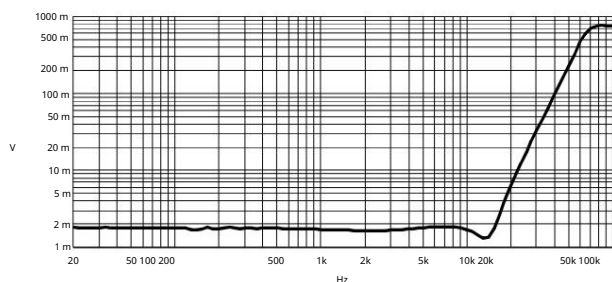


23. ábra: HF IMD teszt 50W/4ohm-on

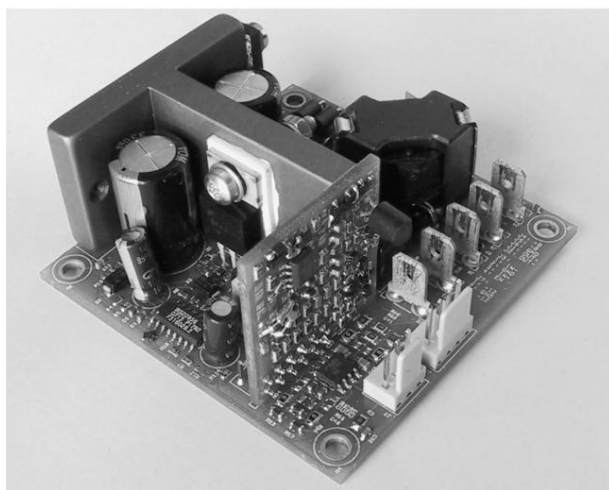
A teljesség kedvéért az alábbiakban egy frekvencia átviteli és kimeneti impedancia grafikont mutatunk be.



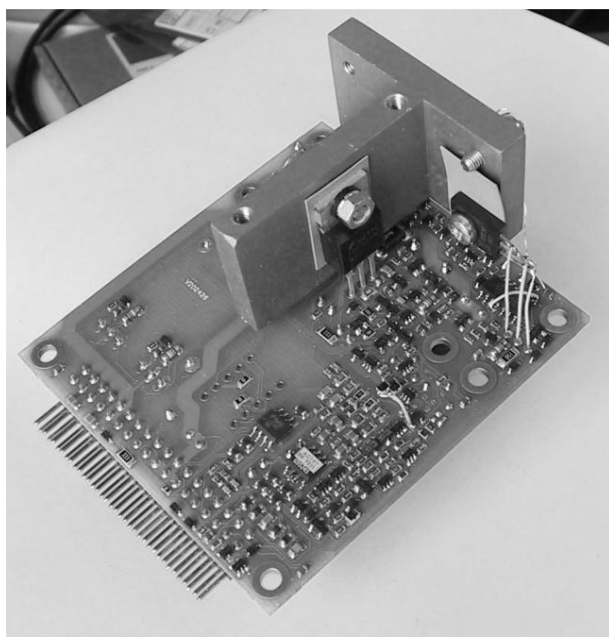
24. ábra: Frekvencia- és fázisválasz 4Ω-ra, 8Ω-ra és nyitott áramkör



25. ábra: Kimeneti impedancia



26. ábra: Első prototípus



27. ábra: Második prototípus

7 IRÁNYZAT A JÖVŐBELI MUNKÁHOZ

A gyakorlati eredmények, különösen a magasabb bemeneti frekvenciákon, azt sugallják, hogy a statikus nemlineáris feszültségtől eltérő modulációs torzító mechanizmusok. A PWM folyamat átvitele nem járul hozzá jelentősen, ellentétben a fixfrekvenciás modulációval [4]. További munkára van szükség annak megértéséhez, hogy ez milyen feltételek mellett igaz. Továbbá, amint korábban említettük, a jelenlegi munka továbbra is a hurokerősítést jelenti $H(s)$ -ként szorozva a modulátor erősítéssel. Ez nem lehet pontos: a modulációs folyamat egy mintavételezési folyamat, amely befolyásolja az effektív hurok függvényt. Ezt is jobban jellemezni kell az önszcilláló hurkok és a duplán mintavételezett PWM egyéb példányai esetében. $H=0,5$ esetén ezt máshol már kifejtették [5].

8 KÖVETKEZTETÉS S

Egy hatékony, univerzálisan alkalmazható matematikai módszer dolgoztak ki egy önszcilláló D osztályú erősítő állandósult üzemi feltételeinek előrejelzésére. Gyakorlati szempontból ez kitölti az egyszerű linearizált modellek és a tényleges közötti űrt hardver teljesítmény.

9 IP ÉRTESÍTÉS

Az ehhez a tanulmányhoz készült prototípusok olyan tervezési jellemzőket tartalmaznak, amelyeket az IP-védelem okán a továbbiakban nem tárgyalunk. Ezeket a technikákat használják a terhelési érzékenység csökkentésére, a túlterhelés helyreállításának szabályozására és a működés korlátozására az oszcillációs kritérium egyetlen kívánt megoldására.

REFERENCIA CES

- [1] Lars Risbo, „Continuous-time Pulse Width Modulator Loops diszkrét idejű modellezése”, proc. AES 27. konferencia, 2005. szeptember, Hillerød, Dánia, 108-117.
- [2] Sang-Hwa Jung et al., „D osztályú audio teljesítményerősítő finom hiszterézis vezérléssel”, Electronics lett. 38. kötet, 1302-1303
- [3] Bruno Putzeys, „Egyszerű önszcilláló D osztályú Erősítő teljes kimeneti szűrővezérléssel”, preprint 6453, bemutatva a 118. AES kongresszuson, Barcelona (2005)
- [4] Claus Neesgaard és Lars Risbo, „PWM Erősítő vezérlőhurkok minimummal Aliasing Distortion”, preprint 6693, bemutatva a 120. AES kongresszuson, Párizsban (2006)
- [5] Risbo et al., „Sokoldalú diszkrét idejű megközelítés a kapcsolóüzemű vezérlők modellezéséhez”, PESC2008