

Diagnosztika a karbantartásban



**Magyar Mérnöki Kamara
Kiadványsorozata 31.**

Diagnosztika a karbantartásban

**MMK FAP azonosító:
FAP-2018/019-SZBT**

Budapest, 2018. október

A sorozat szerkesztője:
NAGY GYULA
a Magyar Mérnöki Kamara elnöke

Készült a Magyar Mérnöki Kamara Szilárdásvány-bányászati Tagozatának gondozásában, a 2018. évi Feladat Alapú Pályázatok pénzügyi keretéből.

A kiadvány a Magyar Mérnöki Kamara tulajdona. Másolása, teljes terjedelmében való közzététele csak a Kamara engedélyével lehetséges. Minden jog fenntartva.

Szerző:
Ladányi Gábor Dr.

Lektorálta:
Ladányi Gergő

Kiadó:
Magyar Mérnöki Kamara
1094 Budapest, Angyal u. 1-3.
info@mmk.hu, www.mmk.hu

TARTALOMJEGYZÉK

Előszó.....	7
1. A KARBANTARTÁSI RENDSZEREKRŐL.....	9
1.1. A gép használata a tönkremenetelig.....	9
1.2. Tervszerű, megelőző karbantartás (TMK).....	10
1.3. Állapotvizsgálat alapján végzett megelőző fenntartás	11
2. REZGÉSDIAGNOSZTIKA.....	13
3. A REZGÉS	17
4. ÉRZÉKELŐK.....	27
4.1. Az érzékelők felszerelése.....	32
5. SPEKTRUMOK.....	39
5.1. Periodikus jelek.....	39
5.2. Nem periodikus jelek.....	47
5.3. Mintavételezett jelek transzformálása	47
5.4. A véges rekordhossz hatása, a súlyozó ablak.....	49
5.5. CPB spektrumok.....	53
5.6. Diagnosztizálás spektrumokkal	58
5.7. Trend analízis	59
6. JELLEGZETES HIBÁK ÉS DETEKTÁLÁSUK	61
6.1. Kiegyensúlyozatlanság	61
6.2. Tengelykapcsolati hibák.....	64
6.3. Tengely mechanikus fellazulása.....	66
6.4. Hajtóművek diagnosztizálása.....	67
6.5. Kavitáció a folyadékszállító gépekben.....	71
6.6. Szíjhajtás.....	73
6.7. Gördülőcsapágyak	75
6.7.1. Rezgéshatárértékek csapágyakra.....	81
7. A REZGÉSDIAGNOSZTIKA SAJÁTOS ESZKÖZKÉSZLETE.....	83
7.1. Burkológörbe analízis	83
7.2. Order analízis	86
7.3. Szinkronizált mérés, átlagolás az időtartományban	88
7.4. Cepstrum.....	93

7.5.	Fázismérés	100
7.6.	Hibaeloszlási hisztogram, terepi mérések eredményeinek gyors megítélése.....	103
7.7.	Felfutás- és kifutásmérés, vízesés diagram	106
7.8.	Ütésteszt.....	111
8.	Irodalomjegyzék.....	114

Noha a cím *Diagnosztika a karbantartásban*, a jegyzet tárgya nem a karbantartási rendszerek ismertetése, előnyeik, hátrányaik részletes tárgyalása. A jegyzet elején, a teljesség igénye nélkül két oldal erejéig kitérünk erre is, de célunk az ipar számos területén széles körben alkalmazott *állapotfüggő karbantartás* eszközkészletéből főként a rezgésdiagnosztika bemutatása, oly módon, hogy az olvasó elsajátíthassa azokat a felhasználói ismereteket, amelyek segítségével aztán hatékonyan együtt tud működni a gépek rendszeres felügyeletével megbízott diagnosztával és a közös munka eredményeként nőhet a rábízott gépek kihasználtsága.

Tehát az anyag a rezgésdiagnosztikában alkalmazott erőforrásokkal foglalkozik, illetve az általuk nyújtott diagnosztikai lehetőségeket veszi számba. Teszi ezt azért, mert napjainkban a rezgésdiagnosztika az az eszköz, amely az állapotfüggő karbantartásban leginkább használatos a gép állapotára vonatkozó információ megszerzéséhez. Illetve azért is, mert a szerző az elmúlt 20 év során elvégzett mérésekből ebben a témakörben tett szert a legnagyobb gyakorlatra.

A szerzőnek nem volt célja, hogy a jegyzettel villamosmérnöki szintű ismeretanyagot próbáljon átadni. Praktikus, felhasználói ismeretekből próbálta összeállítani az anyagot, azzal a szándékkal, hogy a jobb megértés érdekében egy-egy alkalommal felvillantja az aktuális témakör elméleti hátterét is. Egyébként a jegyzet végén található irodalomjegyzékben felsorolt anyagokban fellelhető az érintett témakörök elméleti háttere.

Az összeállítás alapvetően a Miskolci Egyetem Műszaki Földtudományi Karán tanuló mérnök hallgatóknak készült. Fontos hangsúlyozni ezt a tényt, hiszen az az iparág ahová diplomájuk megszerzése után fiatal mérnökeink kerülnek gyakran sajátos elvárásokat támaszt a benne dolgozó szakemberekkel, de a gépekkel szemben is. Ez a szempont az anyag jó néhány pontján felmerül. Ezeken a helyeken élünk a tömörítés lehetőségével és az előbbieket megjelölésére az „iparágunkban” kifejezést alkalmazzuk. Ezzel együtt a szerző úgy véli és egyben reméli, hogy más műszaki területen tevékenykedők is haszonnal forgathatják és majd forgatják is a jegyzetet.

Írás közben fontos szempont volt, hogy a magyarázatok során megvilágításra kerüljenek azok a jellemzők (paraméterek), amelyekkel a témához kapcsolódó műszeres mérések során találkozunk és értékük a mérést végző személy által megválasztható, sőt szükséges őket megválasztani. Jelentőségük abban áll, hogy helyes kiválasztásuk, beállításuk meghatározó hatással van a mérések megbízhatósága, információtartalma tekintetében. Ezen paraméterek ismertetésénél helyenként elkerülhetetlen volt alapvető méréstechnikai ismeret érintése.

Így a szerző többször küzdött azzal a mérnöki tudományok oktatásakor ma nagyon gyakran előálló feladattal, hogy az átadni kívánt ismeretanyag eléggé részletező legyen, megadva ezzel az esélyt a megértésre, ugyanakkor ne merüljön el a részletekben.

Fontosnak tartjuk kihangsúlyozni azt is, hogy a jegyzet nem a témakörben már járatos olvasók számára készült. Úgy gondoljuk, azok forgathatják haszonnal, akik ismerkednek a szakterülettel, ugyanakkor rendelkeznek azokkal a matematikai alapismeretekkel, amelyek a megértéshez nélkülözhetetlenek. Titkon azt reméljük, akad majd egy-egy olvasó, aki épp ezen anyag végolvasása után kap kedvet a tárgykör részletesebb megismeréséhez. És ha nem is válik majd diagnosztá belőlük később, pályájukon, mint felelős vezetők, a rájuk bízott gépek üzemeltetése során hasznosíthatják a megszerzett ismereteket.

Itt a jegyzet elején hívjuk fel a tisztelt Olvasó figyelmét az anyagban előforduló képletek, összefüggések használatára. A helyes eredmények kiszámításához minden mennyiséget az SI mértékegység rendszerben használatos mértékegységével kell behelyettesíteni. Ebben az esetben az eredmény mennyiséget is SI mértékegységében kapjuk.

Ezen a helyen is szeretném kifejezni köszönetemet szakmai lektoromnak, Ladányi Gergő okl. villamosmérnöknek, aki a fiam. Talán ezért is olvasta végig olyan fokozott odafigyeléssel a kéziratot. Minden hibát lelkiismeretesen javított, ahol szükségét érezte megfogalmazta szakmai kételyeit, tanácsokat adott a módosításokhoz. Tehette, mert az anyag összeállításának időszakában végzett munkájának tárgyköre felölelte a jegyzetben érintett tématerületek legnagyobb részét. Munkája során szerzett szakdudásnak nagy hasznát vettem az anyag összeállítása közben.

Miskolc, 2018. augusztus

Dr. Ladányi Gábor
egyetemi docens
Miskolci Egyetem

1. A KARBANTARTÁSI RENDSZEREKRŐL

Az ipar számos ágazatához hasonlóan a bányászat sem kivétel abból a szempontból, hogy az értéket képviselő termék – ebben az esetben a kitermelt hasznos ásvány – előállításához gépeket alkalmaz. A gépek nélkül elképzelhetetlen a nyersanyagok gazdaságos kitermelése, sőt sok esetben egyáltalán maga a kitermelés is kérdéses. A bányászat azzal a sajátos, de nem egyedi tulajdonsággal rendelkezik, hogy a termelésben, feldolgozásban alkalmazott gépek egymás után, láncba szervezve helyezkednek el. Egy-egy nagyobb ipari létesítmény esetén az ilyen soros láncból több is üzemelhet párhuzamosan. Egy soros géplánc üzembiztonsága sajnos alacsony, a lánc bármely tagjának meghibásodása a teljes géplánc kiesését jelenti, ami egyben a termelés leállítását, és termelés kiesést is von maga után. Több, egymást helyettesíteni képes géplánc esetén elmarad a teljes kiesés, de a termelés csökkenése bekövetkezik.

Tehát az üzemeltetők elemi érdeke, hogy a gépeik élettartamuk lehető legnagyobb részét a termelésben, meghibásodás nélkül üzemelve töltsék ki. Ezen cél eléréséhez természetesen gondos karbantartásra van szükség. A bányászat területén elhelyezkedő szakemberben hamar tudatosodik a felismerés, hogy a gondjára bízott termelő egység bevételeinek maximalizálásához a gépek ún. hadrafoghatósága elengedhetetlen. A cél elérése érdekében a gépek karbantartásának gondos megszervezése szükséges.

A következőkben, gyakorlatilag felsorolás szerűen vegyük sorra a világ iparában kialakult karbantartási rendszereket és azok legfontosabb jellemzőit.

1.1. A gép használata a tönkremenetelig

Az ipar azon területein, ahol a termékek előállításához viszonylag alacsony beszerzési értékű gépeket alkalmaznak, vagy a fontos folyamatokat kiszolgáló gépek duplikátumban állnak rendelkezésre gyakori, hogy ezeket a gépeket addig használják, amíg fel nem lép valamilyen súlyos meghibásodás, amely aztán a gép leállítását, termelésből való kivételét jelenti.

Előnyök:

- Az egyes alkatrészek, elemek az elhasználódás határáig üzemelnek, a végsőig kihasználta. Tehát nincs fölösleges csere.
- Nincs fölösleges javítgatás sem, csak akkor állnak meg, amikor bekövetkezik a javítási kényszer.

Hátrányok:

- A beavatkozás, leállítás nem tervezhető. Tehát a leállítás termelés kiesést okoz.
- A javítás időtartama hosszabb, mint ami egy tervezett leállítás esetében lenne.
- Az időtartam csökkenthető a raktáron tartott cserealkatrészek mennyiségének növelésével.

1.2. Tervszerű, megelőző karbantartás (TMK)

A gép folyamatos üzemben tartását tartja fő feladatának. Ezért a hibák megelőzésére, a váratlan hibák bekövetkezésének elkerülésére helyezi a hangsúlyt. A megelőzés érdekében a vizsgálatokat, javításokat időben ütemezett rendben végzik. A ciklusidő leteltével a gépet leállítják, (kivonják a termelésből) szétszedik és az ütemezési rendben feltüntetett alkatrészeket kicserélik. Akkor is, ha az esetleg még üzemelhetne tovább. A kisserelt alkatrészekon végeznek méréseket is. A javítási ciklusokat hibaelemzés, vagy a domináló alkatrész élettartama alapján állapítják meg úgy, hogy a javítási ciklus valamivel rövidebb legyen, mint a domináló alkatrész élettartama.

Előnyök:

- A nagyobb intervallumokra vonatkozó javítások jól tervezhetők. (Ha a hibaelemzés gondosan lett elvégezve és így a ciklusrend jól lett megállapítva.) A cserealkatrészek az ütemezéshez illesztve rendelhetők. Az ütemezett leállítás miatt nem jelentkezik váratlan termelésekiesés.

Hátrányok:

- Az időtől függő ciklusrend mellett egyszerű a tervezhetőség, de ez nem veszi figyelembe a gép várható terheltségi viszonyait, ami nem biztos, hogy egyforma minden ciklusban. A terheléstől függő ciklushossz, az azonos műszaki állapot melletti javítást célozza.
- A javítási ciklusidő rövidítésével – ha szükséges – növekszik a javítást végző személyzet beavatkozásainak száma, ami megnöveli az emberi hiba (pl. nem elég precíz szerelés) bekövetkezésének valószínűségét.
- A tervezett időpontban, de még el nem használdott állapotban megállított és szétszedett gép fölösleges többletköltséget okoz.

Ha az elhasználódás törvényszerűségei nem teljesülnek azonos módon minden ciklusban, akkor a TMK nem elég hatékony. Alapvető probléma az, hogy a gép következő ciklusra vonatkozó állapotára az előző ciklusokból levonható következtetések alapján próbál előrejelzést adni. Tehát közvetett módon becsüli a gép majdani állapotát. Nyilvánvaló, hogy az ideálist megközelítő állapot az lenne, ha a

megelőző karbantartást végre tudnánk hajtani szabálytalan időközönként, függően attól, hogy milyen a gép aktuális állapota. Ennek az elvárásnak igyekszik megfelelni az állapotfüggő, megelőző karbantartás.

1.3. Állapotvizsgálat alapján végzett megelőző fenntartás

Az állapotfüggő karbantartás a gépállapot figyelésére alapozott módszer, amely a gép állapotára jellemző paraméterek periodikus, esetenként folyamatos mérésére helyezi a hangsúlyt. A megfigyelt, mérési körbe bevont paraméterek helyes kiválasztása jelentőséggel bír. Helyesen választottuk meg ezeket a paramétereket, ha egy-egy mérés után az eredményekből levonható következtetések reális képet adnak a géphibák állapotának előre haladásáról, a referenciának tekintett kezdeti állapottól, a végső, a leállást szükségessé tevő állapotig. Azonnal látható, hogy a paraméterek ellenőrzésénél alkalmazott méréstechnikai megoldások is fontosak. A kettő együtt – az alkalmasan megválasztott és a helyesen mért paraméter – megfelelő érzékenységet kell biztosítson a felügyelő személyzet számára, hogy felkészülhessen a beavatkozásra a kifejlődő hibák észlelésekor és a hiba stádiumának megítélésekor.

A 1.3.1. táblázat egy példát mutat egy állapotfüggő karbantartáshoz kidolgozott monitoring program felépítésére. A táblázat első oszlopában találjuk azokat a módszereket, amelyek segítségével információt szerzünk a gép állapotáról. Ezen módszerek közül a legszélesebb körben elterjedt eljárás a gép rezgéseinek érzékelése, mérése és összehasonlító elemzése.

1.3.1. táblázat

paraméter	gép	mérési pontok száma	mérő berendezés	gyakoriság
rezgésgyorsulás, rezgéssebesség mérés	valamennyi forgó gép	kb. 400	hordozható rezgés analízátor számítógép + perifériák	6 hét, 4 hét a hiba későbbi fázisában
olaj analízis	olaj hűtők hajtóművek hidraulikus körök	50	mikroszkóp összeállítás a víztartalom meghatározáshoz külső szolgáltató bevonásával	3 hónap
víz analízis	hűtő körök (zárt) hűtő körök (nyitott) forró víz előállítók	15	hordozható ph-mérő titráló berendezés	1 hét
termográfia, analízis hőképfelvételek segítségével	nagyfeszültségű kapcsoló, kisfeszültségű elosztók, egyenáramú hajtás áramkörei, relés panelek	150	külső szolgáltató bevonásával	6 hónap
lökésimpulzus mérés	az összes gördülő csapágy	kb. 600	SPM analízátor 60 helyen állandó beépítésű érzékelő	6 hét, 4 hét a hiba későbbi fázisában
ultrahangos szivárgás mérés	sűrített levegős csővezeték hálózat, + két tartály	kb. 50	hordozható ultrahang detektor	hét

A pont lezárásaként meg kívánjuk jegyezni, hogy az állapotvizsgálaton alapuló rendszerből kifejlődött, ezért korszerűbbnek tartott karbantartási rendszerek (RCM, TPM, RCM2) a műszaki diagnosztika eszközeinek alkalmazását már nélkülözhetetlen alapelemként kezelik.

2. REZGÉSDIAGNOSZTIKA

Az előző pont alatt megállapítottuk, az állapotfüggő karbantartás koncepciójának teljesüléséhez információt kell szerezzünk működés közben a felügyelt gépről annak érdekében, hogy állapotát meg tudjuk ítélni. Erre az egyik legkézenfekvőbb megoldás, ha kicsit továbbfejlesztve alkalmazzuk azt a módszert, amit régóta megfigyelhettünk a gépfelügyelő, gépkezelő személyek körében. Ezek az „öreg szakik” rendszeresen végig látogatták a felügyelt gépeiket és a gép egy-egy jól kiválasztott pontján (lehetett ez több pont is) a gépre ráhelyezték a kezüket. Majd a géprész hőmérsékletéből, de főként rezgéséből szerzett információ segítségével, amihez hozzáadódott a hosszú évek során megszerzett rutin, alkottak egy „mehet – nem mehet” típusú ítéletet. A rezgésdiagnosztikában ezt az ítéletalkotást helyezzük objektív alapra azáltal, hogy a gép egy célszerűen kiválasztott pontjáról, pontjairól valamilyen rezgés érzékelő által szolgáltatott, többnyire villamos jelet nyerünk és rögzítünk. Tesszük ezt abból a célból, hogy a rezgésjellemző (lehet több is) különböző időpontokban nyert értékeit összehasonlíthassuk.

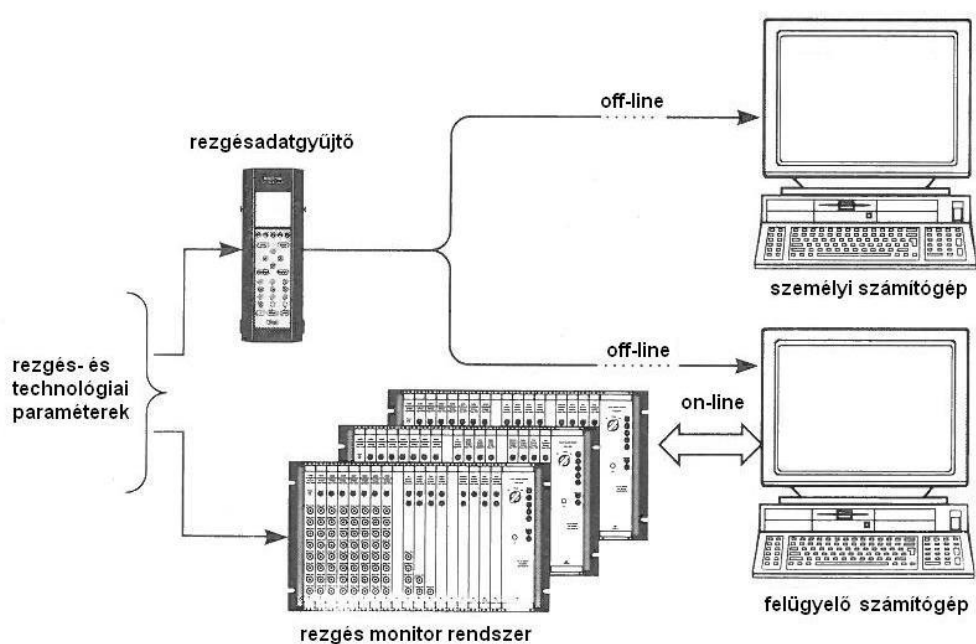
2.1. táblázat

Gép, gépelem	Hiba
tengelyek, forgórészek	kiegyensúlyozatlanság, görbült tengely, fellazulás, forgórész dörzsölődés repedt tengely, lapát törés hibás, pontatlan összeszerelés, üzem a kritikus fordulatszám lapát berezgés
fogaskerekek	fogkapcsolódási hiba excentrikus kerék hibás, pontatlan összeszerelés törött és/vagy kopott fog
gördülőcsapágyak	a gördülő felületek kifáradása kipattogzás, kosár hibák
siklócsapágyak	olaj örvénylés ovális vagy kihordósodott csapágy dörzsölődés
tengelykapcsolatok	hibás, pontatlan összeszerelés kiegyensúlyozatlanság
villamos gépek	kiegyensúlyozatlan mágneses erők aszimmetrikus mágneses erők törött, sérült forgórészbeli rudak a légrés geometria változásai
folyadékszállító berendezések, csővezetékek	kavitáció, örvényleválások, rezonanciák
gépalapok	alapozási hibák

A 2.1. táblázatban összegyűjtöttük azokat a hibákat, rendellenességeket, amelyek diagnosztizálása várható a rezgésdiagnosztika alkalmazásától. A rezgésdiagnosztikától akkor várhatjuk a leghatékonyabb felügyeletet, ha az első mért és naplózott érték a gép új, vagy újszerű (pl. felújított) állapotában került rögzítésre és a gép használata során nyert további értékeket ehhez hasonlítjuk. *A rezgésdiagnosztika tehát egy összehasonlító módszer, amely a hatékony működéshez referenciát igényel.*

Ha azonban csak akkor vonhatnánk rezgésdiagnosztikai felügyelet alá egy gépet, ha minden esetben rendelkezésünkre állnának az első üzembe helyezés után mért és rögzített rezgésdiagnosztikai paraméterek értékei, akkor erősen korlátoznánk a módszer alkalmazhatóságát. Tehát sosem késő egy fontos gépen, gépcsoporton rezgésdiagnosztikai felügyeletet alkalmazni. Ez akkor is megtehető, ha az első üzembe helyezés alkalmával nem lettek rögzítve referenciák. Ilyenkor természetesen az első mérés eredményei képeznek majd egyfajta használt állapothoz köthető referenciát. Ebben az esetben a felügyelet kezdeti időszakában a felügyeletet gyakorló szakemberek tapasztalata felértékelődik, akik a korábban, esetleg hasonló gépen szerzett tapasztalatokra alapozva állítanak fel diagnózist az első mérések eredményeiből. Munkájukat segítik azok a műszaki irányelvek, amelyeket a szerteágazó ipari területeken üzemeltetett tipikus gépekre fogalmaztak meg, állítottak össze olyan szakemberek, akik összegyűjtötték az egyes géptípusokra vonatkozó korábban végzett mérések adatait, és a már megszerzett tapasztalatokat.

Fontos megjegyezni, hogy új referenciákat kell rögzíteni, ha a felügyelt gép állapotában valamilyen beavatkozás miatt jelentős változás állt be. Pl. újra állították az egytengelyűséget, vagy nagyjavítás történt.



2.1. ábra

A bekezdés elején említett információszerzés a gép állapotáról, alapvetően két stratégia szerint történhet.

Igen nagy értékű gép, gépcsoport esetén – ez gyakran nagy teljesítményt is jelent – az információszerző műszaki apparátus egyben felügyeleti rendszert is takar. Tipikus gépcsoportként említhetjük itt a villamos energia előállításánál használt turbina-generátor egységet és a hozzá tartozó segédgépek csoportját. Ezek teljesítménye széles határok között mozog függően például attól, hogy milyen primer energiahordozót használ az erőmű a villamos energia előállításához. De már egy kisebb, 50MW teljesítményű gépcsoport ára is elegendő ahhoz, hogy egy súlyos, esetleg katasztrofális meghibásodás igen komoly anyagi kárt okozzon, és a leállás egyben kiesést is az energiatermelésben. Természetesen nagyobb teljesítmények esetén – 100-500MW – a kár és az elmaradás az energiatermelésben fokozott mértékben jelentkezik. Ezeket a gépeket a nap huszonnégyszer órájában működő on-line felügyeleti rendszerrel figyelik. Erre a feladatra általában önálló mérő, megfigyelő rendszert telepítenek a gép mellé, amely kielégíti az ilyen esetekben elengedhetetlen fokozott biztonsági követelményeket is. (Lásd a 2.1. ábrát.) Ehhez a gépeken sok helyen, sok különböző paraméter mérésére telepítenek érzékelőket – elmozdulás, rezgéssebesség, rezgésgyorsulás, hőmérséklet, fordulatszám stb. – és méri, regisztrálják azok jeleit. A mérések eredményeinek függvényében és hatására ez a felügyeleti rendszer igen komoly üzemviteli döntéseket hozhat! Ebbe súlyos meghibásodás esetén, végső döntésként beletartozik a gép leállítása is. A döntések időbeni meghozatalához tk. egy szakértői rendszert megvalósító és ezzel az embert bizonyos mértékig helyettesítő program fut a rendszer erőforrásán. A vázolt funkciót megvalósító hardver, szoftver együttes bekerülési költsége jelentős, amely költség természetesen nagyban függ a megvalósított képességektől, és a hardver kiépítettség mértékétől.

Kiseb értékű gépek esetében, illetve akkor, ha a várható hibák kifejlődési sebessége ezt megengedi, nem szükséges a nagy beruházási költséget igénylő on-line rendszert kiépíteni. Ilyenkor elég lehet egy off-line felügyelet alkalmazása is. Egy ilyen szisztémában az egyes mérési helyeket előre rögzített időütemezés szerint, egyenként, sorba véve ellenőrizzük le. Emiatt ugyanazt a fizikai mennyiséget – pl. gyorsulás – mérhetjük minden mérési ponton ugyanazzal az érzékelővel, ami komoly költség megtakarítást jelent. Esetleg olyan helyen kell telepített érzékelőt beépíteni, ahol a hozzáférhetőség ezt megkívánja. Az ellenőrzések fizikai megvalósítása általában úgy történik, hogy a mérési adatokat, egy külön erre a célra készített, akkumulátorról táplált tehát terepen is több órán keresztül működni képes készülékkel gyűjtjük össze. (A 2.1. ábrán ezt a *rezgésadatgyűjtő* jelöli.) Az egyes mérések eredménye megjeleníthető az adatgyűjtő készülék kijelzőjén, viszont az esetleges beavatkozásról szóló döntéseket nem célszerű terepi körülmények között meghozni, mert a készülék

kijelzőjének kis mérete nem teszi lehetővé a döntések meghozatalát támogató finomabb részletek megjelenítését. A tüzetesebb vizsgálathoz, kiértékeléshez és az adatok archiválásához az adatgyűjtő összekapcsolható azzal az asztali számítógéppel, amelyen a gépfelügyeletet végző szoftver fut. Ez képes a mérési adatokat beolvasni az adatgyűjtőből, azokat rendszerezetten tárolni és a kiértékeléshez olyan eszközöket biztosít – pl. különféle kurzorokat – amelyek megkönnyítik, segítik a hibák felismerését. Az adatcseréhez az adatgyűjtő rendelkezik valamilyen soros adatátvitelt támogató hardver csatlakozási lehetőséggel. Ez régebbi berendezéseken az RS-232, ma az USB szabványnak megfelelő csatlakozási felületet jelenti. A két szabvány által biztosított adatátviteli sebességben fennálló lényeges különbség nem zavaró, mert a lassúbb RS-232 által biztosított sebesség is elegendő ahhoz, hogy az összes adat cseréje egy perc alatt megtörténjen. A mérési adatok visszatöltéséhez szükséges idő, az átviteli sebességen túlmenően természetesen a begyűjtött adatmennyiség nagyságától függ. Ezt befolyásolja, hány mérési pontot ellenőriztünk, hány spektrumot rögzítettünk, azok milyen felbontással és milyen határfrekvenciával kerültek rögzítésre. Valóban adatcseréről van szó, mert a mérések ütemezése, sorrendisége megtervezhető és a mérési beállításokat rögzítő paraméterekkel együtt, a soros vonalon keresztül letölthető az adatgyűjtőbe. Ez a képesség nagyban támogatja a precíz beállítást, amely megoldással a mérési feladatokat megtervezhetjük, a beállításokat átgondolhatjuk a mérnöki szoba nyugodt körülményei között, és a mérések helyszínén az aktuális mérési pont kiválasztásával egy időben az ahhoz tartozó beállítások automatikusan érvényre jutnak. Az adott mérési ponthoz tartozó valamennyi feladat elvégzése után pedig az adatok egyetlen gomb megnyomásával eltárolhatók. A leírt kezelési metodika elterjedt és általánosnak mondható, függetlenül a rendszer gyártójától.

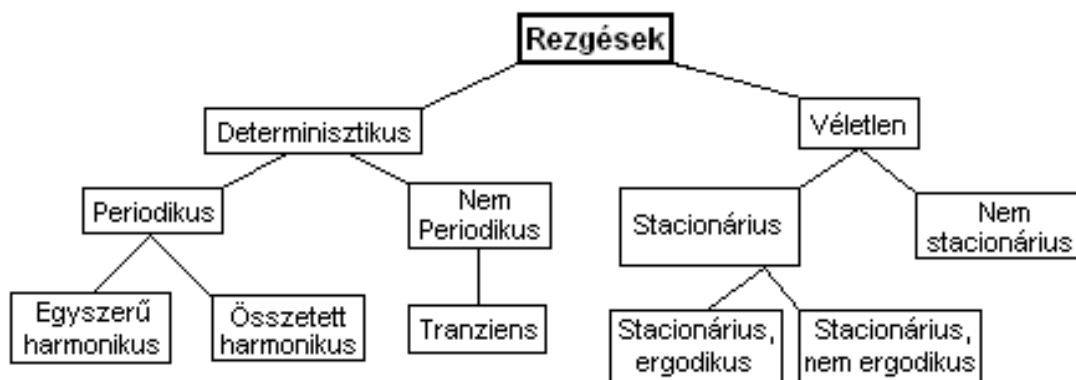
3. A REZGÉS

A gép, vagy géprész, rezgés közben periodikus mozgást végez. Egy koordináta-rendszerben vizsgálva a mozgást, található olyan időtartam – jelöljük T-vel –, amely elteltével a megfigyelt pont a koordináta rendszer ugyanazon pontjában van, mint a T időtartam kezdetén. A rezgés összetettségére jellemző, hogy a T kezdeti és végidőpontja között a vizsgált pont milyen elmozdulási pozíciókon megy keresztül. Állandósult rezgésről beszélünk, ha a T időtartam elteltével a mozgás lefutás ismétlődik, és ha a rendszeren nem változtatunk, akkor ez a periodicitás a rá jellemző T idővel, végtelen ideig fennáll. Vagyis írható, hogy

$$f(t) = f(t+nT)$$

Ahol n a rezgés n-edik periódusa.

Fenti körülírás a matematikailag eleink által már kidolgozott, ezért jól kezelhető determinisztikus, periodikus rezgésekre vonatkozott. A természetben más jellegű, kevésbé szabályos rezgésekkel is találkozhatunk. A [2] irodalom után a 3.1. ábrán mutatjuk be a rezgések egyfajta csoportosítását.



3.1. ábra

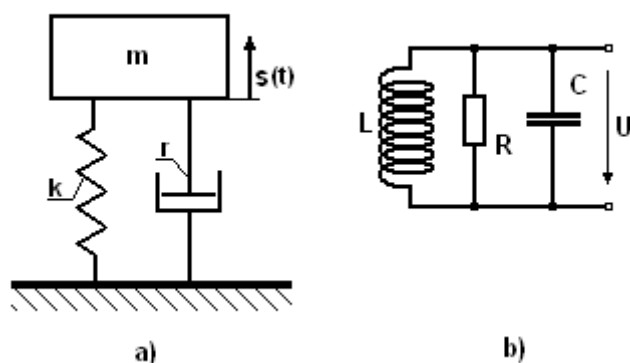
Nagy jelentőséggel bír az

$$f(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) \quad (3.1)$$

összefüggéssel leírható rezgés, melynél a kitérés az időnek szinuszos függvénye. Az így zajló rezgésnek önálló nevet adunk és harmonikusnak nevezzük. A műszaki gyakorlatban fennálló jelentősége miatt ezt a rezgés fajtát részletesebben is tárgyaljuk, de nem célunk a téma kimerítő bemutatása. A (3.1) összefüggésben előforduló mennyiségek értelmezését a (3.3.) egyenletnél adjuk meg.

Véletlenszerű (sztohasztikus) rezgések esetében nem lehetséges a leíró függvény értékének megadása egy előre választott t időpillanatban. A rezgésjel múltbeli értékeit ismerjük ugyan, de ebből nem tudjuk előre jelezni a következő időpontbeli értéket. A rezgésjellemzők csak valószínűségi változók segítségével kezelhetők. Közülük a stacionárius jelek, az időben nem változtatják statisztikus jellemzőiket. (pl. az átlag érték állandó marad)

Általánosan elmondható, rezgő rendszer akkor alakulhat ki, ha a rendszert alkotó elemekben a mozgás közben az energia oda-vissza alakulhat két megjelenési formája között. Egy ilyen egyszerű mechanikai rendszer modelljét láthatjuk a 3.2. ábra a) részén. Ebben az esetben a rugóban tárolt és a tehetetlen tömeg mozgásában tárolt kinetikus energia alakul át egymásba a periodikus mozgás során. (A példában a gravitációs erőterben adódó mozgásból származó energiát nem vesszük figyelembe, mert pl. a mozgás ekvipotenciális felületen zajlik.)



3.2. ábra

Az ábrán látható modell már egy r paraméterrel jellemezhető csillapító tagot is tartalmaz. A természetben és a műszaki berendezésekben előálló rezgő rendszereknél ugyanis az esetek túlnyomó többségében megtaláljuk ezt a csillapítást biztosító elemet. Ugyanis, ha ez nem lenne, akkor a periodikus mozgás végtelen ideig fennmaradna. Ezért, ha az általunk tervezett és megépített berendezésekben valamilyen rezgő rendszer működik és benne üzemszerűen fenn akarjuk tartani az állandósult rezgési állapotot, általában gondoskodnunk kell arról, hogy a rendszer veszteségét pótoljuk.

Az egymásba alakuló energiafajták lehetnek elektromágneses természetűek is. A 3.2. ábra b) részén egy ilyen, induktivitásból (tekercs) és kapacitásból (kondenzátor), illetve a veszteségi elem megvalósító ellenállásból felépülő ún. párhuzamos rezgőkör kapcsolását láthatjuk. Ebben az esetben az áramjárta tekercsben felépülő mágneses térben és a kondenzátorban felépülő villamos térben tárolt energia alakul át egymásba a periodikus jelenség során, aminek hatására a párhuzamosan kapcsolt elemek sarkain

érzékelhetünk periodikusan váltakozó feszültséget. Most vizsgáljuk meg, hogy a 3.2. ábrán ábrázolt mechanikai rezgő rendszerben, annak is egy még tovább egyszerűsített, csillapítást nem tartalmazó változatában, milyen lesz az elmozdulást megadó időfüggvény. Ehhez vegyük a mozgás differenciálegyenletét, amely tulajdonképpen a rendszer erőegyensúlyát fejezi ki. Eszerint a **k** rugóállandóval jellemezhető rúgóban ébredő erővel az **m** tömegű test tehetetlenségi ereje tart egyensúlyt. Egyenlet formájában

$$k \cdot s + m \cdot a = 0$$

de az **s** elmozdulás és az **a** gyorsulás között differenciális kapcsolat áll fenn, tehát írható

$$k \cdot s + m \frac{d^2s}{dt^2} = 0 \quad (3.2)$$

Ennek az egyszerű differenciálegyenletnek

$$s(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (3.3)$$

alakú periodikus függvény a megoldása. (Bizonyításhoz lásd a téma irodalmát!)

Ahol **A** a mozgás amplitúdója (maximális kitérés), $\omega_0 t + \varphi$ a fázis. Utóbbin belül φ a kezdő fázis (lehet nulla is). A megoldást visszahelyettesítve a differenciálegyenletbe, megkapjuk a jól ismert összefüggést a mozgás körfrekvenciájára:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T} = \sqrt{\frac{k}{m}}$$

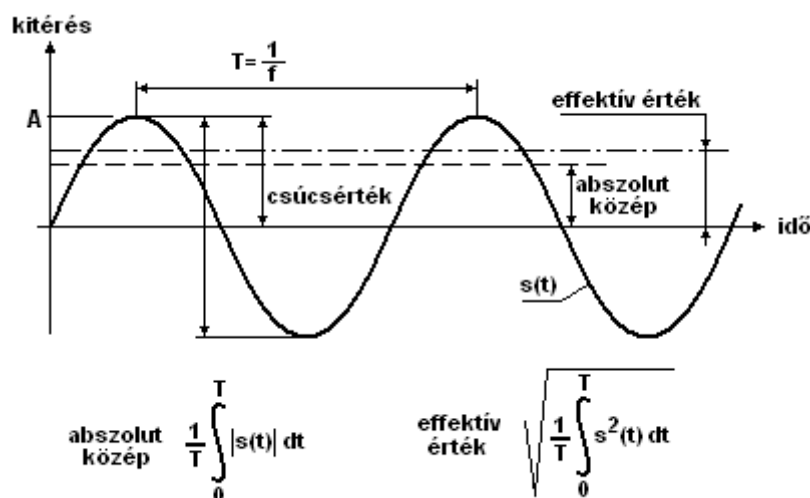
melyben **k** a rugóállandó

m pedig a rezgő tömeg.

A rezgésnek a körfrekvencia (ω_0), illetve a belőle számítható frekvencia (f_0) nagyon fontos jellemzője. A rezgő rendszer ezen a frekvencián képes energiát felvenni. Az ebben az ütemben érkező energia növeli a rezgő rendszerben lengő energiát, ami a rezgés amplitúdójának növekedését vonja maga után. Ha a betáplálás nem szűnik meg, az a rezgő rendszer károsodását fogja okozni (rezonancia katasztrófa), mert egy valós rendszerben az amplitúdó csak egy véges értékig növekedhet.

A most tárgyalt egyszerű, matematikailag jól kezelhető esetben tehát, amit egyébként egy szabadságfokú, csillapítás nélküli rendszernek nevezünk, a vizsgált pont elmozdulása az egyensúlyi állapothoz képest szinuszos függvény szerint változik. Egy ilyen mozgás lefutását láthatjuk a 3.3. ábrán. A gépállapot felügyelethez kapcsolódó mérések során ritkán kapunk ilyen tisztán szinuszos rezgést. Speciális mozgást végző

gépen azonban a szerző is mért már ilyen jelalakot! Az összetett rezgések pedig visszavezethetők a harmonikus (szinuszos) összetevőkre.



3.3. ábra

Az ábrán bejelöltük azokat a skalár értékeket is, amelyeket műszereink kiszámolnak és velük jellemezhetjük a rezgést. Az effektív érték, vagy RMS érték (root mean square = négyzetes középérték) talán a legjelentősebb gyakorlati értékkel bíró jellemző. Nagysága jellemzi a rezgés energiatartalmát és ezzel a rezgés romboló mértékére ad felvilágosítást. Ezért egyszerűbb mérőeszközeink ezt a jellemzőt számolják és jelzik ki.

A műszer gyártójának szándékától függően az összetettebb mérésekre is képes műszerek más skalár jellemzőt is kiszámolnak. Például a most következőket.

A csúcsérték a mozgásban jelen levő rövid idejű ütések, sokszintek mérésénél bír jelentőséggel. De nem veszi figyelembe a mozgás időbeli lefolyását. (Ugyanazon csúcsértékhez végtelen sok időbeli lefutás tartozhat.)

A most tárgyalt szinuszos függvény esetén viszont egyértelmű kapcsolat van a csúcsérték (amplitúdó) és az effektív érték között, amely a következő:

$$A = \sqrt{2} \cdot s_{RMS}$$

(A levezetést lásd a szakirodalomban.) A két jellemző arányát csúcs tényezőnek nevezzük, amely mint látjuk szinuszos jelre $\sqrt{2}$.

$$x_c = \frac{A}{s_{RMS}}$$

Ez az arány már ad némi felvilágosítást a periodikus jel időbeli lefutására. Pl. két azonos effektív értékű jelet hasonlítva össze, a nagyobb csúcs tényezővel bírónál a jel dinamikája nagyobb lesz a nagyobb maximális érték (A) miatt.

A csúcstól-csúcsig érték fontos, mert a mozgás során előállt legnagyobb elmozdulással van kapcsolatban. Így egy géprész rezgés-elmozdulásának a túrések, légrések szempontjából történő megítélésére ad tájékoztatást. Ez sem veszi figyelembe a mozgás időbeli lefolyását.

Az abszolút közép gyakorlati jelentősége kisebb az effektív értéknél, mert nincs közvetlen kapcsolatban a jel egyik fizikai paraméterével sem. Szokás egyenirányított értékek is nevezni. Tulajdonképpen az analóg méréstechnikából öröklődött át a mára már majdnem kizárólagos digitális méréstechnikába. Analóg műszerek a jel egyenirányítása után ezt az értéket mérték, de a skálán effektív értéket tudtunk leolvasni. A leolvasott érték csak akkor volt érvényes, ha tisztán szinuszos jelet mértünk. Ettől eltérő jelalak – pl. négyszög, vagy háromszög forma – esetén a helyes érték megkapásához ismerni kellett a mért jelalak formatényezőjét és a leolvasott értéket módosítani kellett a szinuszos és a mért jel formatényezőjének arányával.

Megnyugtató, hogy a mára széles körben elterjedt, illetve majdnem kizárólag használatos digitális műszereink a jelalaktól függetlenül valódi effektív értéket mérnek.

Értelmezzük még, mint skalár jellemzőt, a formatényezőt. Amely a négyzetes és az abszolút középérték hányadosa:

$$x_f = \frac{S_{RMS}}{S_{abs}}$$

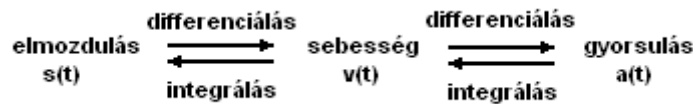
Szinuszos jelekre ennek értéke $x_f = 1,11$.

Sietünk megjegyezni, hogy a most, folytonos jelre bemutatott skalár jellemzők értelmelve vannak mintavételezett jelekre is. Digitális jelfeldolgozás során ugyanis mintavételezett, vagyis az időtartományban csak meghatározott (diszkrét) időpillanatokban ismert jelekkel dolgoznak a műszereink. Alább csak a legfontosabb, a négyzetes középérték (RMS) mintavételezett jelre érvényes kiszámítási módját adjuk meg, egyenközű mintavételezés esetére.

$$S_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n s_i^2}{n}}$$

Az összefüggésben s_i az i -edik minta, n pedig az átlagolt minták darabszáma.

A rezgés jellemzésére azonban nem csak a kitérés időfüggvényét használhatjuk. A rezgés sebességét és gyorsulását leíró időfüggvények is alkalmasak lehetnek erre. A három függvény szoros matematikai kapcsolata miatt, ha az egyiket mérésel rögzítjük, ebből a másik kettő matematikai eljárással előállítható, mint ahogy ezt a 3.4. ábrán láthatjuk.



3.4. ábra

A fentebb, a mozgás differenciálegyenletének megoldásaként megadott (3.3) elmozdulás időfüggvényből kiindulva, differenciálás után, a következő időfüggvényeket kapjuk a mozgás sebességére és gyorsulására:

$$v(t) = A\omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)$$

és

$$a(t) = -A\omega_0^2 \sin(\omega_0 t + \varphi)$$

A három jel kölcsönös összerendeltsége lehetőséget ad számunkra, hogy a méréshez használt érzékelőnket optimálisan válasszuk meg. Az optimalizálás során figyelembe vehetjük a mérések során felmerülő egyéb körülményt és igényt is. Ezek közül a legfontosabbak:

- az érzékelő rendelkezzen a lehető legnagyobb dinamika tartománnyal
- érzékenysége állandó legyen széles frekvenciatartományban
- széles hőmérséklettartományban legyen képes üzemelni, az elvárt pontossággal
- paramétereit hosszú ideig tartsa meg (évekig) pl. ne tartalmazzon mozgó alkatrészt

Térjünk vissza a 3.2/a ábrán látható modellhez. Ha ebben az r sebességgel arányos erő szolgáltató csillapító tag is működik, minőségileg megváltozik a mozgás lefolyása. Az ehhez a modellhez rendelhető differenciálegyenlet a következő:

$$m \frac{d^2 s}{dt^2} + r \frac{ds}{dt} + k \cdot s = 0 \quad (3.4)$$

A csillapító tagban elnyelt energia miatt a mozgás véges ideig fog tartani. Az időtartam alapvetően az elnyelt és a rendszerben tárolt – a kezdeti állapotban bevitt – energia arányától függ. A modellben alkalmazott sebességgel arányos csillapítás mellett exponenciális törvényszerűség szerint csökken a rezgés amplitúdója, és hosszabb-

rövidebb időtartam után a mozgás elhal. A differenciálegyenlet megoldását levezetés nélkül adjuk meg [1]:

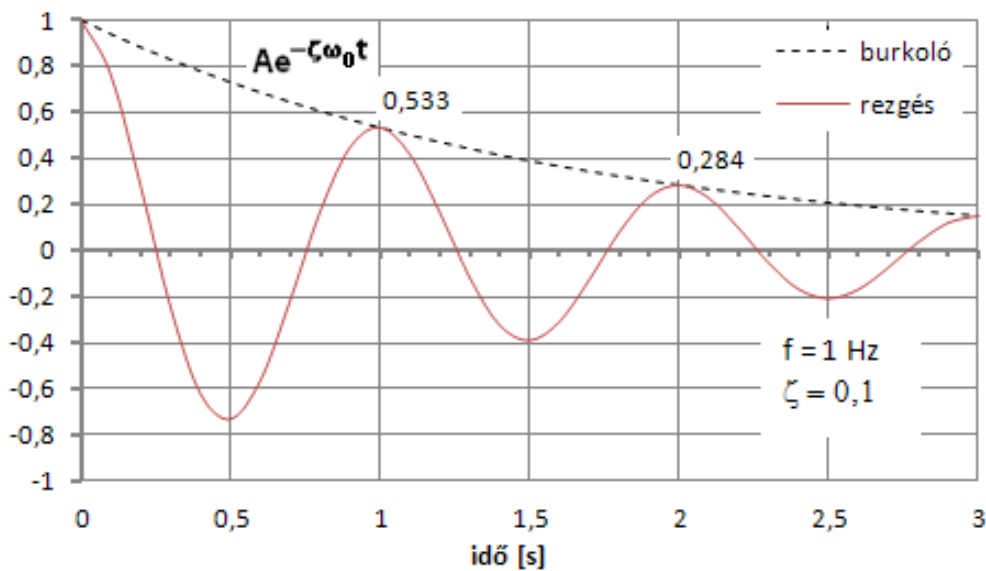
$$s(t) = Ae^{-\zeta\omega_0 t} \cdot \cos(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_0 t - \varphi) \quad (3.5)$$

ahol ω_0 a csillapítás nélküli rendszer saját frekvenciája,

φ a kezdő fázis,

ζ a rendszerre jellemző csillapítási viszony: $\zeta = \frac{r}{2\sqrt{km}}$

A (3.5) egyenlet két alapvető tényezőre bontható. A $\cos(\sqrt{1-\zeta^2}\omega_0 t - \varphi)$ tényező képviseli a mozgás periodicitását. Ebben a $\sqrt{1-\zeta^2}\omega_0 = \omega_{cs}$ mennyiség a csillapított rendszerre jellemző körfrekvencia. Mint látható a csillapítás kicsit elhangolja a rendszert és általában jellemző, hogy $\omega_{cs} < \omega_0$! Az $Ae^{-\zeta\omega_0 t}$ exponenciális tényező képviseli a csillapodó jelleget.



3.5. ábra

Az elmondottakat magyarázza a 3.5. ábra, amelyen a rezgés frekvenciája 1Hz és a csillapítási viszony $\zeta = 0,1$. A kitérés maximumok exponenciálisan csökkennek és ezek burkológörbét az $Ae^{-\zeta\omega_0 t}$ exponenciális tényező írja le. Itt szükségesnek tartjuk megjegyezni, hogy a gépeinkben működő vagy előálló rezgő rendszerekben jelentkező veszteség más jellegű is lehet, mint a most bemutatott. Gyakran találkozhatunk olyan esettel, amelyben a veszteség nem a mozgás sebességével arányos (folyadéksúrlódás), hanem pl. állandó. Tehát nem függ a mozgás sebességétől. Egy ilyen modell jól közelíti a száraz súrlódással csillapított rezgő rendszert. Ebben az esetben a rezgés csillapodására jellemző burkoló görbe nem exponenciális, hanem lineáris.

A kitérés két, egymást követő szélsőértéke arányának természetes alapú logaritmusát a rezgés csillapodásának jellemzésére használjuk. A mennyiség neve: logaritmikus dekrementum.

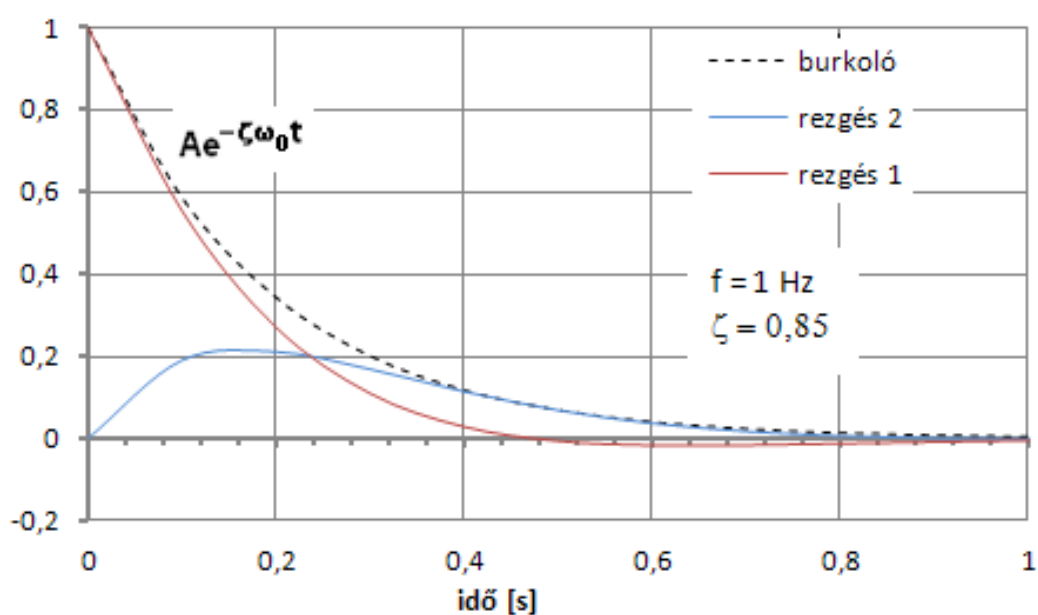
A 3.5. ábrán ábrázolt példa esetében ennek értéke

$$\Lambda = \ln \frac{A_i}{A_{i+1}} = \frac{0,533}{0,284} = 0,629$$

Szokás dB-ben is megadni a csillapítást, amely ebben az esetben

$$20 \log \frac{0,533}{0,284} = 5,5 \text{ dB}$$

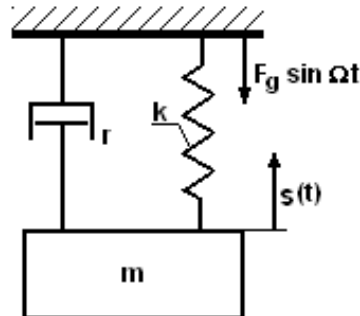
A rendszer csillapítása elérhet egy kritikusnak nevezett értéket, amelynél a rezgés elveszti a periodikus jelleget és a rendszerbe kiinduláskor bevitt energia elemésződik, gyakorlatilag egy periódusnyi idő alatt. Ezt az állapotot mutatja a 3.6. ábra. Az ezen látható görbékre a csillapítási viszony $\zeta = 0,85$.



3.6. ábra

A két görbéhez (rezgés 1, rezgés 2) különböző kezdeti feltételek tartoznak. A *rezgés 1* görbe estében induláskor a rendszer kitérése maximális, így a rendszerbe bevitt energia a rugóban van tárolva. A *rezgés 2* görbe ahhoz a kezdeti állapothoz tartozik, amikor nincs kitérés és a rendszer kezdeti energiáját a mozgó tömeg kinetikus energiája hordozza. A két görbe lefutása különböző, de abban megegyező, hogy 1s elteltével a rezgő tömeg mindkét esetben jó közelítéssel visszatér a nyugalmi állapotba.

Egy üzemelő gép egy-egy eleme azért kerül rezgési állapotba, mert valamilyen külső erő – pl. a kiegyensúlyozatlanság miatti rezgető erő, $F_g \sin \Omega t$ – erre kényszeríti, gerjeszti. Ennek a rendszernek a modelljét látjuk az 3.7. ábrán, egy szabadságfokú esetre.



3.7. ábra

Ebben az esetben a (3.4) differenciálegyenlet kiegészül a gerjesztő erővel.

$$m \frac{d^2 s}{dt^2} + r \frac{ds}{dt} + k \cdot s = F_g \sin \Omega t \quad (3.6)$$

Az egyenlet megoldása szükségszerűen illeszkedik a gerjesztéshez, hiszen állandósult állapotban a gerjesztés rákényszeríti a mozgást a rezgő rendszerre. Ennek megfelelően a megoldás: (Levezetéshez lásd a téma irodalmát!)

$$s(t) = S \cdot \cos(\Omega t + \varphi)$$

ahol Ω a gerjesztés körfrekvenciája,

φ a gerjesztéshez képesti fáziseltérés,

S a rezgés amplitúdója.

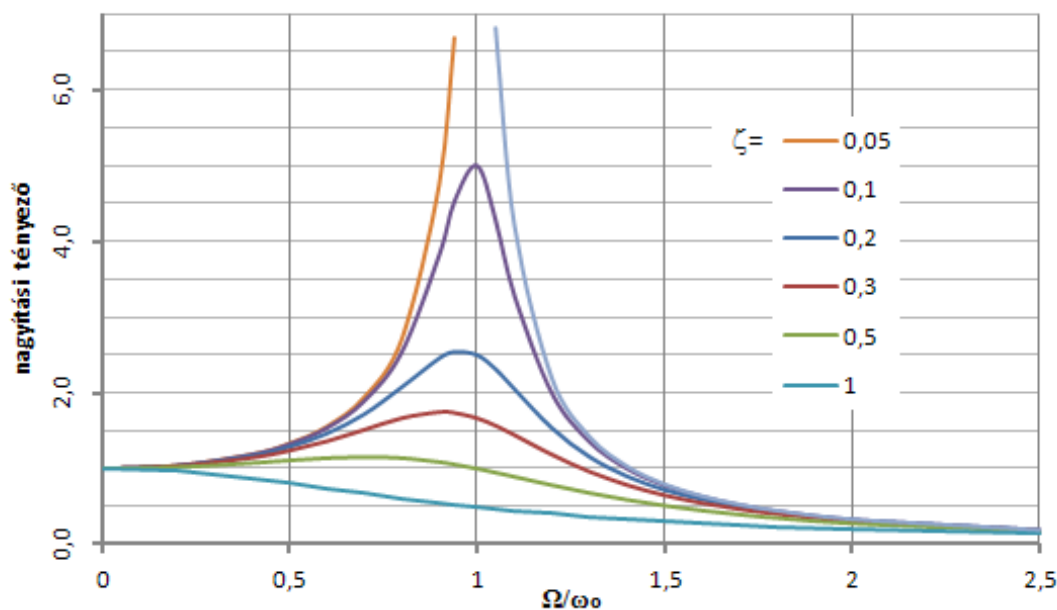
A megoldás során ez utóbbira a következő összefüggést kapjuk:

$$S = \frac{\frac{F_g}{k}}{\sqrt{(1 - \frac{\Omega^2}{\omega_0^2})^2 + (2\zeta \frac{\Omega}{\omega_0})^2}} \quad (3.7)$$

Tehát az amplitúdó függ a gerjesztés és a rendszer saját frekvenciája arányától. A (3.7) összefüggés átrendezésével kapjuk, az ún. nagyítási tényezőt.

$$\frac{S}{\frac{F_g}{k}} = \frac{1}{\sqrt{(1 - \frac{\Omega^2}{\omega_0^2})^2 + (2\zeta \frac{\Omega}{\omega_0})^2}}$$

Értéke megmutatja, milyen mértékben sokszorozódik fel a rezgés amplitúdója ahhoz a deformációhoz képest, amit a gerjesztő erő okozna a rezgő rendszer rugójában. A nagyítási tényező értékének alakulását mutatja a 3.8. ábra, az Ω/ω_0 arány függvényében, különböző ζ csillapítási arány esetén. Az ábráról leolvashatjuk, függetlenül a csillapítás mértékétől akkor kapjuk a legnagyobb kitérést, ha a gerjesztő és a rendszer saját frekvenciájának aránya $(\frac{\Omega}{\omega_0})^2 = 1$. Ez a rezonancia esete.



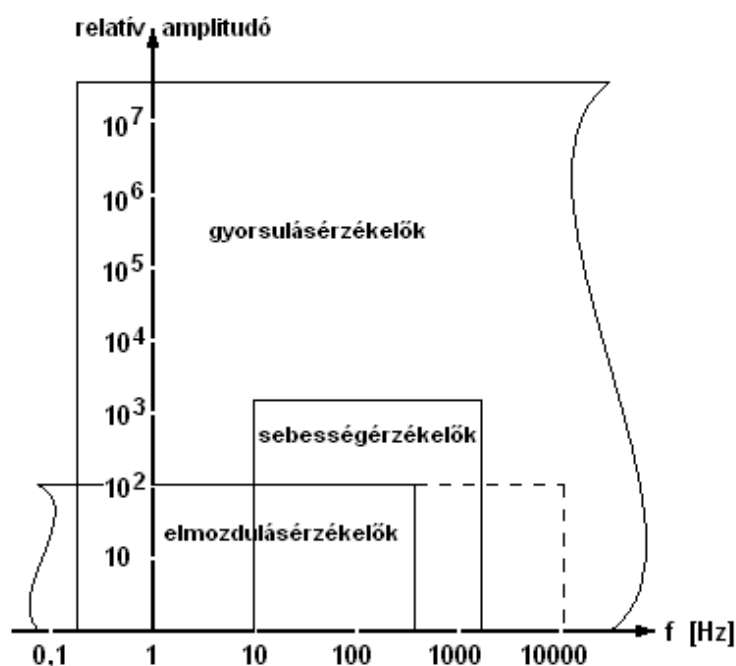
3.8. ábra

A valós, működő gépek esetében ez az állapot mindenképpen kerülendő. Ha a rendszer felépítésénél fogva nem tartalmaz természetes csillapító eszközt, és nincs beépítve az amplitúdó korlátozására valamilyen védelmi eszköz sem, akkor a tartósan rezonancia állapotában levő rezgő rendszer a benne felhalmozódó, mennyiségében növekvő energia miatt károsodik. Ha a rezonáns állapot csak rövid ideig áll fenn, mert pl. a felfutó fordulatszámmal induló gép csak rövid ideig tartózkodik a rezonáns fordulatszámon, általában nem lép fel maradó károsodás, mert az időtartam nem elegendő a rendszer energiatartalmának nagymértékű növeléséhez. Mindenesetre a rezgés kitérése ilyenkor is növekedni fog.

Egy kezdeti, újszerű állapotában rezonanciákkal nem terhelt gép esetében is előállhat később olyan állapot, amikor jelentkezik rezonancia. Ennek oka, hogy az új állapottól eltelt üzemidő alatt a gép alkatrészeinek tulajdonságai megváltoznak. Pl. a rugalmassági jellemzői változnak az öregedés miatt, vagy a támasztások fesztessége csökken a kopás miatt. Ezek a változások befolyással vannak a jelen levő rezgésre képes rendszereknél többek között a rezonancia frekvenciára. De a változások miatt csökkenhet a csillapítás mértéke is, és a korábban nem rezonáló gépnél felléphet rezonancia.

4. ÉRZÉKELŐK

A gépállapot felügyelethez kapcsolódó mérések során az esetek túlnyomó többségében gyorsulásérzékelőt, mégpedig piezoelektromos elvet alkalmazó gyorsulásérzékelőt használunk. Az ezen érzékelőkben működő és az érzékelésért felelős fizikai hatás (piezoelektromos hatás) *A rezgés* c. alfejezetben felsorolt négy fontos szempont közül az utolsó háromnak megfelel. A 4.1. ábrán a mai, korszerű rezgésérzékelőkkel átfogott jeltartomány látható az érzékelt jel frekvenciája függvényében. Alapvetően a piezoelektromos hatás kedvező tulajdonságainak köszönhető, hogy a 4.1. ábrán bemutatott, az érzékelt mennyiség tekintetében különböző érzékelők közül a gyorsulásérzékelők fedik le a legnagyobb alkalmazási tartományt.

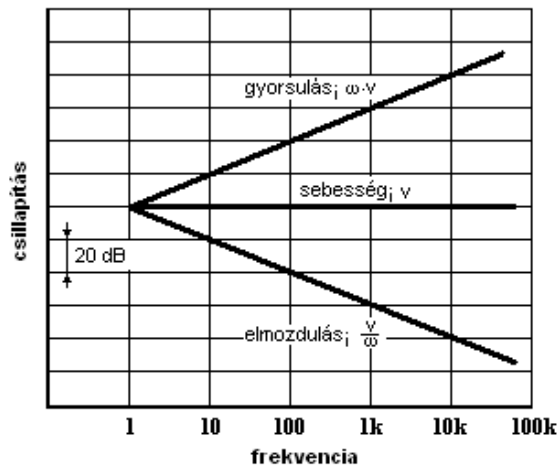


4.1. ábra

A széles dinamika tartományra vonatkozó igény kielégítéséhez az érzékelő jelét feldolgozó elektronika kialakítása is fontos. E tekintetben a piezoelektromos gyorsulásérzékelő speciális elektronikát igényel, jelének fogadására speciális elektronikára ún. töltéserősítőre van szükség. Ugyan is közönséges feszültségbemenettel fogadva a jelet az érzékelőt és a bemenetet összekötő vezeték kapacitása megváltoztatja az érzékelő érzékenységet. Előbbiek miatt nem tilos nagy bemeneti impedanciát mutató, általános feszültségbemenettel rendelkező jelfeldolgozó egység alkalmazása piezoelektromos érzékelő jelének fogadására, de a jelutat kalibrálni szükséges minden egyes összekötő vezetékkel, külön-külön. Mivel azonban a rezgésdiagnosztika területén mérőeszközt ajánló cégek egyben érzékelőket is ajánlanak, ill. szállítanak műszereikhez, a felhasználó ebből az illesztési problémából

nem sokat érzékel, mert ezt a műszer gyártója általában leveszi a válláról. Zavar többnyire utólagos rendelések esetén következhet, mondjuk olyankor, amikor az addig használt érzékelőtől eltérő típust választunk, pl. egy kisebb tömegűt és nem vagyunk elég körültekintőek. Rendelés előtt nem tisztázzuk, hogy egyszerű töltésjelet szolgáltató passzív, vagy már beépített töltéserősítővel rendelkező, aktív érzékelőre van szükségünk. Az elektronikus eszközök integráltsági fokának jelenlegi állapota már lehetővé teszi, hogy az érzékelőkkel egybe építsék a jelfeldolgozó elektronika első fokozatát. Ennek jelölésére különböző gyártók különböző, a funkcióra utaló betűkombinációval figyelmeztetnek. Pl. az *IEPE érzékelő* az egyik elterjedt jelölési mód. A rövidítés feloldása: **I**ntegrated **E**lectronics **P**iezo-**E**lectric. Figyelem, más gyártó ettől eltérő jelölést is alkalmazhat! Az ilyen aktív szenzor viszont a belső elektronika ellátására tápenergiát igényel. Ezt nagyon kényelmetlen lenne egy külön forrásból, egy erre a célra szolgáló vezetéken hozzá vezetni. Ezért az aktív érzékelő újabb elvárást támaszt a fogadó elektronikával szemben: a rezgésjel fogadása mellett képes kell legyen tápenergiát biztosítani az aktív érzékelők számára úgy, hogy a rezgésjel vezetésére használt érpáron kívül ehhez nem használ más vezetéket. Elmondottak miatt vásárlás előtt pontosan tisztázni kell, milyen érzékelő jelét képes fogadni az általunk használt elemző készülék. A könnyebb tájékozódás érdekében segítségként felhívjuk a figyelmet, hogy a passzív piezoelektromos érzékelők érzékenységet általában $\text{pC}/(\text{m/s}^2)$ mértékegységben, míg az aktív eszközökét $\text{mV}/(\text{m/s}^2)$ – ben adják meg a gyártók.

A digitális jelfeldolgozás óriási léptekkel terjed a méréstechnikában. Ennek egyik folyamánya az a kényelmi funkció, ami az érzékelőknél jelentkezik. Az ún. *TEDS érzékelőkben* (Transducer Electronic Data Sheet) a beépített elektronika tárolja az érzékelő legfontosabb paraméterét, az érzékenységet (esetleg több más adatot is) így azt a mérőlánc felépítésekor a jelfeldolgozó elektronikában futó szoftver ki tudja olvasni és képes felparametrizálni a jelútban levő mérőerősítőt. Ezáltal a mérést irányító személynek ezzel nem kell törődnie. Ennek főleg akkor van jelentősége, ha a mérési összeállítást többször szét-, ill. összeszereljük és a méréshez sok szenzort alkalmazunk. Ilyen körülmények között ugyanis a mérést végző személy részéről nagy a tévesztés valószínűsége. Ami egy érzékenység hibás megadása esetén, ha bekövetkezik, meghamisítja a mérés eredményeit. Természetesen ez a hasznos kényelmi funkció csak akkor érhető el, ha az elektronika képes ezeknek az adatoknak a kiolvasására. Fontos megjegyezni, hogy a szenzor akkor is használható, ha ezeket a digitálisan tárolt adatokat a csatlakoztatott elektronika nem képes kiolvasni belőle. Ilyen esetben az érzékenység megfelelő helyen történő megadása a mérést végző személy feladata.



4.2. ábra

A rezgésdiagnosztikában segítséget adó szabványok, irányelvek, általában a rezgésebességre adnak meg orientációt. Ennek alapvető oka, hogy egy rezgés spektrális képét ábrázolva, a sebesség spektrum fogja át a legkisebb dinamika tartományt. Az elmondottakat érzékelteti a 4.2. ábra. Megfigyelhetjük rajta, hogy egyazon jelből a gyorsulás érzékelő a nagyobb frekvenciás, míg az elmozdulás érzékelő az alacsonyabb frekvenciás komponenseket emeli ki. Ezért a leginkább „lapos” futású spektrum és ezáltal a kiértékelést támogató spektrumkép a rezgés sebességtől várható. Ha azonban a jel nagyfrekvenciás részére vagyunk kíváncsiak (pl. csapágyak esetében) akkor célszerű a gyorsulás spektrumot vizsgálni. Megfordítva, ha ismert, hogy kisfrekvenciás komponenseket kell megfigyelni, jogos választás a rezgés elmozdulás. (pl. siklócsapágyak tengelyvég rezgésénél)

A vonatkozó műszaki irányelvek, szabványok is rezgésebességben fogalmazzák meg a különböző gépekre javasolt határértékeket. Noha egy gép állapotának megítélése a rezgésdiagnosztika eszközeivel akkor végezhető el hatékonyan, ha a gép újszerű állapotából rendelkezünk referenciával, ezzel együtt a hosszú évek alatt szerzett tapasztalatokból felállíthatók olyan határértékek, amelyek nem a konkrét gépre vannak szabva, de a hasonló teljesítményű, méretű és felépítésű gépeken szerzett tapasztalati határértékek nem vezetnek félre minket.

A DIN ISO 10816 egy széles körben ismert és javaslati tekintetében alkalmazott szabvány. Amely a gép fajtájára, teljesítményére és használatának módjára (rövid vagy hosszú időtartamú működés) való tekintettel ad javaslatot az elmozdulás mellett, rezgésebesség határértékekre. Előbbiek kiegészülnek még egy szemponttal, amely a gerjesztett eszköz engedékenységet hivatott figyelembe venni. A mérés során tapasztalt rezgésenergia tekintetében ugyanis a rezgő eszköz engedékenysége (mobilitása) is lényeges, nem csak a gerjesztés ereje. Utóbbi a gép teljesítményével, esetleg fordulatszámaival mutat szoros kapcsolatot, az előbbi esetében fontos szerepe

van a gép alapozásának, rögzítésének. Ezért az idézett szabvány szétválasztja a szilárd és a rugalmas alapozás mellett üzemelő gépekre javasolt határértékeket.

Az ISO 10816 egyes részei a következő, számunkra fontos tématerületekkel foglalkoznak:

- 1.) Általános irányelvek
- 2.) 50MW teljesítmény feletti gőzturbinák 1500, 1800 valamint 3000 és 3600f/min fordulatszámmal
- 3.) 120 f/min és 15000 f/min fordulatszám tartományban üzemelő, 15kW-nál nagyobb teljesítményű ipari berendezések
- 4.) Siklócsapággal épített gázturbinás rendszerek
- 5.) Vízerőművekben és szivattyús tározókban üzemelő géprendszerek
- 6.) Dugattyús gépek, 100kW feletti teljesítménnyel
- 7.) Rotodynamikus szivattyúk ipari alkalmazásokban
- 8.) Dugattyús kompresszorok
- :
- 21.) Vízszintes tengelyű szélturbinák hajtóművel

A teljesség igénye nélkül beidézzük ide az ISO 10816 3. pontja alatt megadott gépekre érvényes rezgés határértékeket összefoglaló táblázatokat.

A gép kategóriákra alkalmazott jelölések magyarázata:

A jelű csoport: új vagy újszerű gépekhez kapcsolható értékek

B jelű csoport: hosszú periódusú, folyamatos működést megengedő értékek

C jelű csoport: rövid periódusú, folyamatos működést már meg nem engedő értékek

D jelű csoport: tartós üzem mellett a gép károsodását okozó értékek

ISO 10816-3

1. gépcsoport

300kW feletti teljesítményű gépek;

villamos gépek melyekre a tengelymagasság $H \geq 315\text{mm}$

alapozás fajtája	kategória	rezgés elmozdulás 10^{-6}m (RMS)	rezgés sebesség 10^{-3}m/s (RMS)
merev	A	29 57 90	2,3 4,5 7,1
	B		
	C		
	D		
rugalmas	A	45 90 140	3,5 7,1 11
	B		
	C		
	D		

2. gépcsoport

15kW és 300kW közötti tartományba eső gépek;

villamos gépek melyekre a tengelymagasság $160\text{mm} \leq H \leq 315\text{mm}$

alapozás fajtája	kategória	rezgés elmozdulás 10^{-6}m (RMS)	rezgés sebesség 10^{-3}m/s (RMS)
merev	A	22 45 71	1,4 2,8 4,5
	B		
	C		
	D		
rugalmas	A	37 71 113	2,3 4,5 7,1
	B		
	C		
	D		

3. gépcsoport

Nagyobb, mint 15kW teljesítményű forgólapátos szivattyúk (radiális, félaxiális, axiális átömlésű), önálló hajtásegységgel

alapozás fajtája	kategória	rezgés elmozdulás 10^{-6}m (RMS)	rezgés sebesség 10^{-3}m/s (RMS)
merev	A	18 36 56	2,3 4,5 7,1
	B		
	C		
	D		
rugalmas	A	28 56 90	3,5 7,1 11
	B		
	C		
	D		

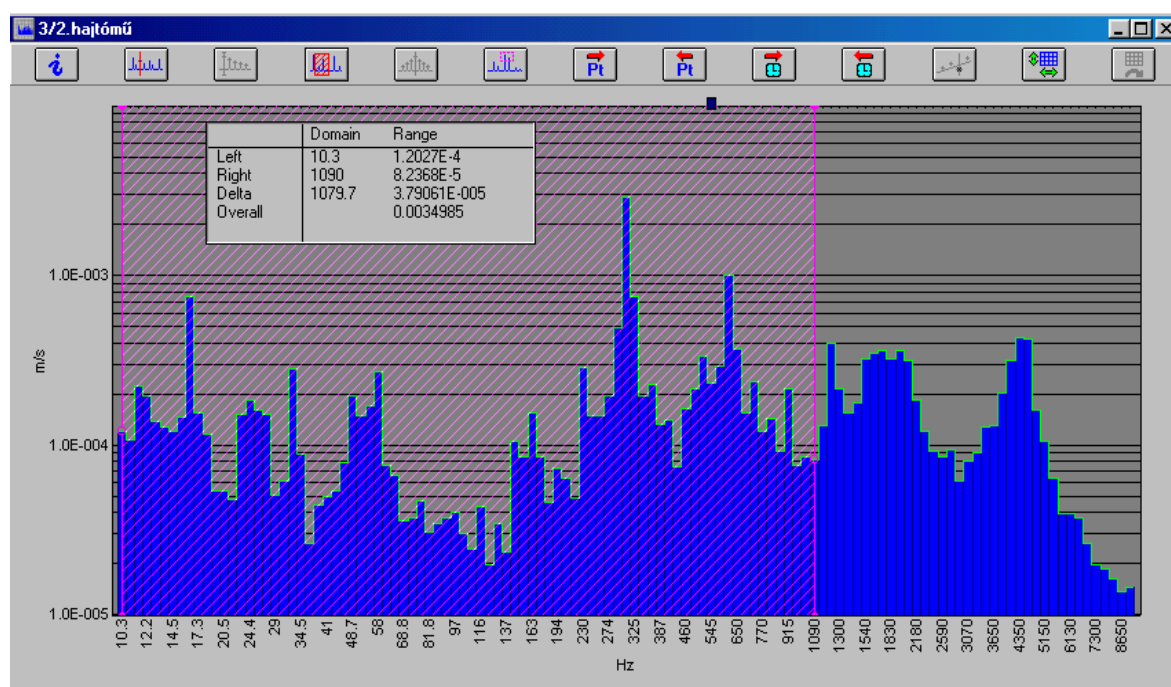
4. gépcsoport

Hajtásegységgel egybeépített, nagyobb, mint 15kW teljesítményű forgólapátos szivattyúk (radiális, félaxiális, axiális átömlésű)

alapozás fajtája	kategória	rezgés elmozdulás 10^{-6}m (RMS)	rezgés sebesség 10^{-3}m/s (RMS)
merev	A	11 22 36	1,4 2,8 4,5
	B		
	C		
	D		
rugalmas	A	18 36 56	2,3 4,5 7,1
	B		
	C		
	D		

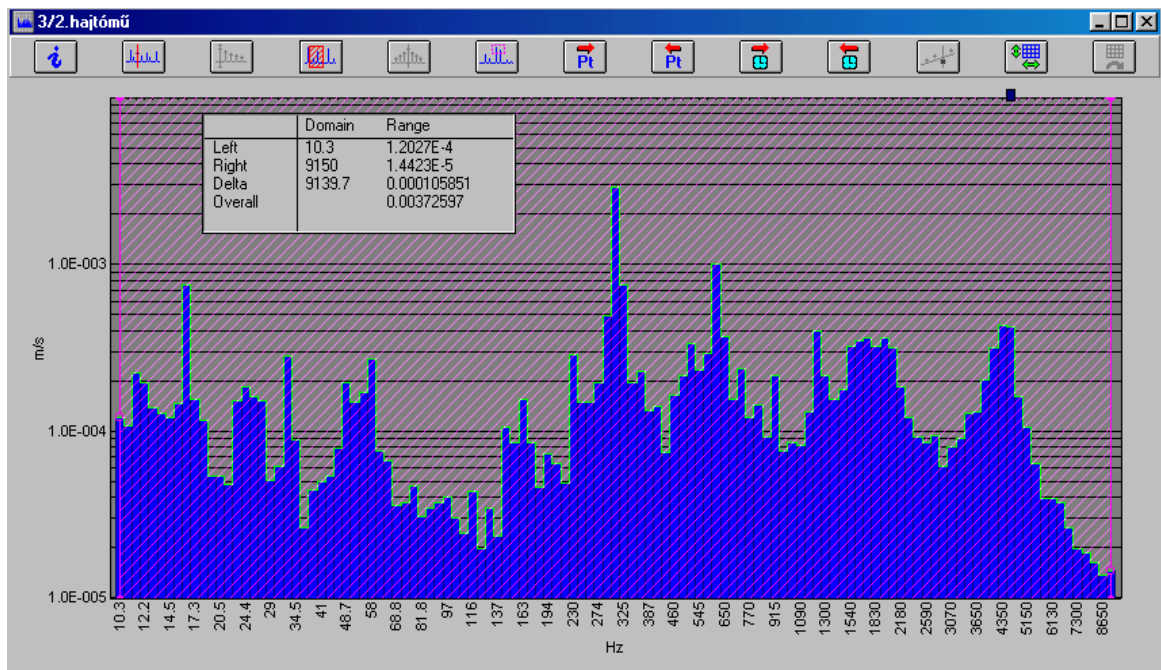
4.1. Az érzékelők felszerelése

Az érzékelő felszerelése, illetve csatolása a felügyelt géphez jelentős mértékben befolyásolja a mérés minőségét és a mérések ismételhetőségét. A csatolás módja és minősége hatással van az érzékelő által szolgáltatott jel nagyságára és az érzékelő által átalakított jel elvárt pontossággal mérhető frekvencia tartományára. Noha a rezgésdiagnosztikai szempontból szóba kerülő mechanikai rendszerek rezgési energiájának legnagyobb része egy viszonylag keskeny $\sim 5\text{Hz}-1\text{kHz}$ közötti frekvenciasávba esik, a méréseket a legtöbb esetben célszerű legalább 10kHz -ig elvégezni, mivel a nagyfrekvenciás tartományban kis energiával ugyan, de diagnosztikai szempontból értékes komponensek jelentkezhetnek.



4.1.1. ábra (A szerző saját mérése.)

A rezgésenergia megoszlására mutat példát a 4.1.1. és a 4.1.2. ábra. Mindkettőn ugyanaz a CPB spektrum látható, amely egy fogaskerék hajtóműről származik. A 4.1.1. ábrán a sraffozott terület kb. 1kHz szélességű frekvencia tartományt fog át. Az alsó és felső $1/12$ oktávnyi sáv középfrekvenciája $10,3\text{Hz}$ és 1090Hz . Az ábrán megjelenített táblázatból kiolvashatjuk, hogy a rezgés ezen tartományára jellemző szélessávú rezgéssebesség érték (overall) $3,49\text{mm/s}$ effektív érték. A 4.1.2. ábrán már a mérésnél beállított teljes $10,3\text{Hz}$ -tól $8,65\text{kHz}$ frekvencia tartományhoz tartozó szélessávú értéket olvashatjuk, ami $3,72\text{mm/s}$.



4.1.2. ábra (A szerző saját mérése.)

A mutatott példában tehát a szélessávú effektív rezgéssebesség értékek aránya $3,72/3,49=1,065$ Vagyis, az 1090Hz fölötti tartomány által képviselt energia csak 6,5% növekedést okoz a szélessávú értékben.

Hangsúlyozzuk, hogy a rezgésdiagnosztikai gyakorlatban találkozhatunk ettől jelentősen eltérő arányt mutató esetekkel is. A szerző példaként a saját mérési gyakorlatából választott egy tipikusnak mondhatót.

Az érzékelőn belül működő elektromechanikus rendszer maga is rezgő rendszert alkot. Ahogy minden rezgő rendszernek az érzékelőkben működőknek is van saját rezonanciafrekvenciája. Ahogy láttuk a rezgésekkel általában foglalkozó pont alatt, a rezonanciafrekvencia közelében a rezgési amplitúdó erősen megnő, felette pedig a növekvő frekvenciák irányában rohamosan csökken a nagysága. (Lásd a 4.1.3. ábrát.) Az érzékelők tekintetében ennek a hatásnak az a következménye, hogy a szolgáltatott villamos jel a rezonanciafrekvencia környezetében indokolatlanul megnő, felette pedig gyorsan leesik. Vagyis pontos méréseket csak jóval a rezonanciafrekvencia alatti tartományban végezhetünk, ott ahol az érzékenység és így a kimenő jel széles frekvenciatartományban állandó. A piezoelektromos gyorsulásérzékelők fizikai működéséből és felépítéséből következik, hogy ha a rezonanciafrekvenciájukat toljuk feljebb, akkor sajnos az érzékenységük csökkenni fog. Ennek oka az érzékelőben működő alkatrészek, többek között a piezo kristály méretének csökkenése, a nagyobb frekvencián is mérni képes érzékelőkben. A kisebb mérettel készülő érzékelőknél a cél általában nem is annyira az érzékelő sajátfrekvenciájának növelése, mert ez nagyobb érzékelők esetén is meg szokott felelni a gépdiagnosztikában igényelt spektrális

elemzés elvárásainak, inkább az érzékelő tömegének csökkentése a kényszerítő erő. Kis tömeggel rezgő rendszer mérésénél ugyanis figyelemmel kell lenni az érzékelővel bevitt tömegre is. Bevált gyakorlati szabály, hogy a rendszerben rezgő tömeg nagyságának legfeljebb tizede lehet a mérésben alkalmazni kívánt érzékelő tömege, annak érdekében, hogy a bevitt tömeg csak elfogadható mértékben hangolja el a rendszert. Az elfogadható mértéket általában a méréstől elvárt pontosság segítségével fogalmazzuk meg. A kicsiny tömeggel, ezért mérettel rendelkező érzékelők viszont érzéketlenek. A gyárak az érzékenység-tömeg viszonyon úgy igyekeznek javítani, hogy az érzékelők házát kis fajsúlyú, de megfelelő szilárdságú fémből készítik. Gyakori a titán vagy titán ötvözetből készült ház, ami persze árfelhajtó tényező a közönséges rozsdamentes acél házhoz képest.

4.1.1. táblázat

tömeg [g]	érzékenység [pC/(m/s ²)]	rezonanciafrekv. [kHz]
0,65	0,11	85
2,4	0,32	55
11	1	42
17	3	28
30	4,5	21
54	10	16
500	1000	6,5

A 4.1.1. táblázat felsorolásában bemutatjuk egy széles körben ismert gyártó választékában hogyan alakul az érzékelők tömege és az általuk biztosított érzékenység. A harmadik oszlopban a szerelt – a kalibrálási körülmények között kialakult – rezonanciafrekvenciát tüntetjük fel.

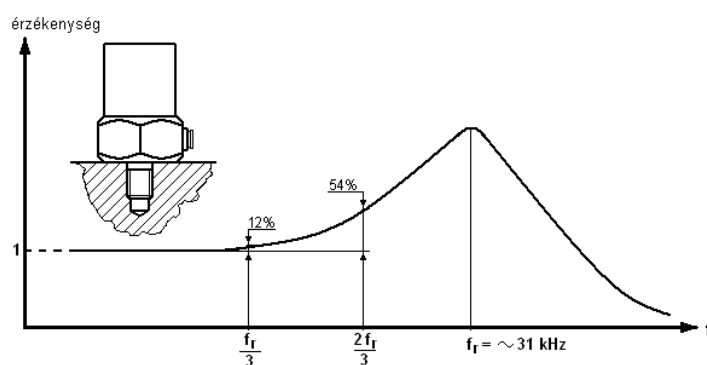
A táblázatban foglalt adatok tájékoztató jellegűek. Gyártótól és kivittől függően lehetnek és vannak is eltérések.

Egy mérés összeállítása előtt mindig tisztázni kell, milyen frekvenciatartományban kívánunk mérni. ehhez képest indokolatlanul magas határfrekvenciával bíró érzékelőt alkalmazva a kisebb szolgáltatott jel miatt romolhat a mérés jel/zaj viszonya. Ez a veszély, köszönhetően a mérés technikában alkalmazott elektronikus eszközök fejlett szintjének, átlagosnak mondható mérési körülmények mellett nem jelentős. De ha pl. hosszabb kábellel kényszerülünk mérni, amelynél a mozgások miatt jelentkezik a triboelektromos effektus, fontos, hogy az érzékelőnk a lehető legnagyobb jelet szolgáltatassa.

Alacsony jel/zaj viszony mellett zavaró lehet, ha jelentős hőmérséklet ingadozás mellett végezzük a mérést. Ebben az esetben is romlik a mérési eredmények megbízhatósága.

A helyzetet bonyolítja, hogy a rezonanciafrekvencia tekintetében nem az önálló érzékelőnél működő, hanem a mérési ponton való felszerelés után kiadódó érték a mértékadó. A felszerelési mód és minőség befolyással van a felépített érzékelés határfrekvenciájára. Alapvető törvényszerűség, hogy az önálló érzékelőhöz képest csökkenni fog az összeszerelt rendszer rezonanciafrekvenciája. A csökkenés mértékére döntő befolyással van a géprész (pl. csapágyház) és az érzékelő között létrehozott fizikai csatolás feszsége.

Kézenfekvő, hogy alkalmazzunk valamilyen csavaros kötést az érzékelő felszerelésére. Az így létrehozott kötés elég szilárd és ha szükséges mégis oldható. A gyártók a legtöbb érzékelőjüket csavaros kötésű felerősítésre készítik elő. Ilyen esetben a 4.1.3. ábrán láthatóhoz hasonló lesz a beépített érzékelő frekvenciamenete.



4.1.3. ábra

Általánosságban használt $1\text{-}4\text{pC/m/s}^2$ érzékenységű érzékelők esetén kb. 40-42kHz az érzékelőben működő rezgő rendszer rezonanciafrekvenciája, amely az ábra tanúsága szerint, csavaros kötés mellett is lecsökken 31-35 kHz-re. Természetesen ez nem jelenti azt, hogy ilyen elrendezés mellett kielégítő pontosságú mérést végezhetnénk 31kHz felső határfrekvenciáig! Ökölszabályként célszerű megjegyezni, ha a szerelés után kialakuló rezonanciafrekvencia harmadáig ($f_r/3$) mérünk, az eredmények pontossága nagy valószínűséggel 1dB-en belül lesz. A 4.1.3. ábra $\zeta = 0,1$ csillapítási viszony mellett ábrázolja a viszonyokat. Látható, hogy $f_r/3$ -nál 12% a kiemelés, ami $20 \cdot \lg 1,12 = 0,98\text{dB}$ -nek felel meg, de $2f_r/3$ -nál már jelentős 54% a kimenő jelben fellépő kiemelés, ami már teljesen pontatlanná teheti a mérést.

A csavaros kötés tehát az érzékelő állandó telepítése esetén ideális megoldás. Ideiglenes telepítés mellett, illetve olyan esetben, amikor ugyanazzal az érzékelővel mérjük végig egy gép összes mérési pontját kényelmetlenné, hosszadalmassá válik a

mérés a le- és felszerelés által igényelt idő miatt. Gyakran találkozhatunk olyan esettel, amikor az érzékelési pont a gép nehezen hozzáférhető pontján van és a rezgő gépen nehézséget okoz az érzékelő felcsavarása a menetes tőcsavarra. Ilyenkor a gyors cserét és a nehezen elérhető pontokban a könnyű felhelyezhetőséget támogató megoldásra van szükség. Ehhez elterjedt az erős permanens mágnessel való rögzítés. Támogatják ezt a megoldást a gyártó cégek is, érzékelőikhez megvásárlásra ajánlják a rögzítő mágneseket. A praktikus felhelyezési módnak „ára van”, a permanens mágnessel való rögzítésnél a rezonanciafrekvencia értéke lecsökken 7kHz körüli értékre. Ez is csak akkor érhető el, ha a felhelyezési pontban előzőleg megtisztítjuk a felületet és fémtiszta állapotot hozunk létre. Ehhez a festéket le kell csiszolni a fémről. Ha a mágnes a festett fémre helyezük fel, akkor a 7kHz nem érhető el. Már a géptest és a rögzítő mágnes között levő porréteg is jelentős mértékben rontja a csatolás mértékét. Tehát mérés előtt az érzékelő alatt gondosan portalanítani kell a felületet! Csak a teljesség érdekében jegyezzük meg a magától értetődő tény, hogy ezzel a rögzítési móddal csak ferromágneses anyagra tudjuk felhelyezni az érzékelőnket.

Meglepően feszes kapcsolódást biztosít, ha az érzékelőnket vékony méhviasz réteggel tapasztjuk a mérni kívánt objektumhoz. Ha előzetesen alaposan megtisztított felületen alkalmazzuk, elérhető a 29kHz szerelt rezonanciafrekvencia. Ez a megoldás természetesen működik nem ferromágneses anyagon is. Hátránya az alacsony hőmérséklet tűrés. Ha a géptest a mérési pontban 40°C-nál magasabb hőmérsékletű, sajnos nem használhatjuk ezt a módszert.

Gyors és kényelmes méréspont váltást tesz lehetővé, ha az érzékelőt tapintócsúcsra szereljük fel és kézzel szorítjuk oda a mérési helyre. Ezt a megoldást alkalmazva sajnos nagyon lecsökken a csatolt rendszer rezonanciafrekvenciája. ($f_r = \sim 2\text{kHz}$) Ha spektrális mérést akarunk az adott ponton, akkor ez a csatolási módszer nem használható. Csak akkor célszerű alkalmazni, ha skalár mérőszámot várunk eredményül (pl. effektív érték), valamint elfogadjuk, hogy a mérés ismételhetősége korlátozott. Ennek az eszköznek a használata ilyen kompromisszumok mellett is gyakorlottságot igényel a mérést végző személytől. Ennek egyik oka az érzékelők irányérzékenysége. Ha a mérés ismétlésekor a tapintócsúcs iránya változik, az befolyásolja az érzékelő kimenő jelének nagyságát.

Általában is figyelemmel kell lenni a felszerelés irányára. A kalibrálási adatok akkor érvényesek, ha a rezgés kitérésének iránya egybe esik az érzékelőre megadott érzékelési iránnyal. Ideális érzékelő az lenne, amely a megadott iránytól eltérve nem adna kimenő jelet és már igen kicsi irány eltérés is nagy érzékenység csökkenést vonna maga után. A piezoelektromos érzékelők ezen jellemzőben elég jól megközelítik az

ideálisként megfogalmazott tulajdonságot. Általánosnak mondható, hogy a keresztirányú érzékenyséjük kb.4%-a a fő irányban mutatottnak.



4.1.4. ábra (forrás: Brüel & Kjaer)

A 4.1.5. ábrán egy piezoelektromos gyorsulás érzékelő adatait felsoroló és kalibrációs görbéit is tartalmazó ún. kalibrációs adatlapot mutatunk be.

Több információt szolgáltat egy mérés, ha ugyanazon érzékelési pontnál kettő, esetleg három érzékelési irány mellett nyerünk adatokat. Ezt elérhetjük kettő vagy három leolvasással, miközben érzékelőnket átszereljük az érzékelési irányoknak – általában egymásra merőlegesek – megfelelően. Ilyenkor természetesen egymáshoz időben közeli, de nem azonos időben lezajlott rezgési jelenséget mérünk a két, (három) irányhoz tartozó időszakaszban. Előny viszont a költséghatékonyság, hiszen egy érzékelőre és egy jelfeldolgozó csatornára van szükség. Stabil, stacioner üzemű gépek estében az egyes leolvasások közötti 1-2 perces időeltolódás nem ad fals eredményeket a diagnosztizáláshoz. Ha a három mérési irányban szigorúan egyazon időintervallumban akarunk mérni, akkor mindhárom irányhoz önálló érzékelőt kell rendeljünk. Ennek előnyös formája, ha a három érzékelő fizikailag ugyanazon házba van építve, de az érzékelők jelei külön-külön hozzáférhetők. Az ilyen felépítésű érzékelők közül kettő – a 4326 és 4321 jelű – látható a 4.1.4. ábrán. Ez a felépítés nagy pontossággal biztosítja, hogy az érzékelési irányok egymásra kölcsönösen merőlegesek.

Calibration Chart for Charge Accelerometer Type 4391 V

Serial No.: 30362

Reference Sensitivity¹⁾ at 159.2 Hz ($\omega = 1000 \text{ s}^{-1}$):
20 ms⁻² RMS and 23.3 °C: 0.9752 pC/ms⁻² (9.564 pC/g)

Determined by the amplifier used

Lower Frequency Limit: 10 kHz

Upper Frequency Limit ($\pm 10\%$): 40 kHz

Mounted Resonance Frequency:

Transverse Sensitivity:

Maximum (at 30 Hz, 100 ms⁻³):

< 4% re Reference Sensitivity

Transverse Resonance Frequency:

Calculated values for TEDS²⁾:

Resonance frequency: 43.5 kHz

Quality factor @ f_{res} : 276

Amplitude slope: -1.4 %/decade

Measuring Range: Max. operational shock: $\pm 20 \text{ kms}^{-2}$ peak ($\pm 2000 \text{ g}$ peak)

Max. continuous sinusoidal: 20 kms⁻² peak (2000 g peak)

Polarity of the electrical signal is positive for an acceleration in the direction of the arrow on the drawing.

¹⁾ This calibration is obtained on a modified Brüel & Kjær Calibration System Type 9610 System No.: 289257.1... and is traceable to the National Institute of Standards and Technology, USA and Physikalisch-Technische Bundesanstalt, Germany.
The measurement uncertainty is 1.0% (k=2) in accordance with EAU 32. A coverage factor k=2 is used. This corresponds to a coverage probability of 95% for a normal distribution.

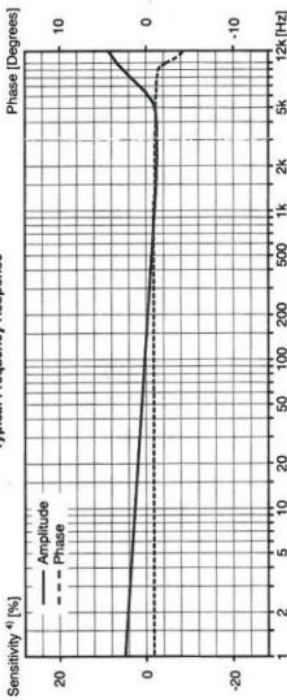
²⁾ Transducer Electronic Data Sheet according to IEEE P1451.4. Built-in ID-information not included.

³⁾ Deviation from Reference Sensitivity.

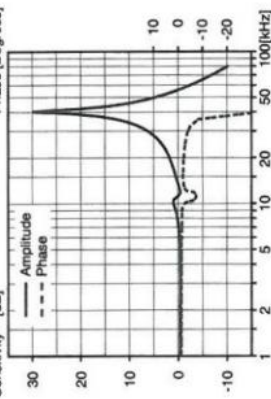
For further information, please see <http://www.bksv.com> and Product Data Sheet BP 1509 and BP 1510.



Typical Frequency Response



Typical High Frequency Response



Electrical:

Capacitance of transducer (excl. cable): 1100 pF
Insulation Resistance: > 20 Gohm
sensing element: > 100 Mohm
body to mounting surface:

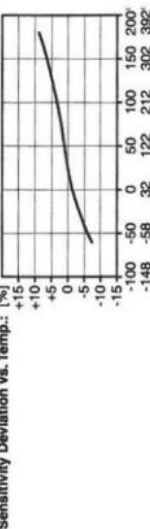
Recommended cables:

AO 0193
AO 0231
AO 0268

Environmental:

Temperature Range: -60 to +180°C (-76 to +356

Sensitivity Deviation vs. Temp.: [%]



Temp. Transient Sensitivity (3 Hz Low Lim. Freq. (-3 dB, 6 dB/oct): 0.2 ms⁻²

Magnetic Sensitivity (50 Hz, 0.038 T): 4 ms⁻²

Acoustic Sensitivity (154 dB SPL): 0.01 m

Base Strain Sensitivity (at 250 µε in base plane): 0.005 ms⁻²

Max. Non-destructive Shock: 20 kms⁻² peak (2000 g peak)

Humidity: 90 % RH non-condensal

Mechanical:

Case Material: Titanium ASTM Grade

Sensing Element: Piezoelectric, Type PZ:

Construction: Delta Shear

Sealing: Welds

Weight:

Electrical Connector: 16 gram (0.56 c

Mounting Thread: 7/16 - 28 UNEF-2

Mounting Surface Flatness: 10 - 32 UNF-2B, Depth 3.8 m

Mounting Torque: Max. 3.5 Nm (31 lbf-in) Min. 0.5 Nm (4.4 lbf-in)

Spanner size 16 across flats

Recess ø6.4

0.4 deep

Direction of acceleration

All dimensions in millimetres

Centre of gravity of seismic mass

Centre of gravity of accelerometer

ø13.5

22.3

12.2

6.1

3.2

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

0.6

4.1.5. ábra

5. SPEKTRUMOK

A rezgési jeleket esetenként hasznos lehet az időtartományban vizsgálni, analizálni, de ebben az ábrázolási formában (időfüggvény) nagyon nehezen ismerhetők fel azok a jellegzetességek, amelyek egy vizsgált gép kezdeti hibáihoz kapcsolhatók. Tulajdonképpen az időtartománybeli kép ilyen azonosításra nem alkalmas, mert a kezdeti hibák okozta komponensek olyan kis módosulást okoznak az időtartománybeli képen, ami ott nem ismerhető fel. Sokkal hatékonyabban használható, ha a rezgésjelet az időtartományból átranzformáljuk a frekvenciatartományba. Ezt a transzformációt azért célszerű elvégezni, mert az egyes hibák többnyire sajátos frekvencia komponensek megjelenését okozzák a frekvencia spektrumban és itt ezek viszonylag könnyen beazonosíthatók, míg a jel időfüggvényén nem. A jellegzetes frekvenciák és ezek egymáshoz való viszonya is diagnosztikai értékkel bír. Előbbiek miatt *a spektrális ábrázolás a rezgésdiagnosztika hatékony eszköze.*

5.1. Periodikus jelek

A spektrális ábrázoláshoz a neves francia matematikus Fourier (1768-1830) munkássága során kidolgozott algoritmus, a Fourier sorfejtés teremti meg az alapot. Fourier a kiterjedtestekben végbemenő hővezetési probléma megoldásához dolgozta ki az eljárást, ami aztán a természet és műszaki tudományok területén, sok helyen talált alkalmazásra.

A Fourier-sor egy periodikus függvényt – jelölésünkben $f(t)$ – harmonikus függvények összegeként állít elő. (Részletekért lásd a téma bőséges irodalmát!) Valós írásmódban a sor tagjai az alábbi összefüggés szerint írhatók fel:

$$f(t) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \sin(k\omega t) + \sum_{k=1}^{\infty} b_k \cos(k\omega t) \quad (5.1.1)$$

ahol $\omega = 2\pi/T$ a T periódusú jel körfrekvenciája. Az a_0 az ún. „egyenáramú” összetevő, amely a jel egy periódusra számított lineáris középértéke. Meghatározhatjuk az alábbi integrállal:

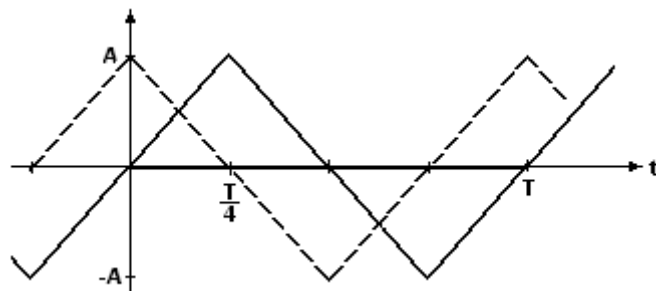
$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt$$

Az a_k és b_k a Fourier-együtthatók, amelyek megmutatják, hogy az egyes harmonikus függvények milyen súllyal vesznek részt az összegzésben. Az együtthatók előállításához a következő integrálok elvégzése szükséges:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \sin(k\omega t) dt \quad \text{ahol } k=1;2;3... \quad (5.1.2)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \cos(k\omega t) dt \quad \text{ahol } k=1;2;3... \quad (5.1.3)$$

Az eljárást, amellyel meghatározzuk az együtthatókat Fourier analízisnek nevezzük. Az együtthatókat megadó (5.1.2) és (5.1.3) egyenletekből megállapítható, az analízis végrehajtásához a vizsgált függvénynek integrálhatónak kell lennie. Az analízis eredményéről elmondható, hogy az a_k ; b_k számsorok egyértelműen jellemzik az $f(t)$ függvényt, hiszen az (5.1.1) szerinti összegzéssel előállítható $f(t)$. Ez utóbbi eljárást nevezzük Fourier szintézisnek.



5.1.1. ábra

T szerint periodikus, A amplitúdójú háromszöggel látható az 5.1.1. ábrán. Ennek a függvénynek a Fourier-sora a következő alakú, ha a $\varphi = 0$ kezdőfázissal indul:

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{8A}{\pi^2} \left[\sin \frac{2\pi}{T} t - \frac{1}{9} \sin 3 \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{25} \sin 5 \frac{2\pi}{T} t \pm \dots \right] = \\ &= \frac{8A}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} (-1)^{k-1} \frac{\sin((2k-1) \frac{2\pi}{T} t)}{(2k-1)^2} \end{aligned} \quad (5.1.4)$$

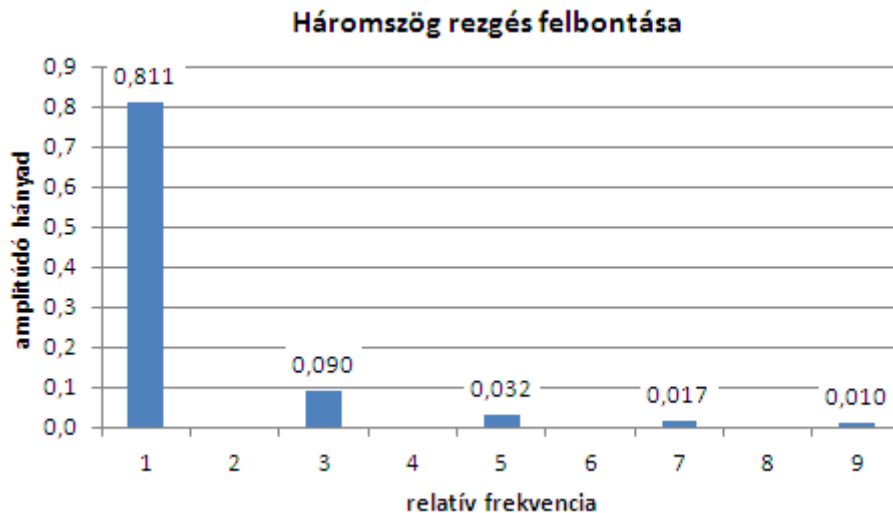
Ha a kezdő fázisszög $\varphi = 2\pi/4$, ami az idő tengelyen $T/4$ értéknek felel meg, akkor a sor a következőképpen alakul:

$$\begin{aligned} f(t) &= \frac{8A}{\pi^2} \left[\cos \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{9} \cos 3 \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{25} \cos 5 \frac{2\pi}{T} t + \dots \right] = \\ &= \frac{8A}{\pi^2} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{\cos((2k-1) \frac{2\pi}{T} t)}{(2k-1)^2} \end{aligned} \quad (5.1.5)$$

Az együtthatók a két esetben:

Az a_k együtthatók rendre: $\frac{8A}{\pi^2}; -\frac{8A}{(3\pi)^2}; \frac{8A}{(5\pi)^2}; -\frac{8A}{(7\pi)^2}; \dots$ és $b_k = 0$ ha $\varphi = 0$

Ugyan akkor a b_k együtthatók: $\frac{8A}{\pi^2}; \frac{8A}{(3\pi)^2}; \frac{8A}{(5\pi)^2}; \frac{8A}{(7\pi)^2}; \dots$ és $a_k = 0$ ha $\varphi = \pi/2$



5.1.2. ábra

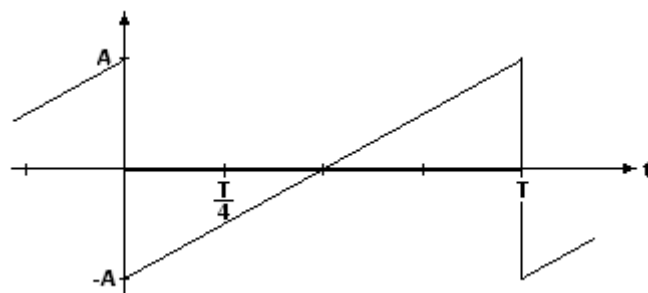
Összevetve a két számsort megállapíthatjuk, hogy az együtthatók előjele változik a kezdő- fázistól függően, de azok abszolútértékét a függvény jellege (háromszög) és amplitúdója (A) egyértelműen meghatározza. Sőt tovább lépve, és egységnyi amplitúdójú jelet vizsgálva az együtthatókból képzett számsor alakulását, – melyet a példához kapcsolódva az 5.1.2. ábrán látunk – egyértelműen meghatározza az analizált függvény lefutása.

Tehát a hozzárendelés egy-egy értelmű, és az analízis által az időtartománybeli jelet áttanszformáljuk a frekvenciatartományba, – tulajdonképpen az $k \frac{1}{T}$ tartományba – vagyis képezzük a jel frekvencia spektrumát.

Látjuk, hogy az egyes összetevők diszkrét frekvenciák, az $f_1 = \frac{1}{T}$ alapharmonikus egész számú többszörösei. Az ilyen felépítésű spektrumot, a szerkezetéből adódóan vonalas spektrumnak nevezzük. Ahogy a példa is mutatja, egyáltalán nem törvényszerű, hogy egy adott függvény sorában minden egész számhoz tartozik felharmonikus. A háromszögjel esetében pl. hiányoznak a páros számokhoz tartozó harmonikusok.

Az 5.1.2. ábrán látható spektrumból megállapítható, hogy a háromszögjel szintézisében az alap- harmonikus 81%-kal vesz részt és az ún. felharmonikusok gyorsan csillapodnak. Hiszen már az első felharmonikus is, melynek frekvenciája az alapharmonikus háromszorosa csak 9% hányadot képvisel.

Tanulságos megfigyelni a harmonikusok alakulását egy olyan jel esetén, amelynél egy szakaszon nagyon gyors a jelváltozási sebesség. Az 5.1.3. ábra az ún. fűrészfog jel időfüggvényét mutatja. Láthatjuk, hogy ennél a jelalaknál a periódusok végén függőleges a leíró görbe, ami végtelen nagy sebességű jelváltozást jelent.



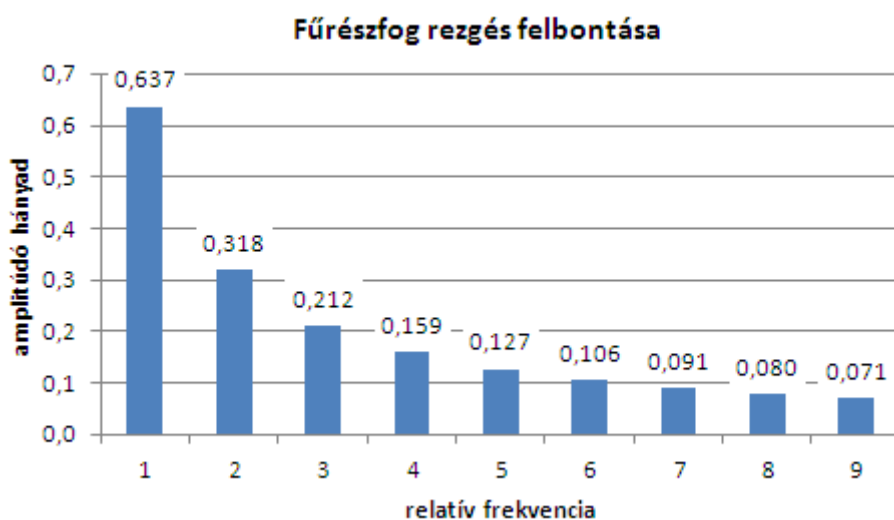
5.1.3. ábra

A fűrészfog jel Fourier-sora pedig a következő:

$$f(t) = -\frac{2A}{\pi} \left[\sin \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{2} \sin 2 \frac{2\pi}{T} t + \frac{1}{3} \sin 3 \frac{2\pi}{T} t \pm \dots \right] =$$

$$= \frac{2A}{\pi} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{k} \sin(k \frac{2\pi}{T} t) \quad (5.1.6)$$

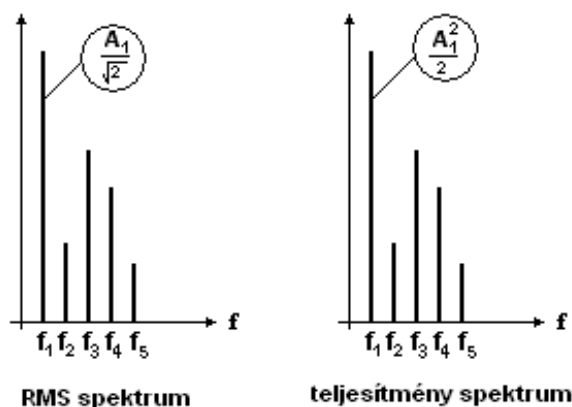
Az ábrázolt fázishelyzetben páratlan függvénnyel van dolgunk, tehát itt is az a_k együtthatók lesznek nullától különbözők, és valamennyi b_k nulla. Az együtthatók alakulását ennél a jelnél az 5.1.4. ábra mutatja. Összevetve az 5.1.2. és 5.1.4. ábrákon látható számsorozatok, megállapítható, hogy a fűrészfog jelhez tartozó számsor, amely a harmonikusokat képviseli, sokkal lassabban csökken, mint a háromszög jel esetében. Ennek oka a jelben előforduló nagy jelváltozási sebesség. A gyorsan változó jel ugyanis csak úgy szintetizálható, ha lényeges súllyal jelen vannak a magasabb fokszámú harmonikusok is. A végtelen meredek jelváltozás megköveteli, hogy a szintézisben több harmonikus vegyen részt, mint lassú jelváltozás esetén.



5.1.4. ábra

A diagnosztikában nem szintetizáljuk, hanem analizáljuk a mért jelet. Fentiek alapján ehhez alapvető szabályként elfogadhatjuk: Ugrás szerű változásokat is tartalmazó jelek analízisének, a mérőrendszert úgy kell beállítani, hogy az a képességeihez illeszkedve a legnagyobb frekvenciájú összetevőt is képes legyen kimutatni. Tehát az elemzés felső frekvencia határát célszerű a lehető legmagasabbra választani.

Felhívjuk a figyelmet, hogy az 5.1.4. ábrán látható példa amplitúdó spektrumot mutat. A rezgésjelek analízise során azonban találkozunk olyan spektrumokkal is ahol az ordinátán az összetevők effektív értéke vagy amplitúdójának négyzete szerepel. (Pontosabban négyzetének fele.) Az utóbbit szokás teljesítmény spektrumnak (power spectrum) nevezni. Az elnevezés onnan származik, hogy egy jel teljesítménye arányos effektív értéke négyzetével. ($P \sim \text{RMS}^2$) Az előbbinél a magyar szaknyelv is gyakran használja az angol nyelvi környezetből átvett RMS spektrum kifejezést. Ezt a két ábrázolási változatot mutatja az 5.1.5. ábra.

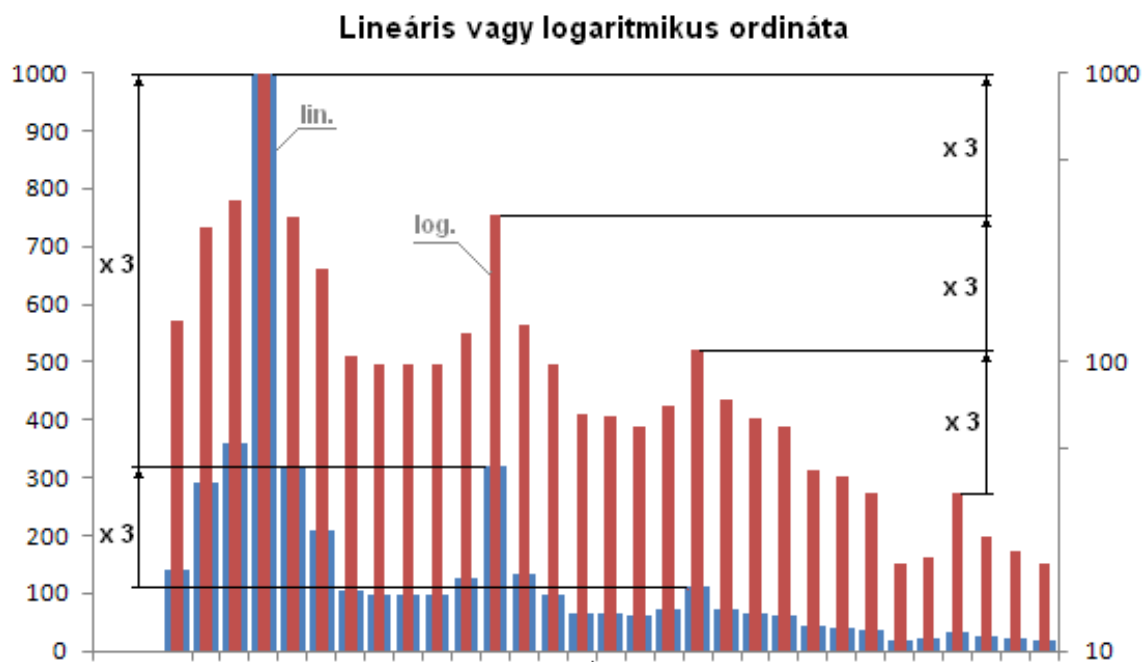


5.1.5. ábra

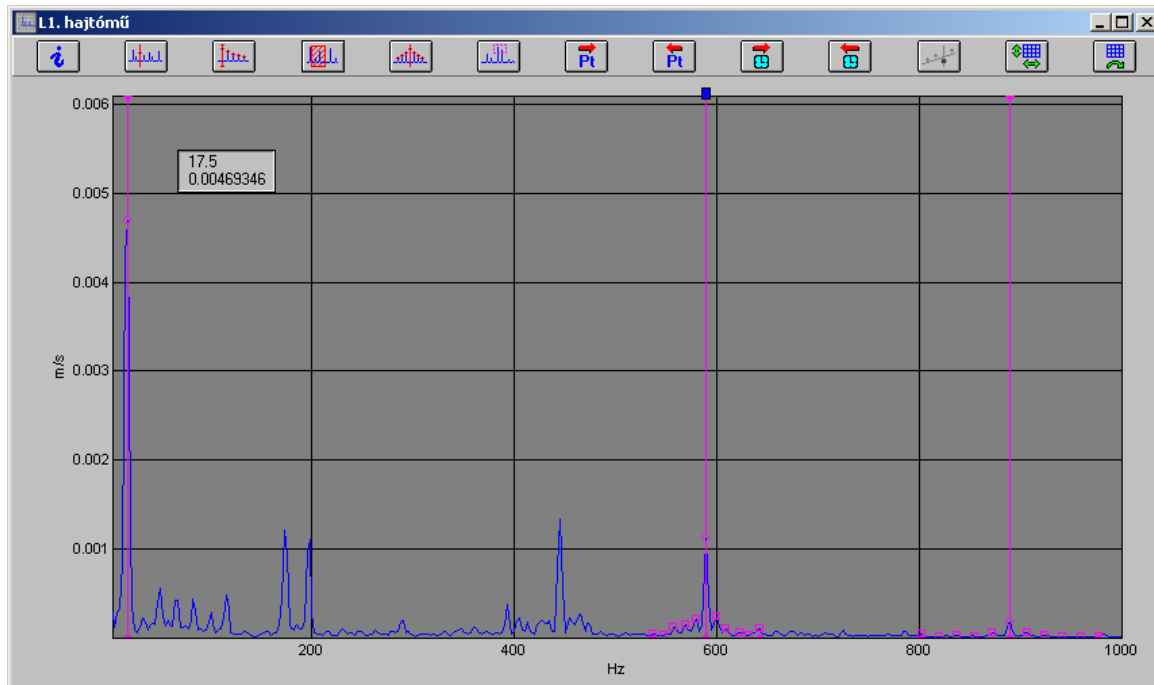
Itt célszerű felhívni a figyelmet a spektrális ábrázolás azon sajátosságára, hogy az ordinátatengely skálázása nem mindig lineáris. Gyakran élünk a lehetőséggel, és logaritmikus skálázást alkalmazunk. A két ábrázolás közötti jellegzetes különbségeket érzékelteti az 5.1.6. ábra.

Akkor célszerű logaritmikus ordináta osztás használata, amikor nagy jeltartományt kell átfogni az ábrázolásban, pl. azért, mert a nagyenergiájú csúcsok mellett kezdeti hibákra utaló jellegzetességek mutatkozhatnak a jóval kisebb energiával megjelenő nagyfrekvenciás tartományban. Lineáris lépték mellett ezek teljesen „összenyomódnak” és az esetleg fennálló jellegzetességek nem, vagy csak nehezen ismerhetők fel a spektrumban. Az elmondottak egyértelműen látszanak az 5.1.7. és 5.1.8. ábrákon, melyek ugyanazt a spektrumot ábrázolják logaritmikus és lineáris ordináta léptékekkel, miközben az ordináta maximum mindkét esetben 6mm/s. Az 5.1.7. ábrán a modulációs oldalsávi komponensek teljesen belesimulnak az alapzajba, az

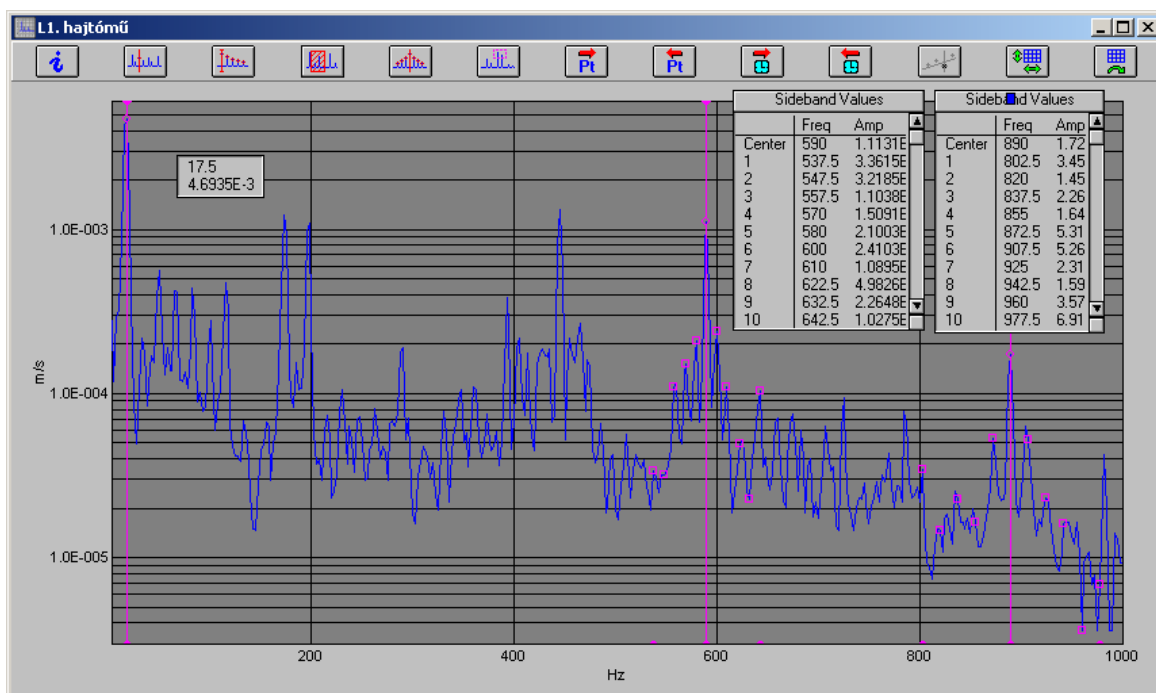
5.1.8. ábrán látható spektrumban viszont egyértelműen beazonosíthatók és a kép kiértékelhető.



5.1.6. ábra



5.1.7. ábra (A szerző saját mérése.)



5.1.8. ábra (A szerző saját mérése.)

Néhány sorral előbb megállapítottuk, hogy a Fourier-együtthatók abszolútértékének arányát egyértelműen meghatározza az analizálandó jel lefutása és ezek az arányok nem függenek a jel fázishelyzetétől. Ez a felismerés egyben azt is jelenti, hogy az eddig bemutatott spektrumokból (A ; A^2 ; RMS) a jelforma igen, de annak fázishelyzete nem állítható vissza. A rezgésdiagnosztikában egy rezgés összetevőinek egymáshoz képesti fázisát megadó információt nem használjuk, ezért ez a fázis információ a diagnosztizálás során nem hiányzik.

Sietünk azonban hangsúlyozni, hogy a fázismérést, mint általános diagnosztikai eszközt viszont használjuk. Ilyenkor azonban általában egy gép két különböző helyén érzékelt rezgésjel egymáshoz, vagy több jelnek egy referenciához képesti fázisát mérjük.

Egyébként a Fourier sorfejtés során – vagyis amikor egy jel ábrázolásánál áttérünk az időtartományból a frekvenciatartományba – a harmonikus összetevők egymáshoz képesti fázis információja nem vesz el. Az a_k és b_k Fourier-együtthatók, illetve arányuk ugyanis hordozza ezt az információt. Ez könnyen belátható, ha alkalmazzuk a jól ismert

$$\sin(\alpha+\beta)=\sin \alpha \cdot \cos \beta+\cos \alpha \cdot \sin \beta$$

törvényszerűséget, a (5.1.1.) egyenletre. (Az a_0 egyenáramú összetevőtől most tekintsünk el.) Vagyis írhatjuk, hogy

$$c_k \sin(k\omega t + \varphi_k) = a_k \sin(k\omega t) + b_k \cos(k\omega t)$$

Amely azt fejezi ki, hogy azonos frekvenciájú, nulla kezdőfázisú szinuszos és koszinuszos rezgés összege szintén harmonikus lesz, és ebben a felírási módban a rezgés valamilyen $\varphi_k \neq 0$ kezdőfázissal és c_k amplitúdóval rendelkezik.

Az együtthatók összehasonlításából azonnal látszik, hogy

$$\varphi_k = \arctan \frac{b_k}{a_k}$$

Illetve kis átalakítás után (itt nem részletezzük) adódik, hogy

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2}$$

A kétféle kezelési mód hasonló ahhoz, mint amikor egy vektort a Descartes-féle derékszögű koordináta-rendszerbeli koordinátaival $(a_k; b_k)$, vagy a polár koordinátaival $(c_k; \varphi_k)$ adunk meg.

Egyébként ábrázolhatjuk a φ_k értékeket is a harmonikus frekvenciák függvényében. Ekkor is spektrumot kapunk, melynek neve fázisspektrum. Mint ahogy már megfogalmaztuk, ezt a spektrumot nem használjuk a rezgésdiagnosztikában.

Az (5.1.1.) egyenlet által kifejezett tartalom a

$$\cos\theta + j\sin\theta = e^{j\theta}$$

azonosság értelmében felírható komplex alakban is. Itt $j = \sqrt{-1}$; a képzetes egység.

Ebben a komplex írásmódban a szintézist megadó összegzés az alábbi:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k e^{j\omega_k t}$$

ω_k itt is $k \frac{2\pi}{T}$, az alapharmonikus körfrekvenciájának egészszámú többszöröse.

A c_k együtthatókat – hasonlóan a_k és b_k számításához – az $f(t)$ egy periódusára (T) vett komplex integrállal számolhatjuk.

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) e^{j\omega_k t} dt \quad (5.1.7)$$

5.2. Nem periodikus jelek

Az előző alfejezetben tárgyalt Fourier sorfejtés periodikus jelet transzformált át az idő-tartományból a frekvenciatartományba. Ehhez elég volt a vizsgált jel egy periódusát felhasználni a Fourier-együtthatókat megadó integrálok kiszámításánál, hiszen a jel további, ismétlődő periódusai már nem hordoznak többlet információt.

Néhány sorral feljebb azt is megállapítottuk, hogy az időtartományban periodikus jel (T periódussal) frekvencia tartománybeli képe diszkrét frekvenciákat tartalmaz, vagyis vonalas spektrum. Amelyen az egyes összetevők távolsága nem kisebb, mint maga az alap- harmonikus ($f_1 = \frac{1}{T}$).

Ezek után pusztán formális módon is következtethetünk arra, milyen lesz egy nem periodikus jel képe a frekvenciatartományban. Egy nem periodikus jel felfogható úgy, mint ha a periódusa tartana a végtelenhez ($T \rightarrow \infty$). Ez azt jelenti, hogy a spektrum alapharmonikusának frekvenciája tart nullához, következésképp a frekvencia spektrumban a vonalak távolsága is csökken és az is nullához tart. Tehát a határátmenet után a periodikus jelek vonalas spektruma nem periodikus jelek estén átmegy, ún. folytonos spektrumba. (Természetesen az előbbi okoskodáson kívül az irodalomban megtalálhatjuk a teljes értékű matematikai bizonyítást is.)

Célszerű itt megjegyezni, hogy a géprezgések vizsgálatakor, akkor is folytonos spektrumot látunk a műszer (a számítógép) kijelzőjén, ha maga a mért jel szigorúan periodikus, sőt akkor is, ha tisztán szinuszos. Utóbbi típusú rezgésjelek azonban a diagnosztikai gyakorlatban ritkán jelentkeznek. (Bár a szerző találkozott már ilyen szabályos jellel.) Ezért a gyártók a kijelzési képet illesztették a várható gyakorlathoz és a készülékek a spektrumokat mintegy függvényként, folytonos vonallal jelenítik meg.

Ez a kijelzési mód egyébként más szempontból is indokolt. Egy valós mérőrendszerrel a mért jel mellett bekerül több-kevesebb zavaró jel, pl. zaj is a jelútba. A zaj pedig tipikusan nem periodikus természetű jel, amit a műszerünk együtt analizál a hasznos jellel.

5.3. Mintavételezett jelek transzformálása

Ahhoz, hogy a diagnosztizáláshoz az analóg rezgésjelet egy analízátorral megvizsgálhassuk – úgy az idő- mint a frekvenciatartományban – először „digitális formára” kell hozni. Hiszen számítástechnikai eszközeink ma kivétel nélkül mind digitális elvek szerint működnek.

A teljesség kedvéért hívjuk fel a tisztelt Olvasó figyelmét arra, hogy a műszaki, tudományos feladatok megoldásához az illető szakemberek korábban használtak ún. analóg számítógépeket is! (Főként a természetben lezajló folyamatokat leíró differenciálegyenletek megoldásához.) Ekkor a digitális technika a mai állapotához képest még ugyancsak „gyerekkorban” volt. Években kifejezve ez az időszak kb. 50 évvel korábbra tehető. Ami nem is volt olyan régen. Az eltelt idő alatt a félvezetőgyártás-technológia ijesztő mértékű fejlődésen ment keresztül. A fiatalok, akik számára a legtermészetesebb állapot, hogy kézben tartják és használják az okostelefonokat, semmit nem érzékelhetnek ebből. De az a korosztály, amelybe tartozók pl. hallottak még szólni elektroncsöves rádiókat, félelmetes sebességű gyártástechnológiai fejlődésnek lehetett tanúja.

A jel digitális ábrázolása és kezelése lehetővé teszi, hogy azt a kitűzött cél eléréséhez szükséges módon feldolgozzuk, vagyis a jelet ábrázoló számsoron tetszőleges matematikai műveletek sorát hajtsuk végre. Ahhoz, hogy az analóg jelet digitális eszközökkel feldolgozzuk, először meg kell jeleníteni digitális módon, vagyis véges pontosságú és hosszúságú (darabszámú) számsor formájában. Ez azt jelenti, hogy az idő és amplitúdó tartományban folytonos jelet diszkrét időpontokban, véges pontosságú számmal adjuk meg. Az időtartománybeli diszkrétizálást mintavételezésnek, az amplitúdó-tartománybelit kvantálásnak nevezzük.

Vegyük észre, hogy az analóg világból áttérve a digitális világba az átalakítás során veszítünk információt! Hiszen az analóg oldalon az időtartományban és értékkészletében is folytonos jelet a digitális oldalon csak diszkrét időpontokban, jel nagyság tekintetében pedig véges felbontással – az amplitúdóhoz rendelt szám véges pontossága miatt – adjuk meg. Ugyanakkor megnyerjük azt a képességet, hogy egyrészt tárolni vagyunk képesek egy jelet, másrészt a tárolt mintákból a jel az általunk elvárt, és az adott felhasználási igénynek megfelelő pontossággal, bármikor újra meg újra előállítható.

A mintavételezett, kvantált jel transzformálásához természetesen nem alkalmas a folytonos jelekre bemutatott, az 5.1.7. sorban található összefüggés. Erre a diszkrét Fourier-transzformációhoz (DFT) megalkotott összefüggés használható, amely az 5.3.1. sorban található képlettel adható meg. (A matematikai megfontolások megértéséhez lásd pl. a [6] irodalom ide tartozó részeit.)

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{k \cdot i}{N}} \quad k = 0; 1; 2; \dots; N - 1 \quad (5.3.1)$$

Az összefüggésben x_i az időfüggvényből vett i -edik minta, X_k a transzformált jel k -adik Fourier-összetevője. Mint látható a transzformáció során mindkét index a 0; $N-1$

tartományon fut keresztül. Ennek a választásnak elméleti és célszerűségi okai vannak, melyek részletezése meghaladja ezen jegyzettel átadni kívánt ismeretanyag határait. (A tisztelt Olvasó erről is talál információt a [6] irodalomban.)

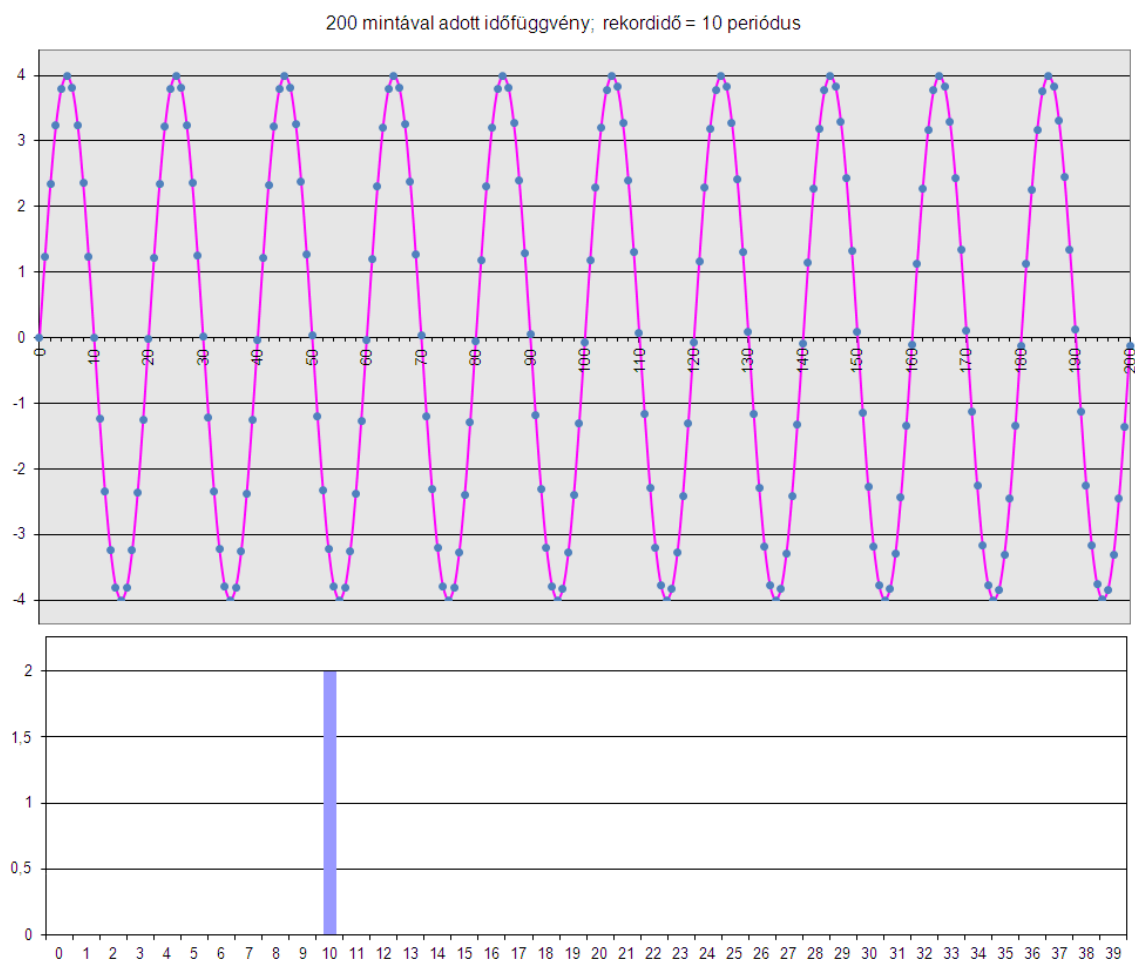
Ha egy jel analízise során a frekvenciatartományban finom felbontást, ugyanakkor magas felső határfrekvenciát akarunk elérni, akkor a transzformáció elvégzése során rendkívül sok műveletet kell elvégezni. E tekintetben a szorzások száma a mértékadó, mert egy szorzás elvégzése sokkal több időt igényel, mint pl. egy összeadás. Bizonyítható, hogy a DFT során elvégzendő szorzások száma arányos N^2 -tel. Amint már utaltunk rá, ez a törvényszerűség a ma használatos mikroprocesszorok számolási teljesítménye mellett, még nagy vonalszám és magas felső határfrekvencia (pl. 6400 vonal, 20kHz) mellett is elfogadható számítási időt biztosít, de a számítástechnika alacsonyabb fejlettségi szintjén ez a számolási teljesítmény még nem állt rendelkezésre. Ezért a matematikusok komoly erőfeszítéseket tettek a transzformáció során elvégzendő szorzási műveletek számának csökkentésére.

Lánczos Kornél (1893-1974), magyar származású matematikus-fizikus ezen a területen végzett tevékenysége jelentős eredményre vezetett. G.C. Danielsonnal együtt mutattak be eljárást a számítások időigényének csökkentéséhez. A bemutatott eljárást az angol elnevezés (Fast Fourier Transformation) kezdőbetűivel (FFT) rövidítették, és máig így hivatkoznak rá a világ minden területén. Az eljárás segítségével az elvégzendő szorzások száma $N \cdot \log_2 N$, tehát az N^2 -hez képest drasztikusan csökken. A csökkenés mértékének érzékeltetésére számítsuk ki az $\frac{N \log_2 N}{N^2}$ tört értékét az $N=400$ és $N=6400$ esetekre. Az első esetben az arány 0,0216, míg a másodikban 0,00198. Az eredmények magukért beszélnek. Tehát a számítások időigénye már 400 vonalas transzformáció esetében is visszaesik a klasszikus DFT időigényének kb.2%-ára. 6400 vonal esetén pedig kb. 0,2%-ára.

A manapság használatos FFT algoritmusok leggyakrabban a Cooley-Tukey által 1965-ben publikált számítási eljárás alapjának.

5.4. A véges rekordhossz hatása, a súlyozó ablak

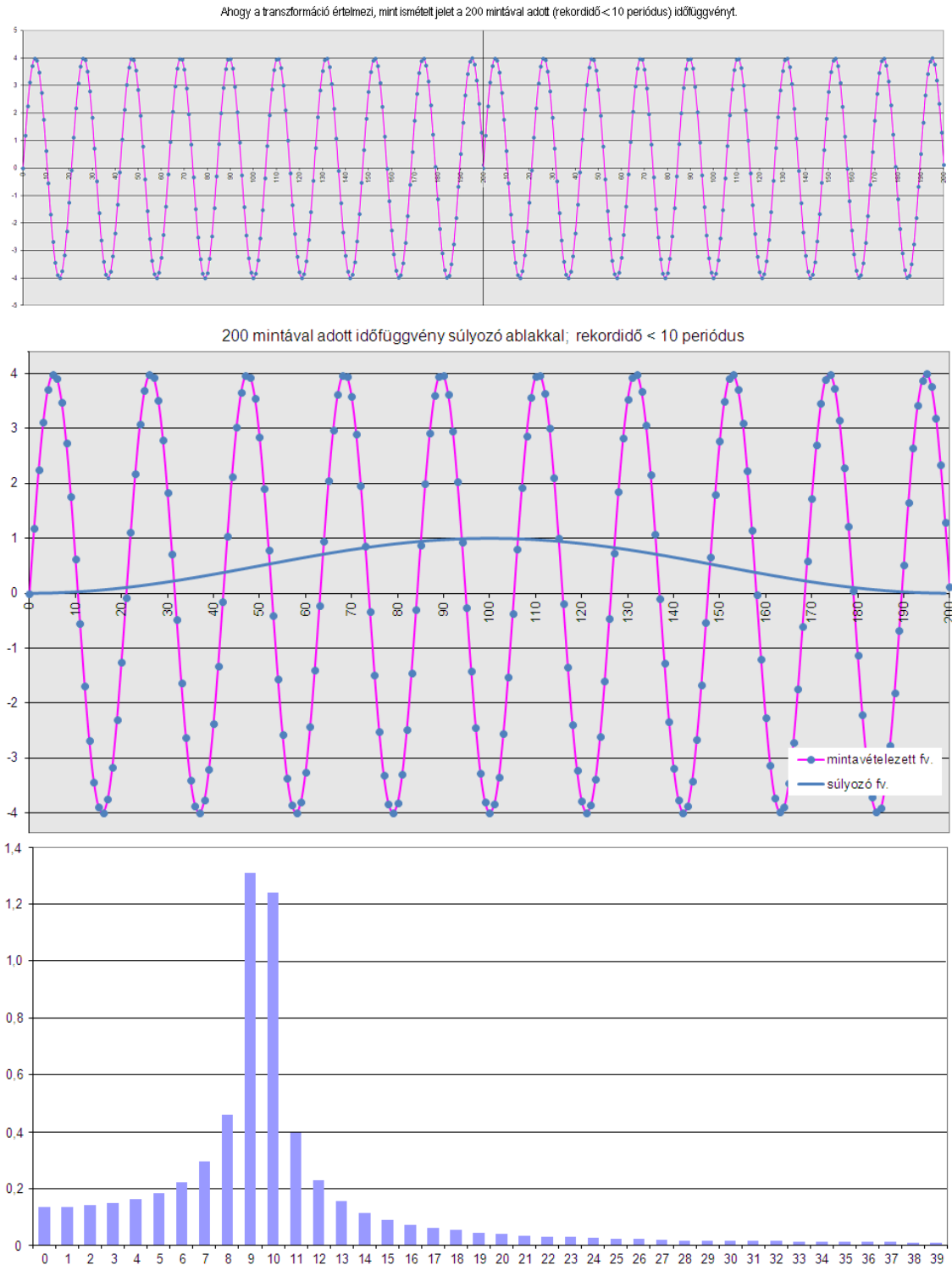
A 5.4.1. ábrán 200 mintával reprezentált szinuszos jelet látunk, melynek különlegessége, hogy a rekordban tárolt minták a jelnek épp 10 periódusát teszik ki. Legyen a példánkban szereplő jel frekvenciája $f=10\text{Hz}$. Így a 10 periódusnyi jel hossza 1sec és természetesen a rekord időbeli hossza is $T=1\text{sec}$. Míg az egyenküzi mintavételezés miatt $\Delta t=0,005\text{sec}$ a két mintavétel közötti időköz. Nem meglepő tehát hogy a rekord frekvenciatartománybeli képén egy vonal ábrázolódik, a tizedik pozícióban.



5.4.1 ábra

Ha viszont ugyan ebből a jelből az $N=200$ mintából álló rekordot egy rövidebb, $T=0,95$ s-nak megfelelő szakaszból vesszük, transzformáció után az előálló spektrum az előbbtől lényeges mértékben eltérő, mondhatni meglepő alakot vesz fel. Ezt láthatjuk az 5.4.2. ábrán. A 9. és 10. vonal mellett, mindkét oldalon, széles sávban megjelentek számottevő energiát reprezentáló összetevők. Mutatkozik ez a jelenség annak ellenére, hogy a jel frekvenciája nem változott, csak a rekord időbeli hossza és ezzel a rekord idejébe beférő jelperiódusok száma. Az irodalomban ezt a jelenséget szivárgásnak nevezik. (Az energia egy része szétszivárog a ténylegestől szélesebb frekvenciatartományba.) A jelenség oka, hogy a transzformáció úgy kezeli a jelet, mintha a stacionárius jel a rekordon kívüli tartományban, a rekordban található minták egymás utáni összefűzéséből épülne fel. Ezt mutatja az 5.4.2. ábra felső részlete. Az ott ábrázolt jel pedig szinuszos szakaszokat tartalmaz ugyan, de a rekordok egymáshoz való csatlakozásánál fázisugrások lépnek fel. (ti. hiányzik egy fél periódus) Egy ilyen jel pedig nem tisztán szinuszos és a spektrumában meg is jelenik az összes többi összetevő.

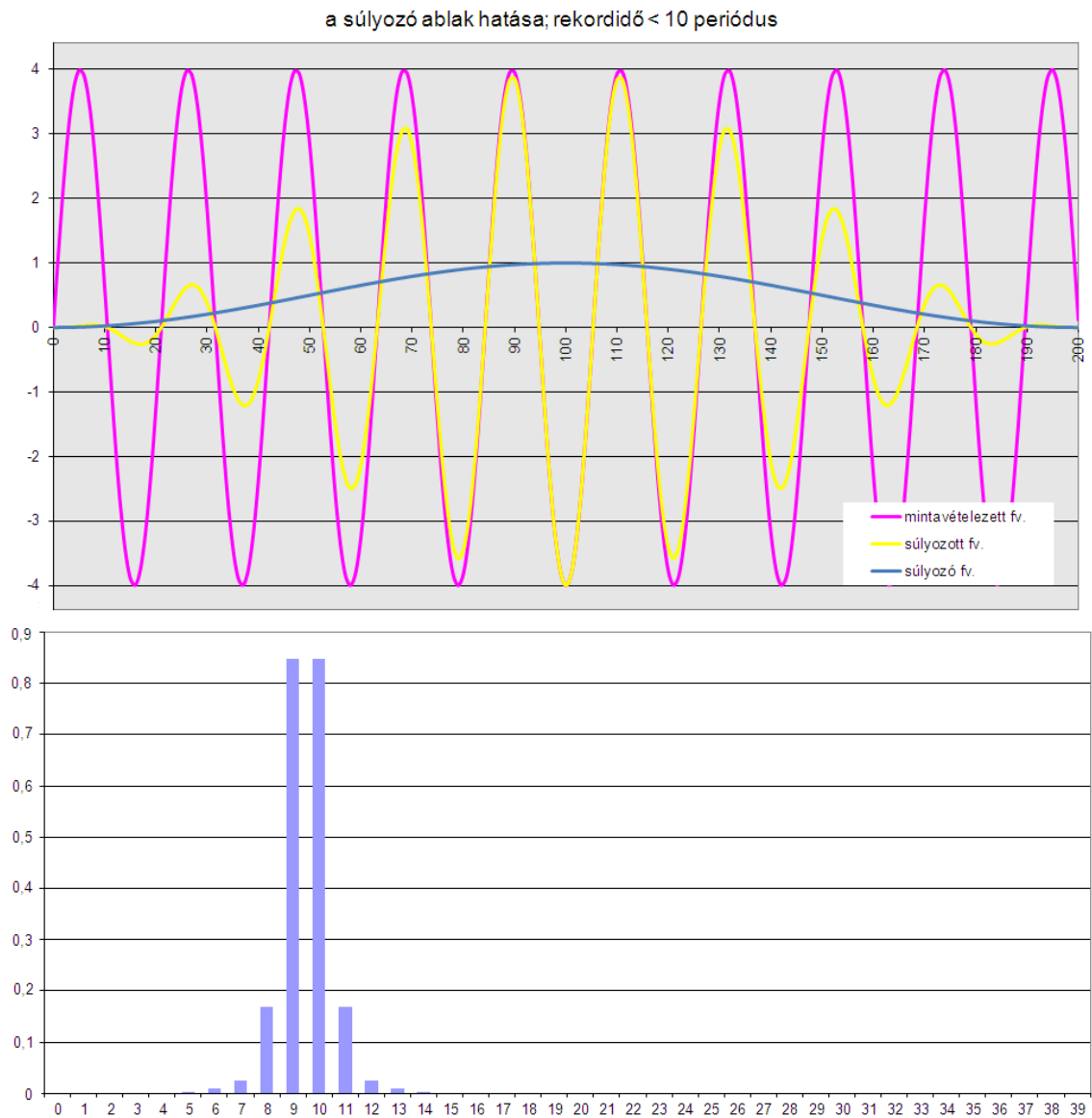
Ez a torzítás egy összetett rezgésjel vizsgálata esetén rendkívül zavaró, mert a szivárgás miatt előálló oldalsávi komponensek elfedhetik a jelben egyébként ugyanott valóban meglévő komponenseket.



5.4.2. ábra

Az iparban megszokott mérési feltételek közepette általában teljesen esetleges, hogy a rögzített mérési rekord a gép milyen rezgési állapotához tartozik. Illetve az is esetleges,

hogy a rekordban rögzített jelben a legnagyobb energiájú összetevő – hiszen a szivárgás szempontjából ez a leginkább lényeges – egészszámú vagy nem egészszámú periódussal van jelen. Utóbbi esetben a nagy energiájú összetevő spektrumbeli szivárgása miatt ténylegesen előállhat a már említett elfedés esete. A jelenség hatásának csökkentésére vezették be a digitális jelfeldolgozásban, hogy a mintavételezett jelet a transzformáció előtt egy célszerűen megválasztott súlyozó függvénnyel szorozni kell, annak érdekében, hogy az egymás után fűzött rekordok vége és eleje között a különbség csökkenjen, esetleg megszűnjön. Figyeljük meg ennek hatását az 5.4.3. ábrán látható esetben. Amely a már megkezdett példánkat viszi tovább. Itt a rekordban rögzített szinuszos jel mintáit megszoroztuk a kék színnel jelölt súlyozó függvény értékeivel, ennek eredményeként a sárga színnel ábrázolt függvényt kaptuk és ez lesz a transzformáció tárgya.



5.4.3. ábra

Mivel a súlyozó függvény a rekord határai felé közeledve zérushoz tart, az analizálandó függvény rekordvégeinél fennálló fázisugrások hatása csökken. Ennek hatása megfigyelhető az 5.4.3. ábra spektrumán. A súlyozás hatására a szivárgási jelenség nem szűnt meg, de a jelenség mértéke csökkent.

Alapvető következtetés: Ha a rekordban levő mintákat nem azonos súllyal vesszük figyelembe, hanem a rekordközepétől a szélek felé haladva egyre kisebb súlyt adunk nekik – a két szélső minta súlya 0 – akkor az ugyanazon frekvenciájú, de a rekordban egészszámú illetve nem egészszámú periódust tartalmazó jel spektruma közötti különbség csökken. A módszert ablakozásnak nevezik. A súlyozó függvény megválasztására különböző ún. ablakfüggvény javasolható. A mérési gyakorlatban használt készülékekben általában két súlyozó függvény között választhatunk. Ezek: a *négyszögletes* és az ún. *Hanning* ablak. Az első ablak valójában nem súlyoz, a rekord minden elemét azonos súllyal veszi figyelembe. Használata tranziens jelek analíziséhez ajánlott. A második, Hanning ablakhoz használt függvény súlyozó értékeit a koszinusz függvényből képezik úgy, hogy a függvényt feltolják az ordinátatengely mentén, annak érdekében, hogy ne vegyen fel negatív értékeket. Ezért szokás ezt emelt koszinusz ablaknak is nevezni. A diagnosztizálás során ezt az ablakot kell válasszunk, amikor egy folyamatosan működő gépről rögzítünk rezgésmintát. A fentebb bemutatott példában is ezt az ablakfüggvényt alkalmaztuk. A teljesség kedvéért jegyezzük meg, hogy a digitális jelfeldolgozás az előbbi kettőn kívül (négyszög függvény, Hanning fv.) ismer még, és használ is néhány ablakfüggvényt. (Hamming függvény, Blackman fv., Kaiser fv., Bartlet fv. stb.) Hogy mikor melyiket alkalmazzuk azt alapvetően a mért jel természete és az dönti el, hogy a feldolgozás során a jelnek melyik paramétere fontos a számunkra.

5.5. CPB spektrumok

Az alcímben szereplő CPB rövidítés feloldása: „constant percentage bandwidth” spektrum. A szó szerinti fordítás „állandó százalékos sáv szélességű” spektrum túl tömör és magyarázatra szorul. A kifejezés egy állandó relatív sáv szélességű összetevőkből felépülő spektrumot takar.

Ebből már következik a legalapvetőbb eltérés az eddig megismert spektrumhoz képest, amely esetében az összetevők adott frekvenciájú komponensek voltak. Itt pedig egy jól meghatározott sáv szélességű résztartományba eső komponensek együtt jelennek meg a spektrumban. Elnevezését onnan kapta, hogy az ilyen spektrumok összetevőinek sáv szélességét viszonyítva a tartomány középfrekvenciájához állandó értéket kapunk, vagyis olyan számot, amelynek értéke nem függ attól, hol helyezkedik el a résztartomány a vizsgált teljes frekvenciatartományban. A szóban forgó arányszámot szokás százalékában kifejezni. Ilyen módon a vizsgált jeltartományt jól definiált

szélességű résztartományokra bontjuk és a CPB spektrum a résztartományokba eső rezgési energiákat ábrázolja a résztartományokra jellemző középfrekvenciák függvényében. Ezek a résztartományok a logaritmikus frekvencia tengelyen ábrázolva állandó geometriai szélességgel jelennek meg. Ezzel szemben lineáris frekvencia tengelyen ábrázolva ugyanezeket az összetevőket, a növekvő frekvenciák irányában haladva azok növekvő geometriai szélességgel jelennek meg. Ennek oka a két ábrázolási (logaritmikus, lineáris) forma matematikai különbözőségéből és a szűrők témaköréből ismert relatív sávzélesség (δ) definíciójából adódik. Ez utóbbi a következő alakban adható meg:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_k} \quad (5.5.1)$$

Vagyis a relatív sávzélesség (δ) egy frekvenciatartomány abszolút sávzélességét (Δf) hasonlítja össze annak középfrekvenciájával (f_k). Ha f_1 -gyel a tartomány alsó, f_2 -vel a felső határfrekvenciáját jelöljük, akkor a (.6) egyenlet a következőképpen írható

$$\delta = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}} \quad (5.5.2)$$

Felhívjuk a figyelmet a (5.5.1.) nevezőjére, amely egy frekvencia tartomány középfrekvenciáját adja meg. Mint látható egy tartomány középfrekvenciáján a határfrekvenciák mértani közepét értjük, $f_k = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$.

Eddigi magyarázatunkban mindig jól meghatározott szélességű tartományról beszéltünk. A következőkben vizsgáljuk meg hogyan alakul egy a rezgésdiagnosztikában, – de főként a zajmérés témakörében – használt ún. oktávnyi tartomány relatív sávzélessége. Tehát a jól meghatározott szélesség most egy oktáv. A görög szó a zenei világból került át a frekvencia analízis és így a rezgésdiagnosztika területére is. Mint ismeretes nyolc szomszédos egészhangot átfogó hangközt jelöl. Itt használjuk fel az oktáv alapvető tulajdonságát, hogy két határfrekvenciájának aránya kettő. (ti. az oktávnyi hangközt határoló két hang frekvenciájának aránya kettő) Tehát $f_2 = 2f_1$ bárhol is helyezkedjen el az oktáv a számunkra fontos frekvencia tartományban. Ezt alkalmazva a (5.5.2.) egyenletben az oktávszűrő relatív sávzélességére a következő értéket kapjuk.

$$\delta_8 = \frac{f_2 - f_1}{\sqrt{f_1 \cdot f_2}} = \frac{2f_1 - f_1}{\sqrt{2f_1 f_1}} = \frac{1}{\sqrt{2}} = 0,7$$

Mint látható a 70%-os relatív sávzélesség független attól, hogy a szűrő oktávsvája hol helyezkedik el a vizsgált frekvenciatartományban. Tehát valóban állandó a relatív sávzélesség.

Mivel a logaritmikus frekvencia tengelyen az ábrázolni kívánt mennyiség tízes alapú logaritmusát ábrázoljuk, a frekvenciában kétszeres arány $\log_{10}2 = 0,3$ -nyi állandó távolságnak felel meg, oktávszűrő esetében.

Miért célszerű az ilyen spektrumok felvétele? Ennek megvilágításához használjuk fel a rezgésdiagnosztikában szerzett tapasztalatainkat, amelyek azt mutatják, hogy növekvő frekvenciák irányában haladva a diagnosztizáláshoz a frekvencia tengelyen kisebb abszolút felbontás is elegendő, mint a kisebb frekvenciák tartományában. Számpéldával élve:

- Ha $f < 100\text{Hz}$, fontos az 1Hz felbontás, bizonyos esetben – a tartomány alsó régiójában – szükséges lehet ettől finomabb felbontásra is,
- ha $100\text{Hz} < f < 1\text{kHz}$ az 1Hz felbontás teljesen elégséges, de már jól tudunk dolgozni 4-5Hz felbontással is
- ha $f > 1\text{kHz}$ fölösleges az 1Hz-es felbontás

a jelenségek beazonosításához. (A példában használt frekvencia határok nincsenek „kőbe vésve”!)

A DFT-val nyert spektrum tárgyalásánál megállapítottuk, hogy a frekvenciatartománybeli felbontás növeléséhez az időtartományban növelni kell a megfigyelési időt. Nagy mintavételi sebesség esetén, és ha a megbízható mérés érdekében még átlagolni is kényszerülünk, bizony igen nagy méretű operatív memóriával rendelkező analizátort kell használnunk. Az analizátorok korai generációjának árát a jelentős memória igény megdrágította volna. Egyik oka ez volt annak, hogy a korábbi analizátorok CPB spektrumok előállítására is képesek voltak.

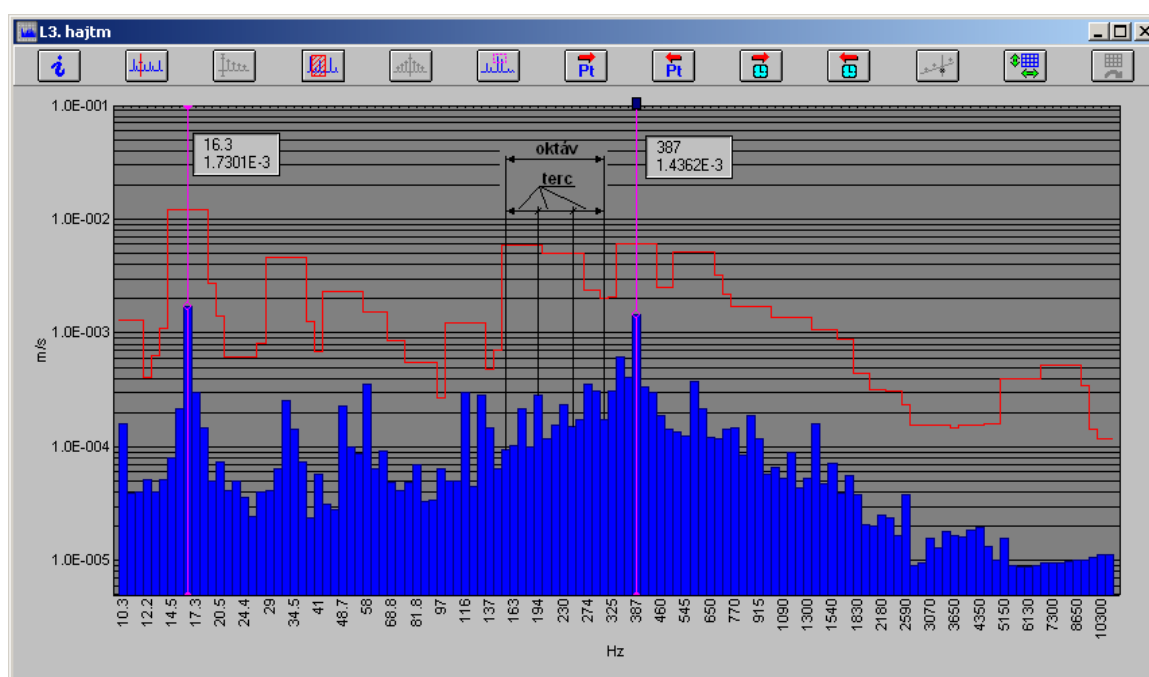
A ma használatos diagnosztikai készülékekbe jelentős tárolókapacitás van beépítve – köszönhetően a viszonylag olcsó memória chipeknek. Ez a tulajdonság és a gyors processzor által biztosított nagy mintavételi sebesség együtt lehetővé teszi, hogy szélessávú (1Hz-6kHz) mérés esetén is értékelhető felbontást kapjunk (pl. 1Hz vagy finomabb) az alacsonyabb frekvenciák tartományában. Ilyen esetben a nagyobb frekvenciáknál – rezgésdiagnosztikában a néhány kHz és az afeletti tartomány – is 1Hz felbontással kapjuk a DFT technikával előállított spektrumot. Noha pl. egy csúcs beazonosításánál nem lesz jelentősége, hogy az 2600 vagy 2601Hz-nél jelenik meg. Gyors és kielégítő információtartalommal bíró mérést biztosít, ha szélessávú mérésnél az abszolút felbontás helyett a relatív felbontás lesz állandó a teljes mért sávban. Ezt biztosítja egy CPB spektrum.

Az előbbi példában az oktáv felbontás esetén előálló relatív sávszélességet határoztuk meg. Rezgésmérések esetén általában a 6Hz-16kHz tartomány az, amelyben méréseket végzünk.

5.5.1. táblázat

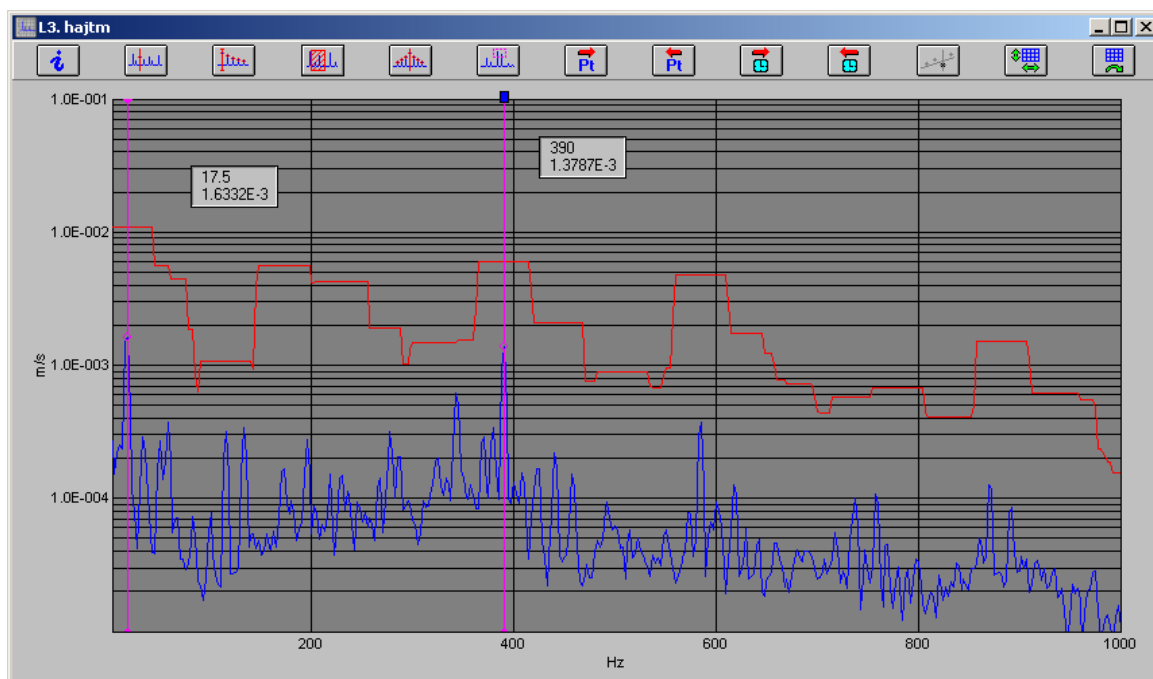
abszolút sávszélesség	f_2/f_1	relatív sávszélesség
oktáv	2	70%
terc (1/3 oktáv)	$2^{1/3}$	23%
1/12 oktáv	$2^{1/12}$	6%
1/24 oktáv	$2^{1/24}$	3%

Ez a tartomány lefedhető tizenegy oktávval, de az esetek többségében ettől finomabb felbontásra van szükség. Ezért a CPB spektrumokat terc (1/3 oktáv), de még inkább 1/12 oktáv felbontással készítjük. Vannak készülékek, amelyek 1/24 oktáv felbontással is képesek mérni. Ezeket törtoktáv felbontással készült CPB spektrumoknak nevezzük. Az 5.5.1. táblázatban összefoglalva adjuk meg a használatos CPB spektrumok relatív sávszélességét és a sávokat határoló frekvenciák arányát.



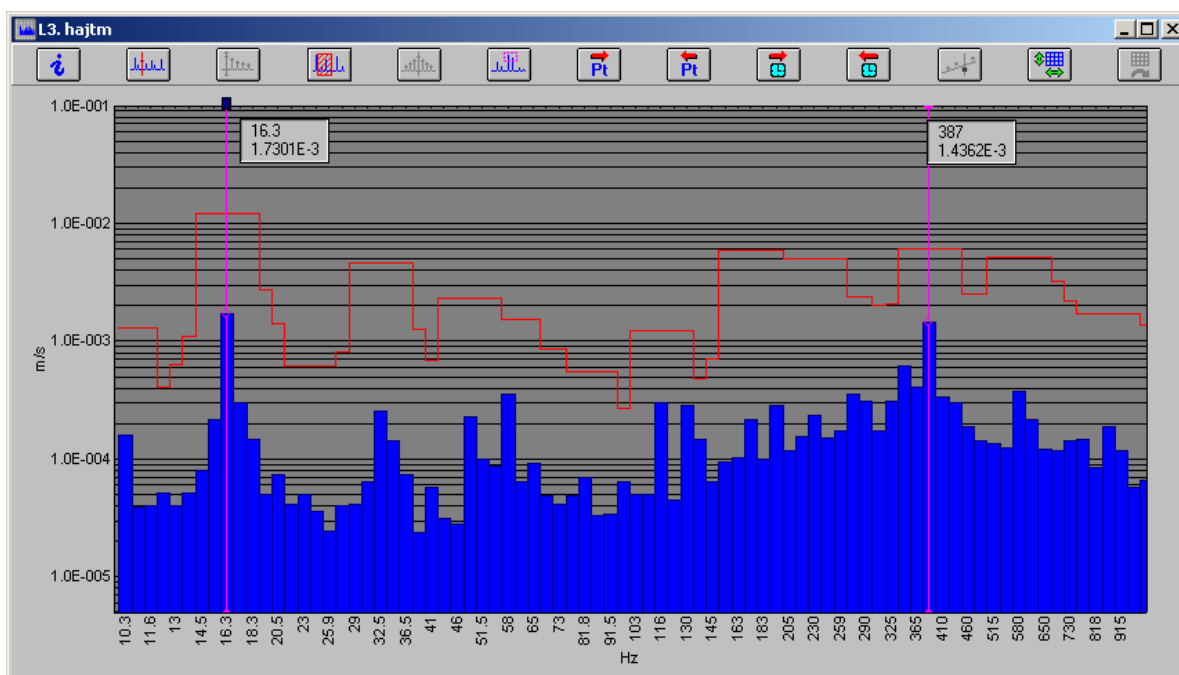
5.5.1. ábra (A szerző saját mérése.)

Az 5.5.1. ábrán egy fogaskerék hajtóműről rögzített 1/12 oktávos CPB spektrumot látunk. Az ábrába bejelöltünk egy tetszőleges oktávhoz és a neki megfelelő tercekhez tartozó frekvenciatartományt is.



5.5.2. ábra (A szerző saját mérése.)

Ugyanezen rezgés DFT spektrumát mutatja az 5.5.2. ábra. A jobb összevethetőség érdekében a következő, 5.5.3. ábrán bemutatjuk a neki megfelelő, egyeztetett frekvencia tartományú CPB spektrumot is, amely az 5.5.1. ábrán látható spektrum 1Hz-1kHz közötti tartományának, kinagyított részlete. Az egyes jellegzetes részek megfeleltethetők egymásnak a két spektrális megjelenítési módban.

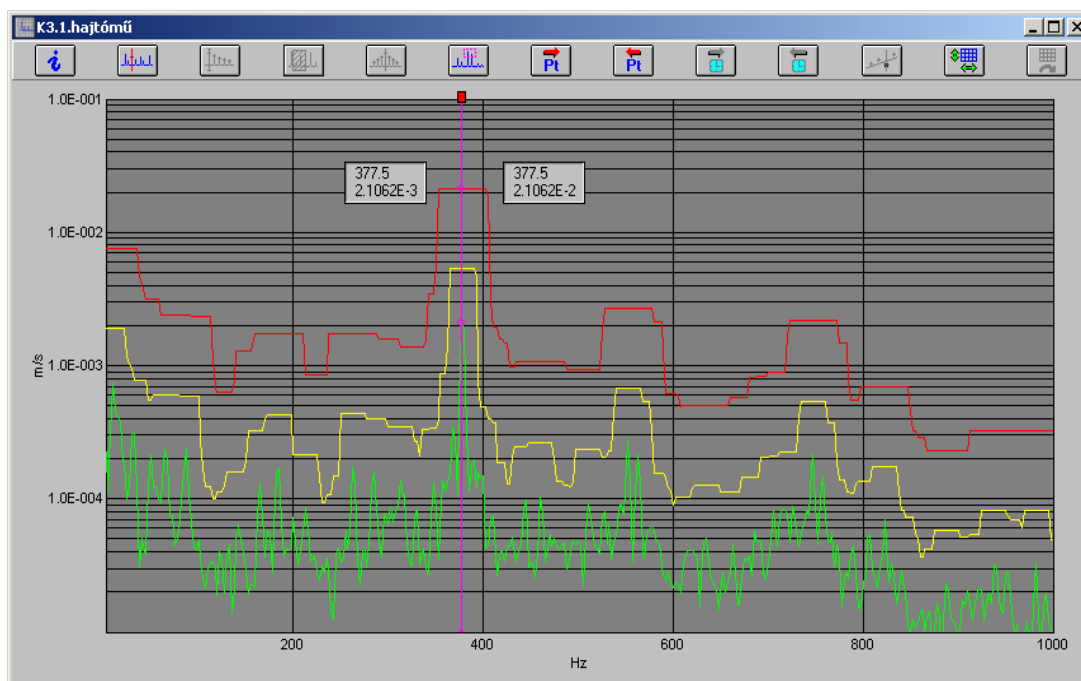


5.5.3. ábra (A szerző saját mérése.)

Az állandó relatív sávszélességű elemzés előnye, hogy illeszkedik a mechanikai rendszerek természetes viselkedéséhez, miközben széles frekvenciaterjedelmet szemléltet. Eltérő a matematikai apparátus, amit a két megjelenítési forma (állandó és állandó relatív sávszélességű spektrum) előállításához használunk. Az utóbbi spektrum összetevőit digitális szűrőket megvalósító algoritmus segítségével képezik az elemzők. Ez a feldolgozási mód jobban illeszkedik az on-line adatfeldolgozással megvalósuló gépfelügyelethez, mint a DFT számításainál használt, és a megfigyelési idő alatt nyert összes alappontra támaszkodó algoritmus.

5.6. Diagnosztizálás spektrumokkal

A jegyzet elején, a témakör bevezetésénél már megfogalmaztuk a fontos megállapítást: A rezgésdiagnosztika egy összehasonlító módszer, amely a hatékony működéshez referenciát igényel. Tehát a hatékony gépfelügyelethez a gép újszerű állapotában felvett spektrumokat meg kell őrizni és a későbbi mérésekből származó spektrumokat ehhez kell hasonlítani. Ez a módszer biztosítja, hogy az előálló hibák hatására megjelenő elváltozások a lehető legkorábban beazonosításra kerüljenek. Ha a rezgés erősödésének okát nem akarjuk feltárni, először csak magának az erősödésnek a ténye a fontos, kézenfekvő módszernek látszik, ha egy új spektrum rögzítése után a kiértékeléshez képezünk egy különbségi spektrumot. Ennek előállításához kivonnánk egymásból a referencia spektrum és az újonnan származó spektrum azonos frekvencián megjelenő komponenseit. A művelet elvégzése után csak az új komponensek és a meglévők változásai maradnának meg, egyszerűsítve ezzel a kiértékelést. A gyakorlatban ez a módszer azonban nem vált be! Ennek oka, hogy a forgó gépek fordulatszáma még azonosnak vélt üzemállapotokban is eltérhet kissé. Ez elegendő ahhoz, hogy pl. egy tengelyforgáshoz köthető, nagy energiájú összetevő eltolódjon a frekvencia tengely mentén, és a kivonás után „benne maradjon” a különbségi spektrumban, mint jelentős energiájú új komponens. Ami aztán hibás riasztást okozhat a gépfelügyeleti rendszerben. Elmondottak miatt, főként az automatizált felügyeletet támogatandó, a kiértékelésnél használatos szoftverek ún. spektrum maszkot vagy maszkokat definiálnak a referencia spektrumra. Történik ez úgy, hogy egyfajta adat redukciót hajtanak végre a referencia spektrum elemein. A maszk követi a referencia lefutását, de főként a kiemelkedő komponensek környezetében a frekvencia tengely mentén kiszélesedik a maszk aktuális szakasza.

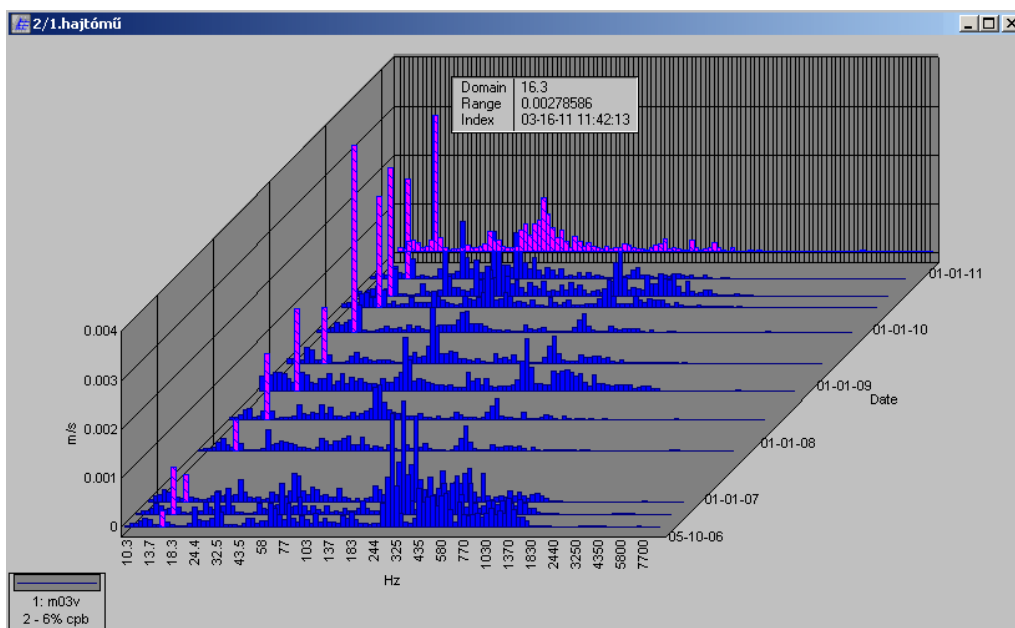


5.6.1. ábra (A szerző saját mérése.)

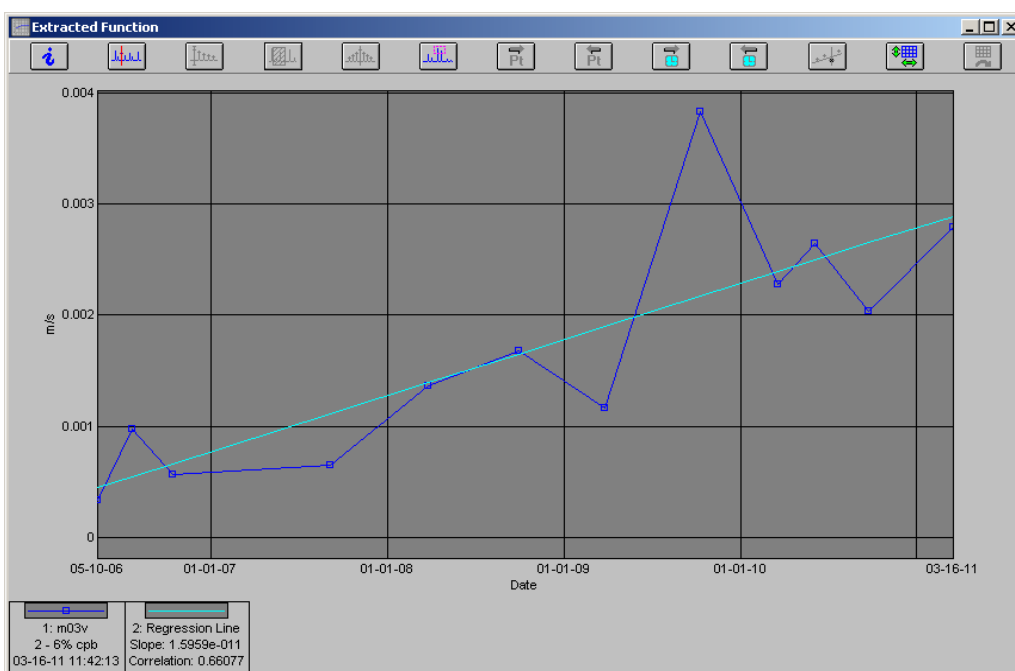
Jól megfigyelhető ez az 5.6.1. ábrán. Melyen a zöld színnel rajzolt referencia spektrum felett két maszk figyelhető meg, sárga és piros színnel jelölve. A sárgát szokás figyelmeztetési, a pirosat riasztási maszknak nevezni. Úgy képzik, hogy a jellegzetes komponens körül kiszélesített tartományban az összetevőket átlagolják (adat redukció), és ennek az értéknek a háromszorosa adja a figyelmeztetési, tízszerese a riasztási maszk értékét az aktuális tartományban. (Az 5.6.1. ábrán a referencia spektrum és a riasztási maszk 377,5Hz-hez tartozó értékét mutatja a kurzor.) A maszkok elnevezése egyben megadja funkciójukat. Ha a vizsgált spektrum bármely komponense eléri a maszkot vagy kilép belőle, a feldolgozó szoftver figyelmeztetési és riasztási jelet generál, a felügyelet felé. Az, hogy ezen jelek fellépte milyen intézkedéseket vonjon maga után, azt a rendszer beállításakor definiálni kell. A figyelmeztetési maszk eléréséhez kapcsolódó intézkedés legtöbbször az ellenőrzési időintervallum rövidítése. A riasztási maszk elérésénél gyakori következmény a gép leállítása.

5.7. Trend analízis

Ha a referencia spektrumtól kezdve időrendi sorrendben egymás után helyezzük el a spektrumokat úgy, hogy azok csak részben fedjék egymást, egyfajta 3D ábrázolást kapunk, amely egy ábrába tömöríti számunkra a vizsgált mérési pontról összegyűjtött információt. Erre mutat példát az 5.7.1. ábra, amely 1/12 oktávú CPB spektrumokból épül fel, valamennyi egy hajtómű ugyanazon mérési pontján lett rögzítve. Ez az összegzett megjelenítési mód segít minket egy-egy összetevő, illetve egy frekvenciatartományban zajló változás – főként erősödés – beazonosításában.



5.7.1. ábra (A szerző saját mérése.)



5.7.2. ábra (A szerző saját mérése.)

Ha az ábrán kijelölünk egy komponenst, annak időbeni alakulásáról kérhetünk egy önálló megjelenítést, ami az 5.7.1. ábrán látható megjelenítés egyfajta keresztmetszeti képe. Az 5.7.2. ábrán a 16,3Hz középfrekvenciájú tört oktávsvág alakulása, trendje látható. A hektikusan változó értékek ellenére megállapítható, hogy az éveken keresztül tartó mérések során a 16,3Hz-es összetevő nagysága, ha lassan is, de növekszik. A trend felismerésében segít minket a világos vonal által jelölt regressziós egyenes. A trend kirajzolását természetesen valamennyi összetevőre kérhetjük, végig analizálva ezzel a teljes ellenőrzött tartományt

6. JELLEGZETES HIBÁK ÉS DETEKTÁLÁSUK

6.1. Kiegyensúlyozatlanság

Kiegyensúlyozatlannak mondunk egy forgó géprészt, ha a forgás következtében előálló centrifugális erők nyomatéka a támasztó csapágyazásban rezgető erőket ébreszt. E tekintetében megkülönböztethetünk

- statikus
- nyomatéki
- összetett

kiegyensúlyozatlansági esetet. Géprezgések között ez a leggyakrabban előforduló probléma, amely igen határozottan ad hangot jelenlétének, mert jelentős rezgésszintet képes okozni. Az **E** statikus kiegyensúlyozatlanság mértékét a kiegyensúlyozatlanságot okozó **q** tömeggel és középpontjának a forgástengelytől mért **r** távolság szorzatával jellemezhetjük:

$$E = q \cdot r$$

Az egyenlet szerint dimenziója:

$$[\text{kiegyensúlyozatlanság}] = [\text{tömeg}] \cdot [\text{hossz}]$$

mértékegysége általában: g·mm. A kiegyensúlyozatlanság így megadott mértékét abszolút kiegyensúlyozatlanságnak nevezzük. Az abszolút kiegyensúlyozatlanság számértéke a forgó tömeg ismerete nélkül semmi információt nem ad a kiegyensúlyozatlanság mértékéről. Könnyen belátható, hogy néhány g·mm abszolút kiegyensúlyozatlanság más hatást vált ki egy 10kg tömegű (kisebb villamos motor), mint egy 10t-ás (villamos generátor) forgó része esetében. Komolyabb információt ad a kiegyensúlyozatlanság mértékére a fajlagos kiegyensúlyozatlanság. Ennek kiszámításához az abszolút kiegyensúlyozatlanságot elosztjuk a forgórész tömegével (m_f):

$$e = \frac{E}{m_f}$$

Az összefüggésből kiderül, hogy a fajlagos kiegyensúlyozatlanság hossz dimenziójú mennyiség, leggyakrabban használt mértékegysége pedig μm . A fajlagos kiegyensúlyozatlanság alkalmas arra, hogy két különböző tömegű forgórész kiegyensúlyozatlanságának mértékét összehasonlítsuk, de nem veszi figyelembe az összehasonlított forgórészek esetleg különböző üzemi fordulatszámát. Ez pedig

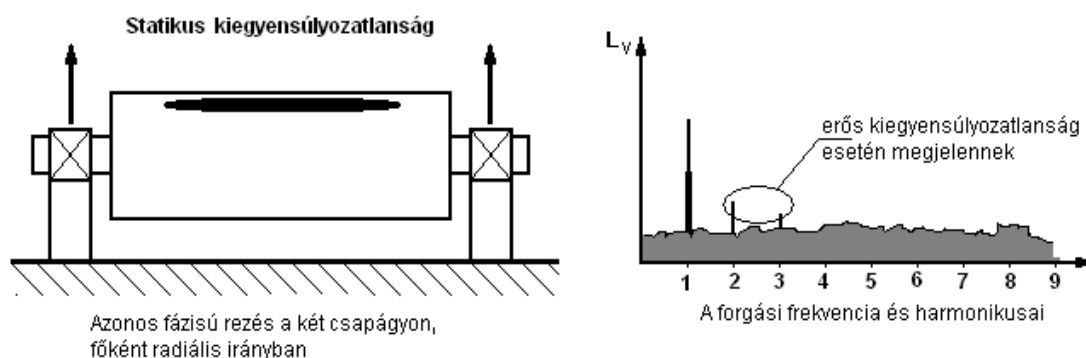
lényeges különbség, hiszen a centrifugális erő a fordulatszám négyzetével arányos. Emiatt előfordul, hogy az alacsonyabb fordulatszámon még elfogadhatóan viselkedő forgó gép magasabb fordulatszámon már elfogadhatatlan rezgésszinten működik. Az ún. súlypont sebesség (v_s) jellemző mennyiség – melyet az alábbi módon számítunk – figyelembe veszi a forgás sebességét is:

$$v_s = e \cdot \omega$$

Ahol ω a vizsgált forgórész szögsebessége. Mint az látható, ez egy sebesség dimenziójú mérőszám, amely segítségével már a különböző fordulatszámmal forgó géprészek kiegyensúlyozatlanságának mértéke is összehasonlítható.

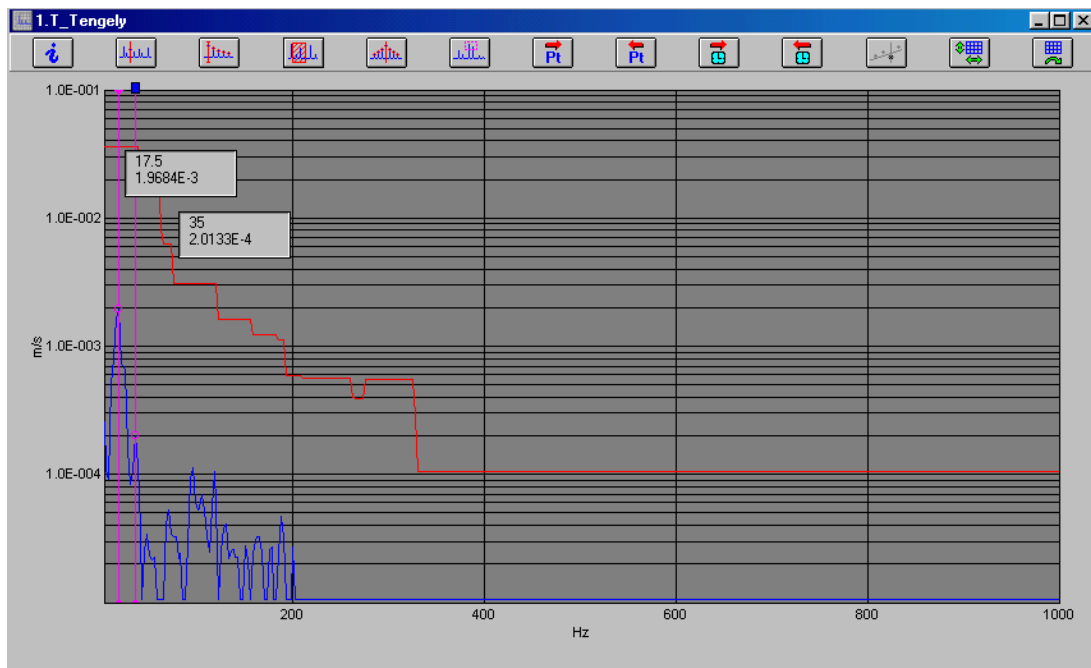
Gyakori, hogy a kezdetben kismértékű, elfogadható szintű kiegyensúlyozatlanság a gép elhasználódása során fokozatosan romlik, majd a gép jelentős rezgésszintet produkál. Más esetben a gépen foganatosított beavatkozás után, (amely nem volt elég szakszerű) hirtelen áll elő a kiegyensúlyozatlan állapot.

A statikus esetet magyarázza a 6.1.1. ábra. Statikus kiegyensúlyozatlanságról beszélünk, ha a forgástengely és a forgórész tehetetlenségi főtengelye párhuzamos, de nem esik egybe.



6.1.1. ábra

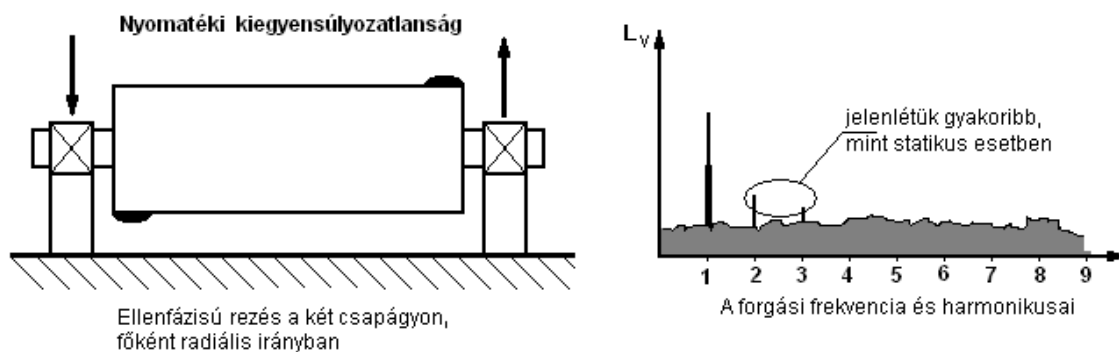
Ennek az állapotnak alapvető jellemzője a két támasztó csapágyon azonos fázisban megjelenő erő, amely főként radiális irányú, és forgás közben erős rezgést generál a fordulatszámnak megfelelő frekvencián. Ezért a spektrumban kimagaslik a forgásfrekvenciás komponens, amely mellett harmonikusok is megjelenhetnek. Utóbbiak, erős kiegyensúlyozatlanság esetén, mindig fellépnek.



6.1.2. ábra (A szerző saját mérése.)

A 6.1.2. ábrán a szerző saját mérései közül látható egy spektrum, amelyen egyértelműen kiemelkedik a 17,5Hz -es forgásfrekvenciás komponens. Kisebb energiával ugyan, de tisztán beazonosítható a 35Hz-es felharmonikus is. A forgásfrekvencia nagysága – kb. 2mm/s – abszolút értelemben nem számít magasnak, de a méréskor figyelembe vettük a forgó tömeg nagyságát is és kiegyensúlyozást javasoltunk.

Nyomaték kiegyensúlyozatlan a forgórész, ha a forgási tengelye és tehetetlenségi főtengelye metszi egymást, mégpedig a súlypontban. Lásd a 6.1.3. ábrát. A statikus esettől alapvetően fázisméréssel különböztethető meg. A csapágyaknál ébredő erők most ugyanis ellenfázisban vannak, míg statikus esetben a két erő azonos fázisú. Sajnos a rezgés spektrumok nem hordoznak fázisinformációt ezért pusztán a spektrumkép alapján nehéz megkülönböztetni a két kiegyensúlyozatlanság típust. Talán jellemzően az elmondható, hogy nyomaték kiegyensúlyozatlanság esetén gyakrabban jelennek meg a forgásfrekvencia felharmonikusai. Ilyen esetben előnyös egy kétcsatornás mérésre is képes műszer használata, amellyel a támasztásoknál ébredő erők fáziskülönbsége is mérhető.



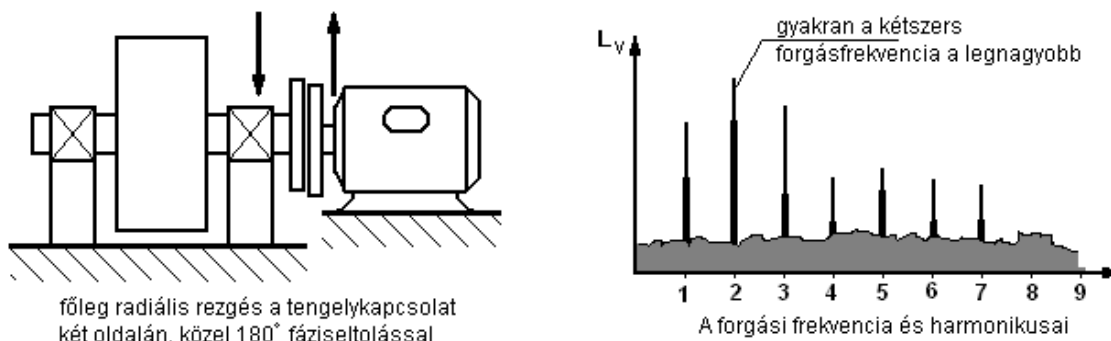
6.1.3. ábra

A gyakorlati esetek túlnyomó többségénél az előbb bemutatott két kiegyensúlyozatlansági állapot együttesen fordul elő. Sőt a forgástengely és a tehetetlenségi főtengely egymáshoz képesti helyzete tekintetében a fent említett típusokhoz képest összetettebb eset is fennállhat, és a gépfelügyeleti gyakorlatban találkozunk is vele. Ezért emeltünk ki csak két alapesetet ezen alfejezet elején és a harmadik kiegyensúlyozatlansági kategóriába soroltuk a többi nem egyszerű esetet, amit célszerűen összetett kategóriának neveztünk. A gyakorlati helyzet megoldásában az segít, hogy jelentős mértékű kiegyensúlyozatlanság megszüntetéséhez a forgórészen így is, úgy is kiegyensúlyozást kell végrehajtani, amit célszerű nem egy, hanem több síkon elvégezni. Ugyanis csak a statikus kiegyensúlyozatlanság esetén lehet egyetlen egy kiegyensúlyozó tömeg felhelyezésével, vagy egy helyen való tömeg eltávolítással megoldani a problémát. Az összes többi kiegyensúlyozatlanság orvoslásához legalább két síkban kell kiegyensúlyozást végezni. A művelet sikere nagyban függ a kiegyensúlyozást végző személy gyakorlottságától. Ezért annak elvégzéséhez ajánlott gyakorlott szakembert hívni!

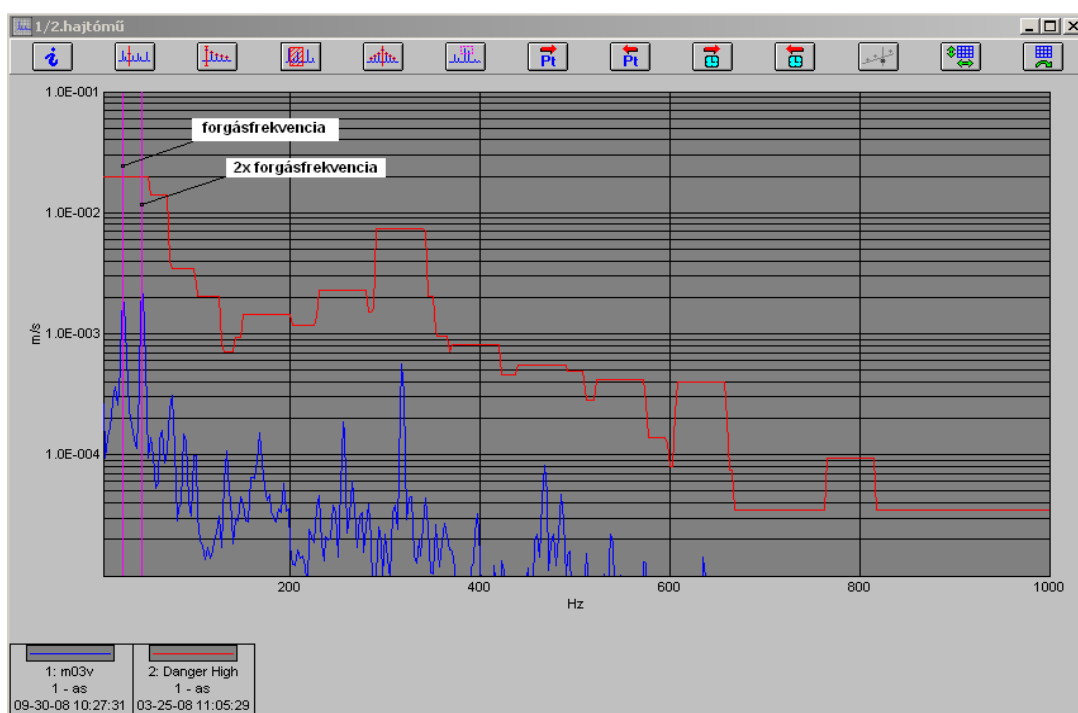
6.2. Tengelykapcsolati hibák

A forgó tengelyek kapcsolódása, illetve a kapcsolatokban esetenként fennálló pontatlanság gyakori forrása egy gépcsoportnál jelentkező rezgéseknek. A tengelykapcsolati hibák két alapvető csoportba sorolhatók. Az első esetben a kapcsolt tengelyek párhuzamosak ugyan, de közöttük kisebb-nagyobb távolság mérhető. Amit a tengelykapcsoló valamilyen szinten ugyan kiegyenlít, tehát a gépcsoport képes így üzemelni, de a kapcsoló típusától is függően egyértelmű rezgésszint növekedést okoz a normál (egytengelyű) állapothoz képest. A hibára jellemző spektrumkép látható a 6.2.1. ábrán. Jellemző, hogy nem a forgásfrekvencia a legnagyobb energiával rendelkező összetevő, hanem annak első felharmonikusa, a kétszeres forgásfrekvencia. Emellett jellegzetes még, hogy jelentős a magasabb rendszámú harmonikusok darabszáma. Ennek oka, hogy a rezgés erősen eltér a szinusztól, időtartományban „szögletes” rezgéskép alakul ki. Hosszabb ideje tengelykapcsolati hibával futó

rendszerénél a csapágyat érő terhelés miatt az deformálódik. Ennek hatása megjelenik a spektrumokon is. A korábban domináns első felharmonikus többnyire csökken, és a következő, a második felharmonikus válik dominánssá.



6.2.1. ábra

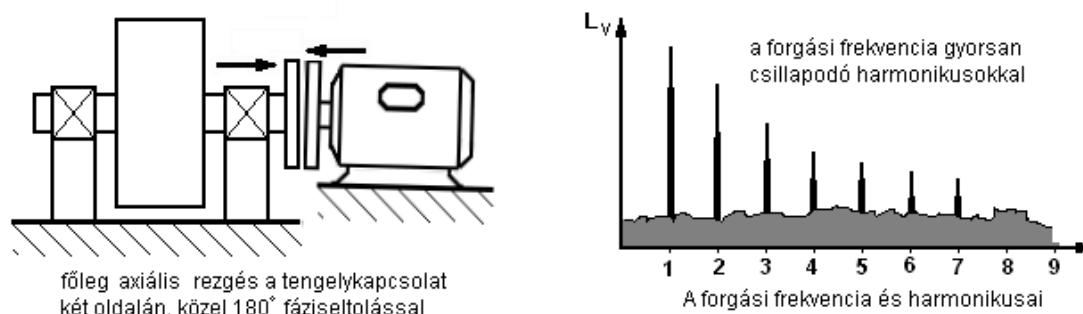


6.2.2. ábra (A szerző saját mérése.)

A 6.2.2. ábrán a szerző saját mérései közül látható egy motor hajtómű tengelykapcsolatának közelében rögzített spektrum. Amely az érzékelési pont radiális irányú rezgéssebesség spektrumát mutatja. Az ábrába bejelöltük a behajtó tengely forgásfrekvenciáját és annak első harmonikusát. A mért egység egy 200kW névleges teljesítményű szállítószalag egyik hajtásegysége. A teljesítményt figyelembe véve a forgásfrekvenciás rezgéskomponens nagysága (2mm/s) még elfogadható. A kicsit nagyobb energiájú első harmonikus viszont figyelmeztet a tengelykapcsolati pontatlanságra. Mégpedig a tengelyek közötti párhuzamossági hibára. A mérés utáni

javaslat hatására a pályát üzemeltető szakemberek ellenőrizték a tengelykapcsolatot és újbóli beállítással kiküszöbölték a hibát.

A másik tengelykapcsolati hiba esetén a kapcsolt tengelyek metszik ugyan egymást, de nem párhuzamosak. Köztük valamilyen szöghiba alakult ki, pl. a helytelen szerelés miatt. Ilyen esetben elsősorban az axiális irányból kapott rezgésszint fog megnőni, de kisebb növekedésre számíthatunk radiális irányban is. Tehát axiális érzékelési irányban célszerű spektrumot is felvenni. A forgásfrekvencia természetesen megjelenik a spektrumban, és általában nagyszámú harmonikus kíséri, amelyek energiája gyorsan csillapodik. Lásd a 6.2.3. ábrát. Tipikus szimptóma a kapcsoló két oldalán mért forgásfrekvenciás komponens közötti 180° -os fáziseltérés. Tehát itt is nagyon sok információt hordoz a fázismérés, amely hasznosan egészíti ki a spektrumokból levonható következtetéseket.

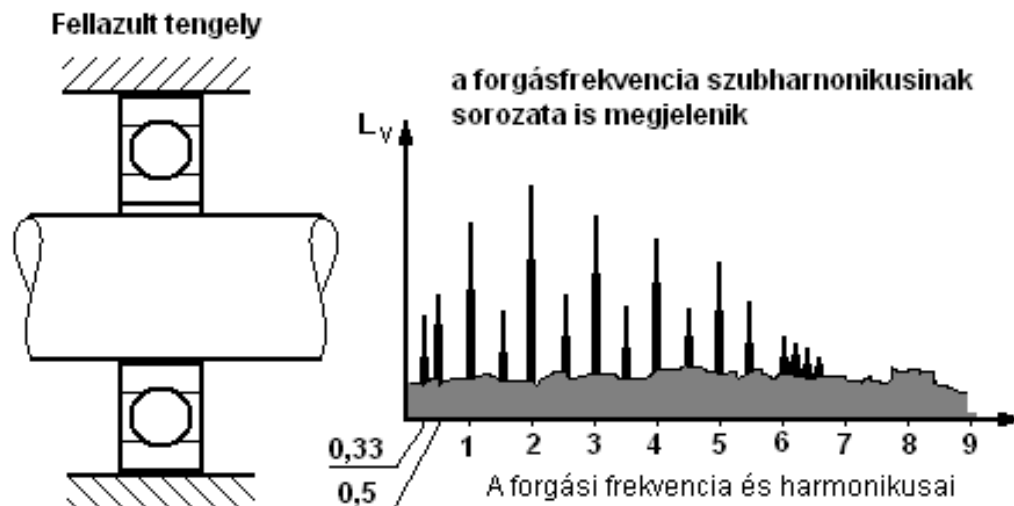


6.2.3. ábra

Mindkét tengelykapcsolati hiba főlegesen terheli a kapcsoló két oldalán futó csapágákat. Ez a többletterhelés, a hiba tartós fennállása esetén a csapágy(ak) korai tönkremeneteléhez vezethet. A csapágák élettartam rövidülése természetesen függ a hiba mértékétől is.

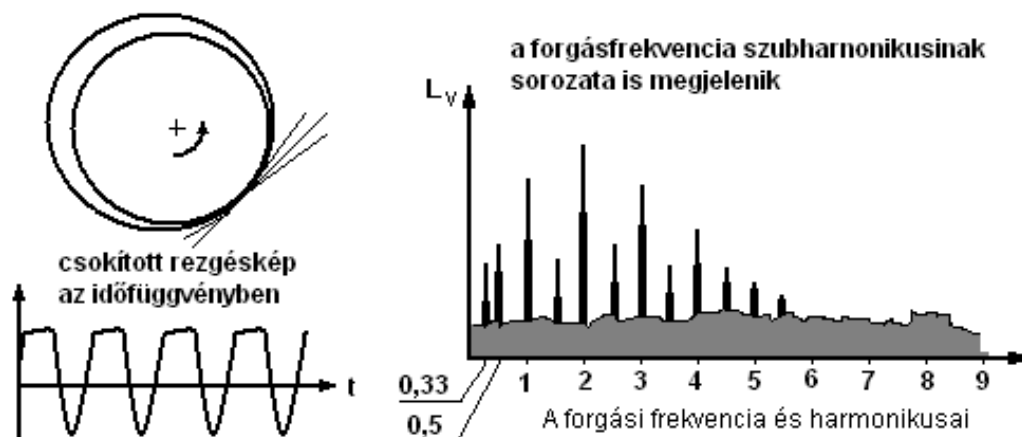
6.3. Tengely mechanikus fellazulása

Ennek a rendellenességnek megfelelő spektrumkép látható a 6.3.1. ábrán. Jellemzője a spektrum „besűrűsödése”. Ennek oka, hogy a forgásfrekvenciának nem csak egészszámú többszörösei jelennek meg, hanem nagy számban mutatkoznak ún. tört harmonikusok is. Ezek általában a forgásfrekvencia 0,5; 1,5; 2,5 együtthatókkal való szorzásával keletkeznek. De nem ritka, hogy egyéb tört harmonikusok is mutatkoznak a forgásfrekvencia alatti tartományban. Energiájuk általában alatta marad az egészszámú többszörözéssel keletkező harmonikusokénak, de jelen vannak. Keletkezésük magyarázata, hogy a lazulás miatt felléphetnek olyan ütközések is, melyek csak minden második, harmadik tengelyfordulatnál következnek be.



6.3.1. ábra

Ebben az alfejezetben soroljuk fel, mert spektrális megjelenésében nagyon hasonlít a mechanikus fellazuláshoz, a dörzsölődés (súrlódás) jelenségét. A spektrumok hasonlóságának alapvető oka a jelenségek megvalósulásának fizikai alapja, a két felület szokatlan ciklusú érintkezése. A dörzsölődésnél a fellazulástól eltérően nem olyan kemény az ütközés, ezért a harmonikusok sora előbb véget ér, és nem jut el a középfrekvenciás tartományig. Ha megtekintjük az időfüggvényt, ott jellegzetes megcsönkített jelalakot látunk.



6.3.2. ábra

6.4. Hajtóművek diagnosztizálása

Az alcímben szereplő hajtómű kérdésében most csak a praxisban leginkább elterjedt fogaskerék hajtómű diagnosztizálásával foglalkozunk. Elsőként azonnal szükséges kiemelni, hogy rezgésdiagnosztikai szempontból ezek a gépegységek bonyolultak.

Ennek oka, hogy egy fogaskerék hajtóműben sok, különböző frekvencián működő forrás található. Soroljuk is fel a három alapvető forrást:

- tengelyek, a forgásnak megfelelő frekvenciákkal
- fogaskerekek, a fogkapcsolódási frekvenciákkal
- csapágyak, a hozzájuk köthető hibafrekvenciákkal

Természetesen a felsorolt három építőelemből több is lehet egy hajtóműben, (ezért a felsorolásban a többes szám használata) s ezek mindegyike saját hibafrekvenciát generál. És a rendszer összetettsége itt még nem áll meg. Mivel egy ilyen gépegység rezgéstani szempontból a lineáristól kifejezetten eltérő tulajdonságokat mutat, a különböző források által gerjesztett rezgések hatnak egymásra, modulálják egymást ezért szép számban keletkeznek új termékek. Ezeket nevezzük modulációs termékeknek.

A moduláció jelentkezik mind amplitúdó, mind pedig frekvencia moduláció formában. A tapasztalatok szerint az amplitúdó moduláció kialakulására a hajtómű síkbeli rugalmassági tulajdonságai vannak hatással.

Ha az $\omega_1=2\pi f_1$ körfrekvenciájú rezgés modulálja az $\omega_2=2\pi f_2$ körfrekvenciájú amplitúdóját, akkor a kialakuló rezgés a következő formában írható fel:

$$a(t) = A_2 \left[1 + \frac{\Delta A_2}{A_2} \cos \omega_1 t \right] \cos \omega_2 t \quad (6.4.1)$$

Az összefüggésben $m = \frac{\Delta A_2}{A_2}$ a modulált vivő relatív eltérése a modulálatlan állapottól. Ennek a mennyiségnek a modulációs technikában önálló neve is van, modulációs indexnek nevezik. Elvégezve a szorzást az (6.4.1) egyenletben, a következő egyenlethez jutunk.

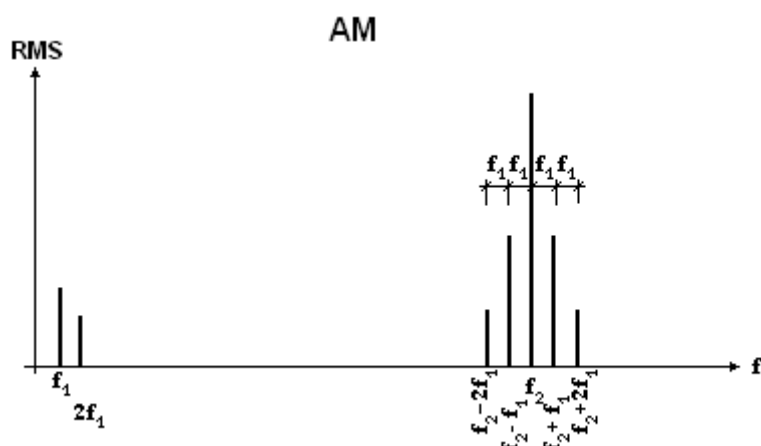
$$a(t) = A_2 \cos \omega_2 t + A_2 m \cdot \cos \omega_1 t \cdot \cos \omega_2 t$$

A szögfüggvények szorzatát, szögek összegének és különbségének szögfüggvényévé alakítva,

$$a(t) = A_2 \cos \omega_2 t + \frac{A_2 m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t + \omega_1 t) + \frac{A_2 m}{2} \cdot \cos(\omega_2 t - \omega_1 t) \quad (6.4.2)$$

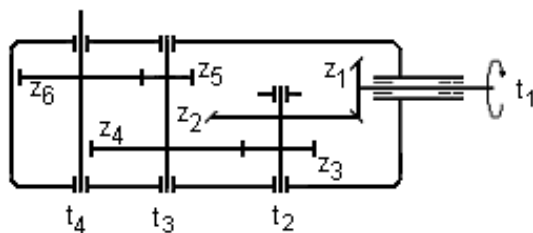
alakú összefüggést kapjuk. Ebben már egyértelműen felismerhetők a moduláció miatt előálló összeg és különbségi frekvenciás komponensek. A 6.4.3. ábrán az egyenletnek megfelelő spektrumot láthatjuk, azzal a többlettel, hogy az ábra esetében a moduláló jel nem tiszta szinusz, hanem tartalmaz egy felharmonikust is. Ezért az f_2 körüli oldalsáv szélessége $2f_1$.

Fontos tisztázni, ha pusztán a modulációt és annak matematikai eredményét tekintjük láthatjuk, hogy az f_1 moduláló frekvencia nincs jelen az AM spektrumban, hiszen a (6.4.2.) egyenletben nem találunk ω_1 körfrekvenciájú összetevőt! Egy reális hajtóművön végrehajtott mérés esetében viszont megjelenik, mert ebben az esetben a bemenőjelek – az ω_1 és ω_2 körfrekvenciájú rezgések – és az egymásra hatás eredményeként keletkező kimenőjel ugyanazon a berendezésen keletkezik, amelyre ráhelyeztük az érzékelőt. Ez utóbbi természetesen a bemenő jeleket és a kimenőjelnek tekintett modulációs termékeket is érzékelni fogja. Ezért tüntettük fel f_1 -et a 6.4.1. ábrán.



6.4.1. ábra

Most pedig nézzük, hogyan hasznosíthatjuk az előbb megismerteket a hajtóművek diagnosztikájában. Ehhez tekintsük a 6.4.2. ábrát, amin egy háromfokozatú fogaskerék hajtómű vázlatát látjuk. Olyan felépítésű, amellyel gyakran találkozunk a gépípar, építőipar, geotechnika, bányászat területén.



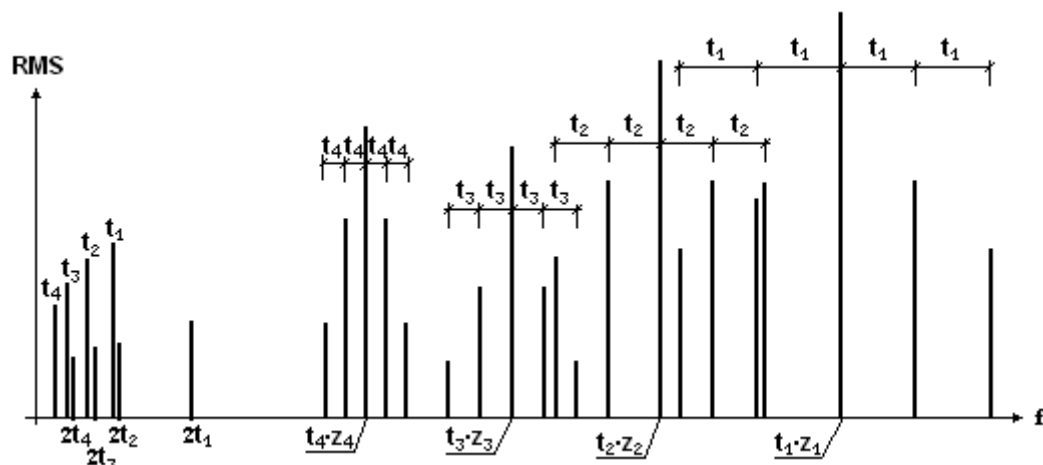
6.4.2. ábra

A négy tengelyt három pár, tehát hat fogaskerék kapcsolja össze. A tengelyeket támasztó csapágak kérdéskörét ezen pont alatt nem részletezzük, ezt a jegyzet egy másik alfejezetében önállóan tárgyaljuk. Mint ahogy az a (6.4.2) egyenletből megállapítható a modulációs termékek frekvenciája egyértelmű matematikai kapcsolatban áll az őket eredeztető rezgések frekvenciájával. Ezeket a frekvenciákat foglalja össze a 6.4.1.sz. táblázat.

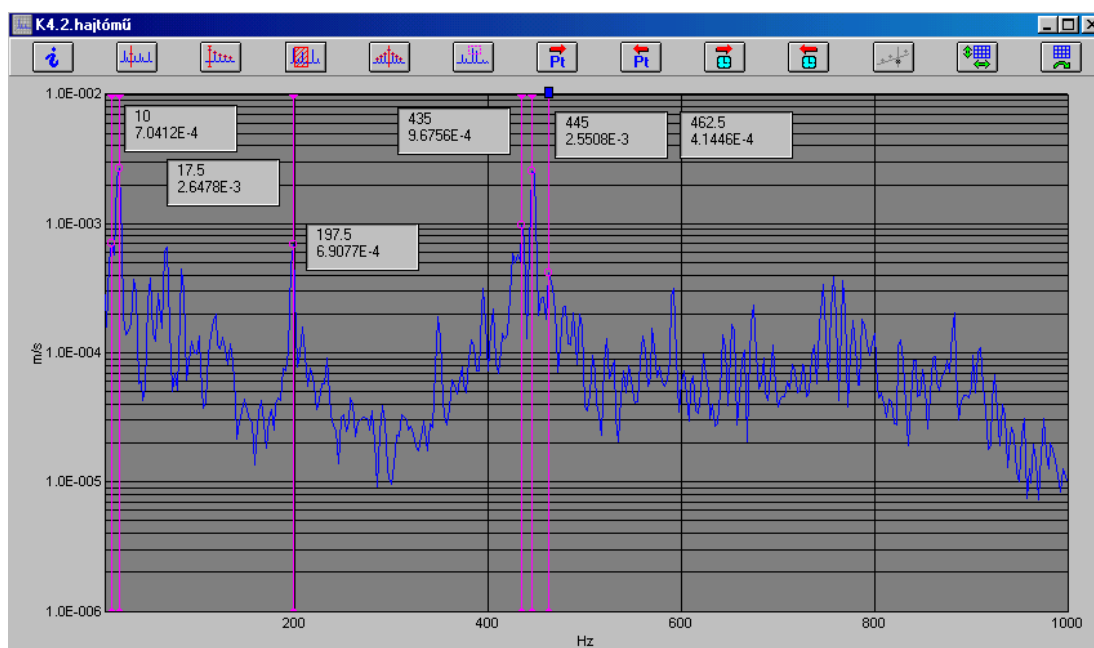
6.4.1. táblázat

tengely frekv.	negatív oldalsávok		fogfrekvencia	pozitív oldalsávok	
t1	$t1 \cdot z1 - 2 \cdot t1$	$t1 \cdot z1 - t1$	$t1 \cdot z1 = t2 \cdot z2$	$t1 \cdot z1 + t1$	$t1 \cdot z1 + 2 \cdot t1$
t2	$t2 \cdot z3 - 2 \cdot t2$	$t2 \cdot z3 - t2$	$t2 \cdot z3 = t3 \cdot z4$	$t2 \cdot z3 + t2$	$t2 \cdot z3 + 2 \cdot t2$
t3	$t3 \cdot z5 - 2 \cdot t3$	$t3 \cdot z5 - t3$	$t3 \cdot z5 = t4 \cdot z6$	$t3 \cdot z5 + t3$	$t3 \cdot z5 + 2 \cdot t3$
t4	$t4 \cdot z6 - 2 \cdot t4$	$t4 \cdot z6 - t4$	$t4 \cdot z6$	$t4 \cdot z6 + t4$	$t4 \cdot z6 + 2 \cdot t4$

A valóságos helyzet a 6.4.1. táblázatban mutatottnál sokkal bonyolultabb is lehet, ha az egyes fogfrekvenciák nem csak a saját tengely frekvenciájukkal modulálódnak. Mi a 6.4.3. ábrán csak a 6.4.1. táblázatnak megfelelő állapotot mutatjuk be, annak érzékeltetésére, hogy főként a modulációs oldalsávok átfedése miatt, esetenként a spektrum nehezen kiértékelhetővé, mondhatni kaotikussá válik.



6.4.3. ábra



6.4.4. ábra (A szerző saját mérése.)

A tengelyek deformációja, a csapágyak tönkremenetele, a fellazulások megjelenése mellett a fogfelületek kifáradása az egyik elhasználódási forma, amivel találkozunk a fogaskerék hajtóművek esetén. Ez egy viszonylag lassan progrediáló folyamat, aminek hatása megjelenik a spektrumokon is. Előbb a fogkapcsolódási frekvencia körüli oldalsáv szélesedik ki, ezzel egy időben megnő az oldalsávi komponensek energiája is. A folyamat előrehaladtával a fogkapcsolódási frekvencia által képviselt energiaszint is megnő.

6.5. Kavitáció a folyadékszállító gépekben

A rezgések érzékelésével nem csak tisztán mechanikus rendellenességek detektálhatók, hanem más pl. üzemviteli probléma is, amely megváltoztatja a gép rezgési állapotát. A folyadékszállító rendszerek energiaközlő gépe a szivattyú. A többi gépnél is előforduló rendellenesség mellett ennél a munkagépnél találkozhatunk egy, a szállított folyadék energia szintjétől függő jelenséggel, a kavitációval. Ekkor a folyadék energiája áramlás közben annyira lecsökken, hogy nyomása eléri a folyadékra jellemző és hőmérséklete által meghatározott telített gőznyomás értékét és a folyadék fázisátalakuláson megy keresztül. Ilyenkor a folyadékon belül buborékok keletkeznek, amelyekben a folyadék gőze található. Ilyen üzemállapot kialakulására tipikusan akkor van esély, ha valamilyen oknál fogva megnő a szivattyú szívóoldali terhelése. Legtöbbször azért, mert az üzem során valamilyen fojtás alakul ki a szívóoldali folyadékútban. Ez lehet dugulás, de gyakori hogy a lábszelep elkoszolódás miatt elégtelenül nyit.

Miért fontos ennek az állapotnak a detektálása, hiszen ha a folyadékban nagyobb mennyiségű légnemű halmazállapotú anyag kerül úgyis megszakad a folyadékszál és leáll a szivattyúzás? Ez pedig rezgésérzékelés nélkül is észrevehető.

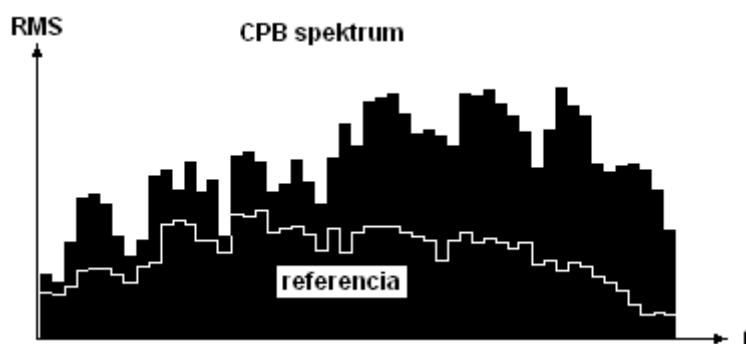
A kavitáció kialakulása egy folyamat, amely jól meghatározható szakaszokra bontható. A kezdeti szakaszban már képződnek gőzbuborékok, amelyek általában a határoló felületek, és a járókerék felületei mentén jelennek meg, de ettől még nem szakad meg a szivattyúzási folyamat. Ha a jelenség csak a megjelenésből állna, még jóteknő hatással is bírna. A buborékok megjelenése ugyanis látszólag csökkenti a folyadék viszkozitását, emiatt javul a szivattyú hatásfoka. De a buborékok a keletkezési helyüktől tovasodródnak olyan helyre is ahol a nyomás egy kicsit nagyobb, ennek hatására a buborékban levő gőz ismét folyékony halmazállapotra vált. Ez a váltás víz esetében kb. ezredrésznyi térfogatcsökkenést jelent, gőzből folyadék irányában haladva. Ez a nagyon rövid idő alatt végbemenő váltás nyomáshullámokat kelt a folyadékon belül, amely természetesen eléri a határoló fém felületeket is, amelyből piciny darabokat szakít ki. (Néhány atomnyi darabokat.) A gépen belül a buborékok keletkezése és összeomlása viszont nagy gyakorisággal megy végbe. (Az észlelhető

impulzusok gyakorisága több kHz.) Ennek hatására néhány órás kavitációs üzem után már észlelhető a fémtestet, de főleg a járókereket érintő erózió. Ez odáig juthat, hogy a járókerék kilyukad.

Ha a szivattyú üzemi körülményei olyanok, amiből gyakran előállhat kavitációs állapot, akkor célszerű a rezgésfelügyeleti rendszerrel ezt is figyelni.

Érzékeléséhez használhatunk hidrofont (víz alatti mikrofont). Ezzel az érzékeny eszközzel már korán detektálni tudjuk a kavitáció kezdeti jeleit. Olcsóbb megoldás a szivattyú házán, célszerűen megválasztott helyen rögzített rezgésérzékelő alkalmazása.

Ahogy már utaltunk rá, a kavitáció mint rezgésforrás a több kHz-es – tehát rezgésdiagnosztikai szempontból nagyfrekvenciás – tartományban jelentkezik. De a meredek, rövid idejű impulzusok miatt jelentős a harmonikusok száma és a nagyfrekvencián tapasztalható energia növekedés. Ezt érzékelteti a 6.5.1. ábra, és emiatt találunk méréseink során 10kHz fölött is jócskán megnövekedett spektrum komponenseket. Ez az alapvető magyarázata annak, hogy egy másik diagnosztikai eszközzel, amely a levegőbe elsugárzott ultrahang érzékelésével diagnosztizál, sikeresen detektálhatjuk a kavitációt.



6.5.1. ábra

Itt hívjuk fel a figyelmet, hogy a fentiek okán az alkalmazott gyorsulásérzékelőt úgy kell felszerelni az érzékelési pontra, hogy a felszerelés minősége biztosítsa a több kHz-es rezgés kicsatolását! (Csavaros kötés!)

A közép és alacsonyfrekvenciák növekedésének oka, hogy a kavitáció hatására az egész géptest is rezeg, természetesen a rá jellemző frekvenciákkal és ezek általában a közép és alacsonyfrekvenciás tartományba esnek.

6.6. Szíjhajtás

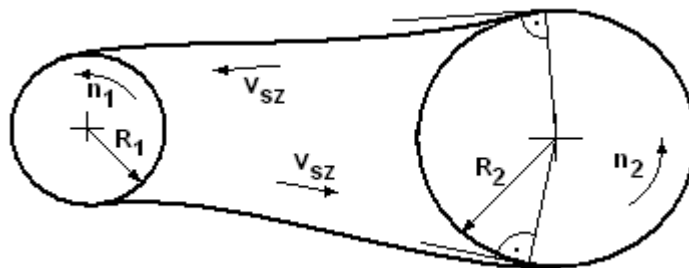
Két tengely közötti kapcsolat, melyet a forgó mozgás átvitelére hozunk létre. A tengelytáv széles határok között változhat, és ha elegendően nagy, nem csak párhuzamos, de kitérő tengelyek is összeköthetők ezzel a megoldással.

A hajtás felépítésénél alkalmazott gépelemekhez, tengelyekhez, csapágyakhoz kötődő hibafrekvenciákról az illető gépelemet tárgyaló alponthan található leírás. Itt most a szíj jelenléte miatt fellépő jellegzetes frekvenciát (f_{szij}) adjuk meg, amely egyébként egy jól kivitelezett hajtás esetén is mutatkozik.

$$f_{szij} = \frac{v_{sz}}{L_{szij}} \quad (6.6.1)$$

ahol v_{sz} a szíj sebessége,

L_{szij} a szíj kiterített hossza.



6.6.1. ábra

Ha a vonóelem és a tárcsák közötti üzemi csúszást elhanyagoljuk (nincs szlip), akkor v_{sz} az ismert módon számolható a szíjtárcsák mérete és fordulatszáma ismeretében. A 6.6.1. ábra jelöléseit alkalmazva:

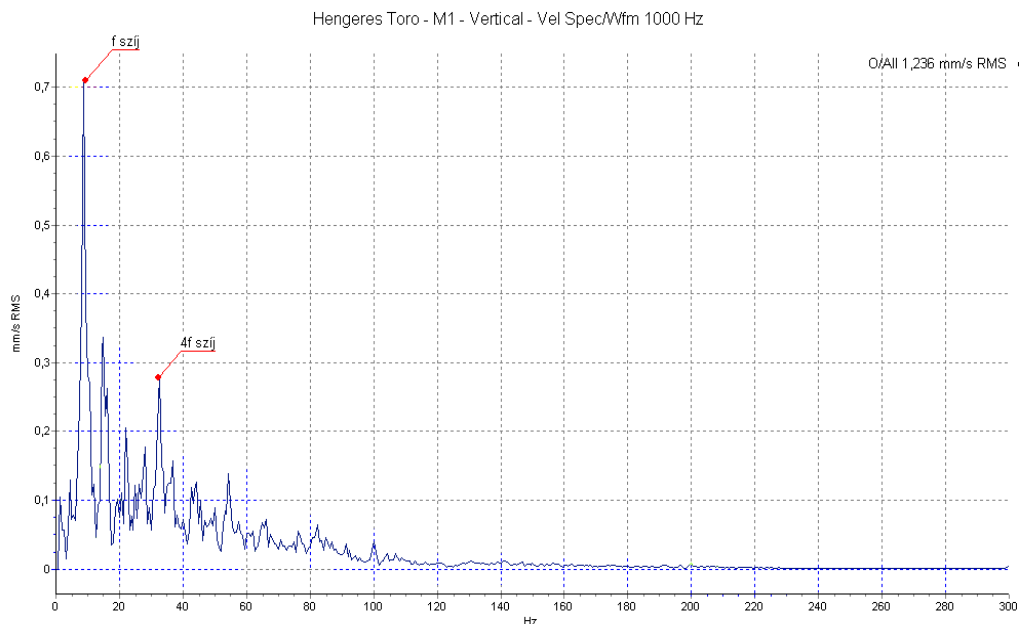
$$v_{sz} = 2R_1\pi n_1 = 2R_2\pi n_2 \quad (6.6.2)$$

Egy jól felépített, karbantartott hajtás estében, amit nem terhelünk túl, a szlip 1% alatt marad.

Így a (6.6.2.) egyenletet alkalmazva a szíjsebesség kiszámításához, a (6.6.1.) képlet a gyakorlatban elfogadható közelítést ad az alapvető szíjfrekvenciára.

A szíjhajtás erőzáró hajtás. Ahhoz, hogy képes legyen nyomatékot átvinni előfeszítő erőre van szükség, hiszen a tárcsák és a vonóelem között működő súrlódás teremti meg a lehetőséget a kerületi erő átadására. A vonóelem – ékszíj, lapos szíj – el kell viselje azt a húzóerőt, ami az átvitt nyomaték miatt ébred benne. Ezt a feladatot a vonóelem belsejében elhelyezett teherviselő szálak látják el, melyek anyaga lehet pl. poliészter,

kevlár, vagy más műanyag, de acél is. Cél, hogy a vonóelem a szükséges húzószilárdság mellett ne veszítse el a hajlékonyságát. Ez többnyire sikerül is, de a gépeinkben használt vonóelemek nem ideálisan hajlékonyak. Jól mérhető ellenállást mutatnak a hajlítással szemben. Ez az ellenállás annál erőteljesebben jelentkezik, minél kisebb a tárcsák görbületi sugara, amit a szíj összeköt. Ugyanakkor időre van szüksége a relaxációhoz is és mivel működés közben a szíj ciklikusan halad át a pálya ívelt és egyenes szakaszain, az egyik állapotból a másikba való átmenethez – az alakváltozás lezajlásához – időre van szükség. Ennek hatásaként a szíj a tárcsákat összekötő szakaszon az elvi egyenestől eltér, az érintési ponttól később hagyja el a tárcsát és később is fut fel rá. Úgy ahogy az látható a 6.6.2. ábrán. Ennek rezgésdiagnosztikai hatása, hogy a szíjfrekvencia negyedik harmonikusa gyakran megerősödik, főleg akkor, ha a vonóelem nem elég feszes.



6.6.2. ábra (A szerző saját mérése.)

Annak tisztázására, hogy a szíjfrekvencia és annak harmonikusai milyen tartományba esnek, helyettesítsük be egy szivattyút hajtó szíjhajtás átlagosnak mondható paramétereit a (.1) összefüggésbe.

Legyen $n_1 = 25 \text{ ford/s} = 1500 \text{ ford/min}$

$D_1 = 25 \text{ cm}$

$L_{\text{szíj}} = 2,4 \text{ m}$

Akkor a szíjsebesség $v_{\text{szíj}} = 0,25 \cdot \pi \cdot 25 = 19,6 \text{ m/s};$

a szíjfrekvencia $f_{\text{szíj}} = \frac{19,6}{2,4} = 8,17 \text{ Hz};$

és a negyedik harmonikus $4f_{\text{szíj}} = 4 \cdot 8,17 = 32,7 \text{ Hz}$

Mint látható a szíjfrequencia és annak négyszerese is (32,7Hz) a 100Hz alatti alacsony frequenciás tartományba esik.

A 6.6.2. ábrán látható spektrum egy törő berendezés egyik csapágyáról került rögzítésre. A törő tengelyét villamos motor hajtotta, ékszíjhajtáson keresztül. A bejelölt komponensek a szíjfrequencia és annak négyszerese, melyek a hajtás ezen állapotában határozottan ábrázolódnak a spektrumban.

Célszerű itt megemlíteni még egy jelenséget, amely ennél a hajtásmódnál gyakran előfordul. A jelenség a laza szíjág üzem közbeni berezonálása, amely szigorúan véve nem hiba, de kellemetlenséget okozhat, ha frequenciája egybeesik más, a gépre jellemző frequenciákkal. Nagyobb valószínűséggel fordul elő olyan elrendezéseknél, ahol a tengelytáv többszöröse a tárcsaátmérőnek, – hosszú a szabadonfutó szíjág – mint közeli tengelyek esetén. Megfelelően beállított előfeszítő erőnél ritkán mutatkozik, de a hajtás üzeme során megkopott szíj hatására előállhat.

A rezgésre jellemző frequencia méréséhez a hajtás üzeme közben, csak érintkezésmentes érzékelési megoldást alkalmazhatunk! (pl. laser sugaras letapogatás) Álló helyzetben természetesen kontakt érzékelővel is mérhetünk. De ilyenkor a vonóelem „megpendítésekor” valamivel magasabb frequenciát kapunk, mint ami az üzemi állapotban kialakul. Álló helyzetben ugyanis a két szíjágban ébredő erő egyforma, de ezek üzem közben átrendeződnek. A nyugalmi állapothoz képest a feszes szíjágban megnő, a lazában csökken az erő. A csökkent feszítő erőhöz pedig alacsonyabb rezgési frequencia tartozik. Ennek ellenére célszerű elvégezni a mérést, mert az eredmény jól használható, mit közelítés.

6.7. Gördülőcsapágyak

Ez a gépelem a gépekben betöltött fontos szerepe miatt is önálló alpontot érdemel. Gépeinkben a forgó tengelyeket valamilyen módon támasztani kell. Természetes, hogy a támasztás meg kell feleljen a szilárdsági elvárásoknak, miközben a lehető legkisebb súrlódással működik. Ennek egyik megvalósítási módja, ha az egyébként jelentkező száraz súrlódást gördüléssé alakítjuk. A gépekben jelentkező nagy igény miatt a műszaki fejlődés során erre a forgást megengedő támasztó feladatra önálló gépelem került megalkotásra, a gördülőcsapágy, amely mára egy egész gépelem családdá fejlődött. Fejlesztése máig sem állt meg, ma is tart.

A névleges terhelést meg nem haladó terheléssel üzemelő csapágyak élettartama is véges, ami ebben az esetben azt is jelenti, hogy gyakran a teljes gép várható élettartamán belül több csapágyat cserélni kell majd, mert azok normál üzemvitel mellett is elhasználódnak. Nem egy gép esetében az élettartam során, ugyanazon

helyen többször kell csapágyat cserélni. A csapágyak tönkremenetelének időpontja azonban nem adható meg pontosan! Még abban az esetben is viszonylag széles határok között fog változni a csapágy élettartama, ha feltételezzük, hogy a körülményekhez optimálisan illeszkedő, és a korszerű méretezési elveket követően megválasztott csapággal van dolgunk! Az élettartamot alapvetően befolyásolja

- a beépítés módja,
- a kenés módja, minősége,
- a terhelési profil, amit a csapágy befut az életútja során
- a környezet állapota, amiben üzemel (pl. nedvesség, portartalom, hőmérséklet ingadozás)
- a hűtés módja,

és egyáltalán nem utolsó sorban a gyártó, amely a csapágyat készítette. (A fenti felsorolás nem teljes, a leglényegesebbeket próbáltuk kiemelni.) A sok befolyásoló tényező miatt, az élettartam kérdése a valószínűségi számítás matematikai eszközeivel kezelhető és segítségükkel adható meg. Karbantartási szempontból ez azzal a következménnyel jár, hogy egy csapágy várható élettartamának vége egy időtartományban lesz. Ez a tartomány annál szélesebb, minél nagyobb biztonsággal (valószínűséggel) kívánjuk megadni az élettartamot. Már az eddig elmondottak is azt sugallják, ha egy gép állapotáról információt próbálunk szerezni, elsődleges, hogy a sok bizonytalansági faktor miatt a csapágyak állapotáról tudjunk mondani „valamit”. Ehhez járul még az a tény, hogy a gépek többségébe jelentős mennyiségű csapágy van beépítve. Vagyis gépeinkben a csapágy, mint gépelem karbantartási szempontból jelentős kockázatot képvisel. Ezek együtt indokolják, annak fontosságát, hogy jelezni tudjuk már a tönkremenetel kezdeti szakaszában, ha elindult az egyik csapágy tönkremeneteli folyamata, mert nagy valószínűséggel ezek közül kerül ki majd az a gépelem, amely legkorábban meghibásodik.

A feladat nem egyszerű. Ennek alapvető oka, hogy a csapágyak természetes tönkremenetele alapvetően anyagfáradásra vezethető vissza. Ez azt jelenti, hogy a gördülőtestek és a gördülési pályák anyaga annak ellenére kifárad, repedezett lesz, majd pikkelyesedik élettartama végére, hogy az üzemideje alatt, gördülés közben csak rugalmas deformációt szenved. A gördülési felületek egyenetlenné válása már a tönkremenetel elkezdődésekor elindul. Az ilyenkor megjelenő kis „pitting”-ek miatt a csapágy még nagyon távol van a leállástól, de az általuk keltett, a jó állapotban még meg nem levő rezgésfrekvenciák már figyelmeztetnek a csapágy előrehaladott használati fokára. A gördülőfelületeken jelentkező folytonossági hibák a csapágy alkotórészeire jellemző hibafrekvenciákat generálnak. (Saját frekvenciák!) Ezeket a frekvenciákat alapvetően a csapágy mérete, a gördülő testek darabszáma és a forgó gyűrű aktuális

fordulatszáma határozza meg. Kismértékben befolyásoló még az ún. kontaktus szög, ami a tisztán radiálistól eltérő, axiális komponenssel is rendelkező terhelő erő felléptekor lesz nullától különböző. A kontaktus szög nullától való eltérésének hatása azonban esetenként csak olyan mértékű, ami nem haladja meg a mérés frekvenciatartománybeli felbontását. Vagyis, ha a felbontás nem elég finom, a mérés nem képes a kontaktus szög változása miatti hibafrekvencia változást detektálni.

Alább adjuk meg a gördülőcsapágy egyes alkotóelemeihez köthető hibafrekvenciák számításához szükséges összefüggéseket:

$$\text{Külső gyűrű hiba: } f_k = \frac{z}{2} n_r \left(1 - \frac{d_g}{d_k} \cos \beta\right)$$

$$\text{Belső gyűrű hiba: } f_b = \frac{z}{2} n_r \left(1 + \frac{d_g}{d_k} \cos \beta\right)$$

$$\text{Gördülőtest hiba: } f_g = \frac{d_k}{d_g} n_r \left[1 - \left(\frac{d_g}{d_k} \cos \beta\right)^2\right]$$

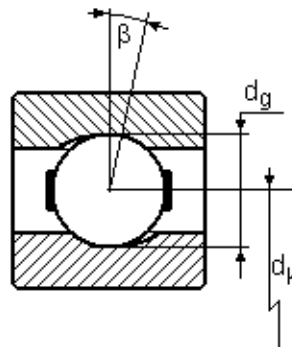
$$\text{Kosár hiba: } f_c = \frac{n_r}{2} \left(1 - \frac{d_g}{d_k} \cos \beta\right)$$

Ahol: z a gördülőtestek darabszáma,

n_r a belső és külső gyűrű fordulatszámának különbsége,

β a kontaktus szög,

a d_k és d_g átmérőket a 6.7.1. ábra magyarázza.



6.7.1. ábra

Csak tájékozódásként a csapágyak világában, példaként számítsuk ki, hogyan alakul a négy hibafrekvencia egy 6024 típusú, egyszerű mélyhornyú golyóscsapágy esetében, ha annak belső gyűrűje 1500 ford/min fordulatszámmal forog. Első esetben a kontaktus szöget válasszuk $\beta = 0$ értékre. A csapágy fő méretei, amiből következtethetünk a várható alkalmazások körére:

külső gyűrű átmérő: 180 mm

furat átmérő: 120 mm

szélesség: 28 mm

További adatok, melyek szükségesek a hibafrekvenciák kiszámításához:

$$z = 15$$

$$n_r = 25 \text{ ford/s (1500 ford/min)}$$

$$d_k = 150 \text{ mm}$$

$$d_g = 18,26 \text{ mm}$$

Előbbi adatokkal a hibafrekvenciák:

$$f_k = 164,67 \text{ Hz} \quad (\text{külső gyűrű hiba}),$$

$$f_b = 210,32 \text{ Hz} \quad (\text{belső gyűrű hiba}),$$

$$f_g = 202,32 \text{ Hz} \quad (\text{gördülőtest hiba}),$$

$$f_c = 10,98 \text{ Hz} \quad (\text{kosár hiba}).$$

Látjuk, hogy a nagyon gyakori 1500 ford/min (25 ford/s) fordulatszám mellett, a példaként választott csapágycsapágy hibafrekvenciái jóval 1kHz alá esnek. Tehát abba a középfrekvenciás tartományba, melyben – mint ahogy azt az *Érzékelők* c. alfejezetben bemutattuk – a gép egyéb nagyobb energiájú rezgései is megjelennek. Illetve a kosárra jellemző hibafrekvencia az alacsony tartományba. Ez utóbbi semmit sem javít a helyzeten, mert a behajtó tengelyek forgásfrekvenciái ebben a tartományban helyezkednek el és a gyakran jelen levő kiegyensúlyozatlanság miatt ezek és harmonikusa adják az egész spektrum általában legnagyobb energiájú összetevőit.

Második esetként nézzük meg, milyen mértékben változnak ezek a frekvenciák, ha a terhelés nem tisztán radiális és ennek hatására a kontaktus szög legyen $\beta = 10^\circ$. Ekkor

$$f_k = 165,02 \text{ Hz} \quad (\text{külső gyűrű hiba}),$$

$$f_b = 209,98 \text{ Hz} \quad (\text{belső gyűrű hiba}),$$

$$f_g = 202,42 \text{ Hz} \quad (\text{gördülőtest hiba}),$$

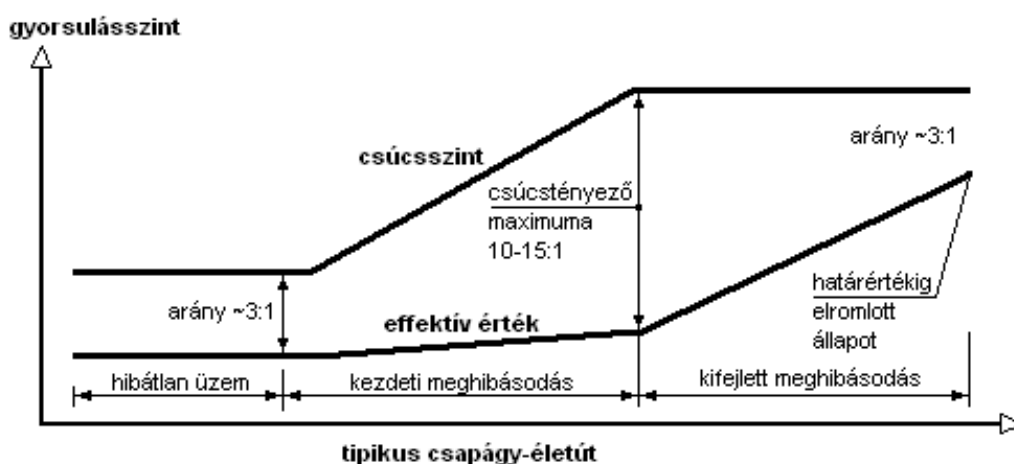
$$f_c = 11,00 \text{ Hz} \quad (\text{kosár hiba}).$$

A példa tanúsága szerint a kontaktus szög változása $\beta = 0^\circ$ -ról 10° -ra a hibafrekvenciákban $\sim 1/3$ Hz változást okoz, a gyűrűk esetében. A gördülőtest és kosár hibára jellemző frekvenciáknál még kisebbet. Fontos tisztában lenni a ténnyel, hogy gyakran nem tudunk ilyen felbontással mérni, mert a mérés bizonytalansága ezt nem teszi lehetővé, pl. a terhelés ingadozása okozta fordulatszám változás miatt. Megemlítjük itt is, hogy van módszer ezen hatás okozta bizonytalanság

kiküszöbölésére! Ez a szinkronizált mérés. (Részletezését lásd az *Order analízis* c. alpontnál.)

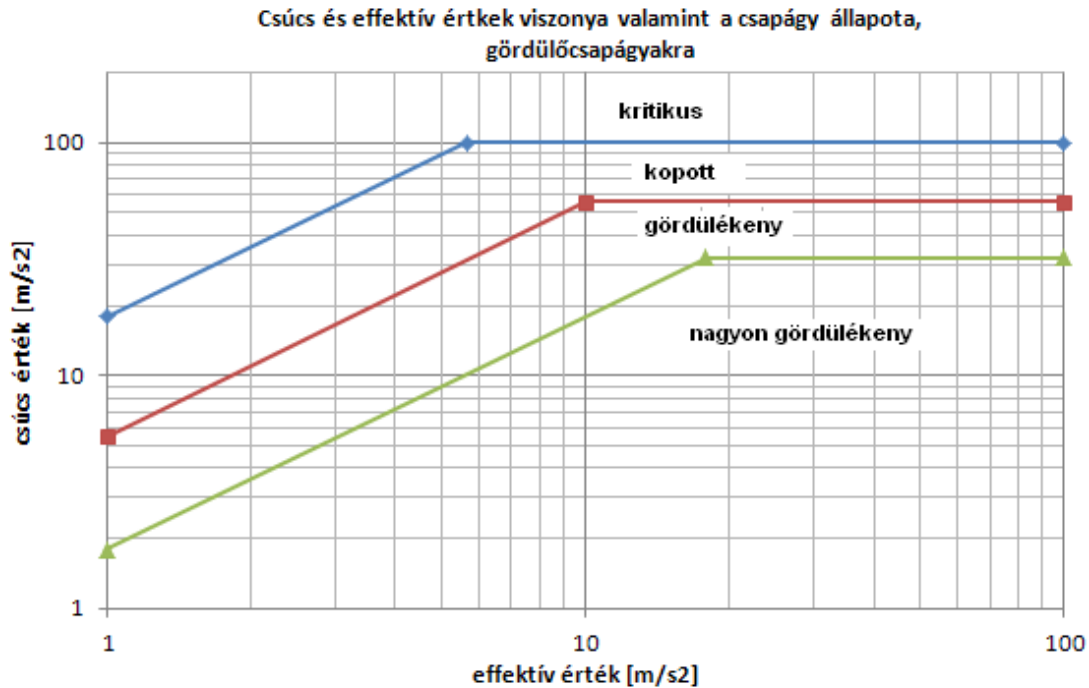
A hibák kezdeti fázisában történő detektálásánál a nehézséget az okozza, hogy a megjelenő rezgések energiája kicsi a gép által keltett többi, mondjuk úgy „normális” rezgéseinek energiájához képest. Vagyis a nagyenergiájú rezgések elfedik a meghibásodás kezdeti fázisában levő csapágyról származó rezgéseket.

Az egyszerűbb rezgésmérő eszközök azzal növelik meg a korai detektálás esélyét, hogy a rezgésjelből nem csak effektív értéket számítanak, hanem kikeresik a minta rész időtartamaiban megjelenő csúcsokat és ezekből csúcsértéket is képeznek. A csapágyak tönkremenetelig befutott életút során ugyanis az a tapasztalat, hogy a hibamentes üzemidőben a csúcs- és effektív érték aránya kb. 3:1, ami a meghibásodás kifejlődésének időtartama alatt felnő 10-15:1 arányra, miközben az effektív érték nem növekszik, vagy csak kis mértékben. Az elmondottakat érzékelteti a 6.7.2. ábra.



6.7.2. ábra

A következő, 6.7.3. ábrán a 6.7.2. ábra középső szakasza látható, itt a számszerű értékek pontosabban érzékeltetik a hiba kifejlődési szakaszának lefutását. A lefutás ilyen alakulásának magyarázata, hogy a csúcsokat adó kiemelkedő impulzusok időtartama nagyon rövid, ezért a teljes mérési időre összegzett rezgési energiában csak nagyon kis hányadot képviselnek, így az effektív értéket alig változtatják meg. Sajnos a meghibásodás kezdeti fázisa azonosításának esélyét ennél a módszernél is csökkenti az, hogy a csúcsok kikeresésének lehetőségét rontja az egyéb forrásból származó nagy energiájú rezgések jelenléte miatti elfedés. Vagyis az alaprezgések magasabb energiaszintjénél a „csúcsok még nem csúcsok” mert elsüllyednek az alaprezgésben. Ezért nagyon fontos, hogy a csapágy diagnosztizálásakor az érzékelő kapcsolata a csapágyházzal elég merev legyen és tegye lehetővé a megbízható mérést legalább 7kHz határfrekvenciáig.



6.7.3. ábra

A csúcsérték mérésre fel nem készített, egyszerű mérőeszköz esetén a kezdődő csapágó hibák észleléséhez azt a már említett tapasztalatot használhatjuk ki, hogy a meghibásodás kezdeti szakaszában, kis mértékben ugyan, de nő a rezgés effektív értéke is. Fontos tény emellett, hogy ez a kismértékű növekedés a nagyfrekvenciás tartomány komponenseinek erősödése miatt áll elő. Ha tehát csak a nagyfrekvenciás tartományt vizsgáljuk és mérjük, akkor a növekedés már sokkal nagyobb biztonsággal detektálható. Ezeket a műszereket ezért ki szokták egészíteni egy felüáteresztő szűrővel, melynek vágási frekvenciája általában 2kHz. Így az alacsony és közepes frekvenciák levágásával a csapágó „zajossága” észlelhető még mielőtt az teljesen tönkremenne.

Néhány bekezdéssel feljebb már megállapítottuk, gépeinkben a csapágó, mint gépelem karbantartási szempontból jelentős kockázatot képvisel. Tehát az üzemeltetőknek elemi érdeke, a bemutatott nehézségek ellenére a csapágó diagnosztizálása. Felismerték ezt a tényt a rezgésanalizáló műszereket tervező és gyártó cégek is, sőt a csapágó gyártók is. A felismerés következtében igyekeztek a feladatra olyan megoldást találni, amely hatékonyan támogatja a csapágóhibák viszonylag korai – a váratlan leállást megelőző – detektálását. Az egyes gyártók eljárásai némiképp különböznek egymástól. A szerzői jogok miatt elnevezésükben mindenképpen. Az egyes gyártók technikája annyiban megegyezik, hogy eljárásaik mindegyikében erősen támaszkodnak a digitális szűrés adta lehetőségekre. Egyik megoldással nem csak említés szintjén kívánunk foglalkozni, de nem itt, hanem *A rezgésdiagnosztika sajátos eszközkészlete* c. alfejezetben, a *Burkológörbe analízis* alpontnál.

6.7.1. Rezgéshatárértékek csapágyakra

Kivonat a CSA/MS/NVSH 107 „karbantartási rezgés határértékek c. kanadai irányelvből

a rezgésebbesség szélessávú effektívértéke géptípusok szerint (10Hz -10kHz)	új gépek esetén		használt gépekre (teljes terheléssel)	
	hosszú élettartamú ¹ [mm/s]	rövid élettartamú ² [mm/s]	készenléti ért. [mm/s]	riasztási ért. [mm/s]
gázturbinák				
200000LE fölött	7,9	18	18	32
6-20000LE	2,5	5,6	10	18
5000LE alatt	0,79	3,2	5,6	10
gőzturbinák				
200000LE fölött	1,8	18	18	32
6-20000LE	1,0	5,6	18	32
5000LE alatt	0,56	3,2	10	18
sűrítők				
szabad dugattyús	10	32	32	56
nagynyomású (levegő)	4,5	10	10	18
kisnyomású (levegő)	1,4	5,6	10	18
hűtő	0,56	5,6	10	18
Diesel-generátorok	1,4	10	18	32
centrifugák, folyadék leválasztók	1,4	10	18	32
hajtóművek				
100000LE fölött	1,0	10	18	32
10-10000LE	0,56	5,6	18	32
10LE alatt	0,32	3,2	10	18
forralók	1,0	3,2	5,6	10
motor generátorok	1,0	3,2	5,6	10
szivattyúk				
5 LE felett	1,4	5,6	10	18
5 LE alatt	0,79	3,2	5,6	10
ventilátorok				
1800 f/min alatt	0,56	3,2	5,6	10
1800 f/min felett	1,0	3,2	5,6	10
villanymotorok				
5LE fölött	0,25	1,8	3,2	5,6
5LE alatt	0,14	1,8	3,2	5,6
transzformátorok				
1 kVA fölött	0,14	-	0,56	1,0
1 kVA-ig	0,1	-	0,32	0,56

¹⁾ hosszú élettartamú: kb. 1000-10000 üzemóra

²⁾ rövid élettartamú: 1000 üzemóra alatt

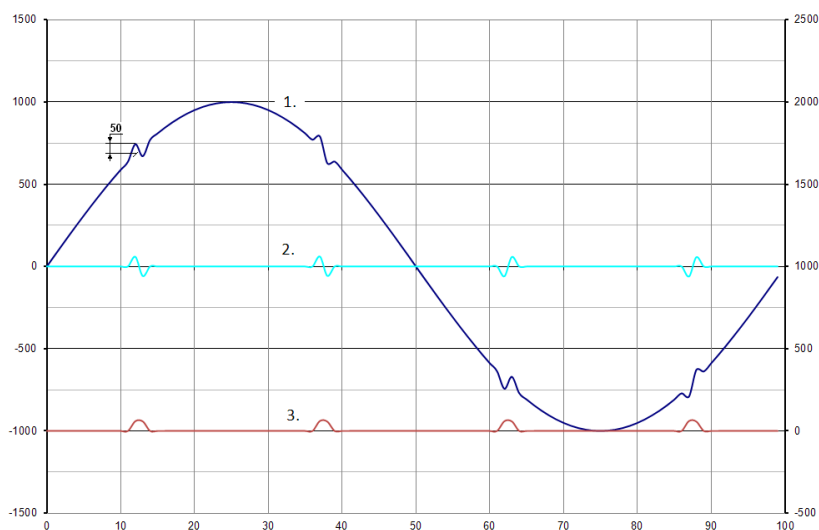
7. A REZGÉSDIAGNOSZTIKA SAJÁTOS ESZKÖZKÉSZLETE

7.1. Burkológörbe analízis

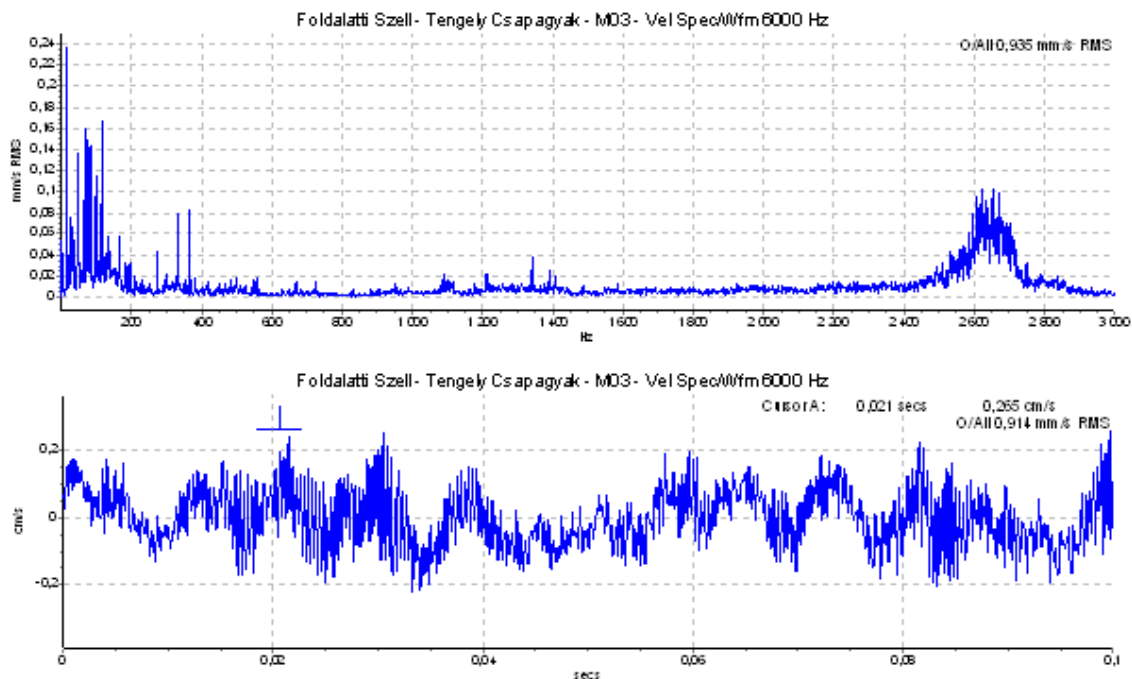
A *Gördülőcsapágyak* c. alpont alatt már exponáltuk az okokat, amik miatt a csapágy hibák korai detektálásához speciális eljárásokat fejlesztettek ki. Ezek közül egyik az ún. burkológörbe analízis. (Envelope analysis) Az eljárás elnevezése érthetővé válik, ha egy példa segítségével végigmegyünk az eljárás lépésein. Ehhez tekintsük a 7.1.1. ábrát. Legyen az érzékelőtől kapott rezgésjel az ábrán látható 1. számú görbe. Ez most egy egyszerű szinusz hullám, melynek egy periódusán belül négy hozzáadott zavarjel képviseli a kezdeti hibát.

Ha a valóságban ennyire egyszerű alapsávi jellel lenne dolgunk, akkor akár az időfüggvényről is leolvashatnánk a keresett hibafrekvenciát. Sajnos erről szó sincs! A 7.1.2. ábrán a szerző által egy ellenőrző mérés alkalmával rögzített rezgésebbesség időfüggvény részletét látjuk, amelyen esélyünk sincs, hogy felismerjük az esetleges csapágyhibához tartozó – a 7.1.1. ábra 1.sz. görbéjéhez hasonló – zavarjeleket. Pedig az időfüggvény feletti spektrumon jól látszik a 2,4-3kHz közötti nagyfrekvenciás csoport.

Tehát példánkban csak a könnyebb magyarázhatóság érdekében választottuk a legegyszerűbb szinusz hullámot. A koordináta tengelyeken nincsenek mértékegységek, mert a magyarázatokhoz elegendő az arányok leolvasása. Jól érzékelhető pl. hogy az alap jel 1000 egység amplitúdója mellett kb. 50 egység a zavaró jel eltérése az alap jeltől. Egy-egy zavarjel tk. a hibahelyen áthaladó gördülőtestek által gerjesztett, a csapágy-beépítés együttesre jellemző sajátrezgés. A jelenség hasonló, mint amikor megütünk egy csengettyűt, amely a rá jellemző magasságú (frekvenciájú) hanggal válaszol az ütésre (gerjesztésre), de mi nem a csengő hangjára vagyunk kíváncsiak, hanem arra, milyen gyakran került megütésre.

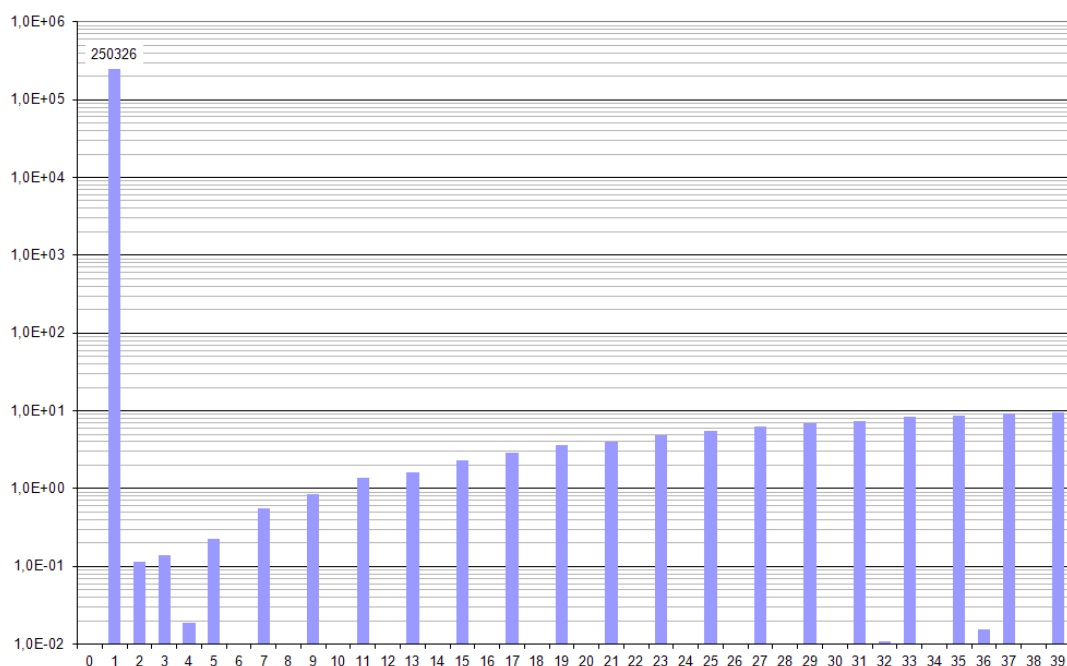


7.1.1. ábra



7.1.2. ábra (A szerző saját mérése.)

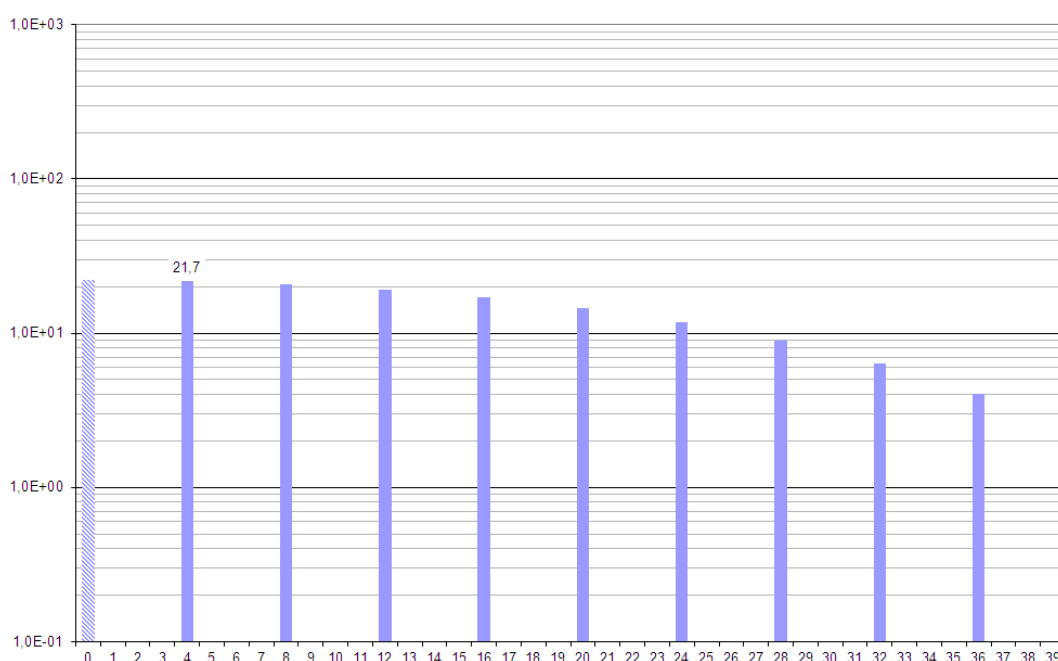
Az 1.sz. alap jelhez tartozó DFT spektrumot látjuk a 7.1.3. ábrán. Itt kiugró az 1 relatív frekvenciájú komponens, ami a vizsgált 100 mintavételnek megfelelő idő alatt, épp egy periódust befutó szinuszos hullámnak felel meg a spektrumban. A zavaró jelek hatására megjelenő többi komponens rendre alatta marad a 10 értéknek. Számunkra legfontosabb a 4. összetevő értéke, amely épp hogy megjeleníthető a nyolc nagyságrendet átfogó ordináta skálán. (Figyelem, logaritmikus ordináta lépték!)



7.1.3. ábra

A 7.1.1. ábra 2. görbét az 1-ből úgy kaptuk, hogy a nagy energiájú alacsony, és középfrekvenciás rezgésösszetevőket kiszűrtük a jelből.

Ennek spektruma még nem vinne közelebb minket az elvárt eredményhez, de az egyenirányítás és burkológörbe képzés processzusa után kapott 3.sz. jel már igen. Ennek DFT spektrumát láthatjuk a 7.1.4. ábrán. Azonnal feltűnik a 4. számmal jellemezhető periodicitás, ami tisztán beazonosítható, mert hiányzik a több nagyságrenddel nagyobb alapsávi összetevő. Tegyük hozzá, egy reális spektrumban ennek felharmonikusai is megjelennének. Ha a 4. számmal jelzett frekvencia a vizsgált csapágó bármely hibafrekvenciájával egyenlő vagy annak közelében van, gyanakodhatunk a csapágó kezdődő hibájára.



7.1.4. ábra

Szólni kell még a 0. számmal jelzett összetevőről és annak megjelenéséről. Ez az ún. egyenáramú összetevő, amely a jel egyenirányítása miatt jelent meg. (A jel a teljes vizsgált időtartamban az abszcisszatengely felett tartózkodik, tehát biztos van egyenáramú komponense.) A gyakorlatban használatos eszközök ezt a komponenst eltávolítják a spektrumból, tehát nem látjuk, mert a célként megjelölt információ kinyeréséhez nem szükséges.

A fentebb részletezett eljáráshoz szükséges műveleteket – szűrés, egyenirányítás, burkológörbe képzés – korábban elektronikus eszközökből felépített jelfeldolgozó láncsal valósították meg. Ahogy mondani szoktuk hardveres úton. A ma használatra kínált eszközök a mintavételezett jelen szoftveres úton végzik el a szükséges eljárásokat. Ehhez mérés előtt meg kell adjuk azt a frekvenciatartományt amelytől

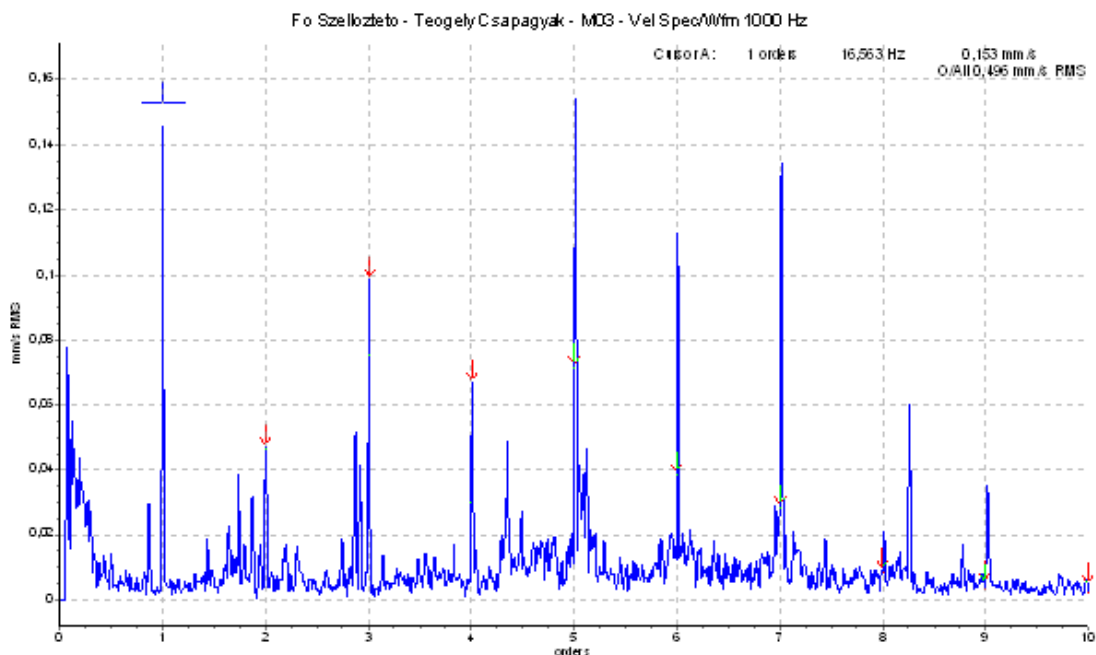
elvárjuk, hogy hordozza az információt, vagyis modulációjából kinyerhető a kezdődő hibával bíró csapágyra jellemző hibafrekvencia. A 7.1.2. ábra példájában ez a 2,4-3kHz közötti tartomány. Azonnal adódik a praktikus felismerés, a burkológörbe analízis elvégzése előtt célszerű felvenni egy alapsávi spektrumot. Jobb esetben ez segít meghatározni azt a nagyfrekvenciás sávot, amelyre a szűrést állítva esélyünk van a csapágy hibafrekvenciáinak beazonosítására. Ha azok jelen vannak! A gyakorlati tapasztalatok azt mutatják, hogy a moduláció kinyeréséhez használt sávot célszerű nem túl szélesre választani. Tehát előnyösebb választás lehet pl. a 2-4kHz tartomány, mint a 2-10kHz. A második, szélesebb sáv ugyanis gyakran terhelt más zavaró moduláló jellel is. Egy szélesebb sáv helyett előnyösebb lehet, kezdetben két keskenyebbet választani és két burkológörbe spektrumot felvenni, melyek közül később csak az egyiket vesszük tovább.

A *Gördülőcsapágyak* c. alfejezetben megállapítottuk, hogy a kezdődő csapágyhibák először a jel csúcscsértékében okoznak növekedést. Ezért a burkológörbe eljárással képzett spektrum mérésének paraméterezésekor mért jelparaméterként csúcscsértéket célszerű beállítani.

Az eljárást legnagyobb gyakorisággal gördülőcsapágyak diagnosztizálásához használják. Használata esetenként sikerrel kecsegtet más olyan esetben is, amikor a nagyfrekvenciás tartomány modulációja hordozza azt az információt, ami pl. a közép tartományban is rendelkezésre állna, de azt az ott megjelenő nagyenergiájú alapsávi összetevők elfedik. Ilyen eset lehet a fogaskerekek diagnosztizálása, ott a fogfelületek kifáradásakor keletkező „pittingesedés” korai detektálásában lehet segítségünkre.

7.2. Order analízis

A forgó gépekről származó rezgésjelek analízálásakor gyakran előtérbe helyezzük, a frekvencia spektrumok helyett az ún. order spektrumok használatát. Az order spektrum a vizsgált rezgésjel összetevőit nem az abszolút frekvencia, hanem a forgási ütem és annak egészszámú többszörösei szerint felbontva adja meg. Az order spektrum abszcissza tengelyén a tengely forgásfrekvenciája megfelel 1-nek, és a 2., 3., 4. ... stb. harmonikusok a forgásfrekvencia egészszámú többszörösei.



7.2.1. ábra (A szerző saját mérése.)

Egy ilyen spektrumot mutat a 7.2.1. ábra, amely egy 994 ford/min (16,563 ford/s) fordulatszámmal forgó szellőztető egyik csapágyházáról lett rögzítve. A kurzor az 1. ordernek megfelelő összetevőn áll, ezért többek között leolvashatjuk a rezgés szaporaságát Hz-ben is, ami természetesen a 16,563 Hz frekvenciának felel meg. A legtöbb dinamikus erő, ami a géprezgéseket gerjeszti, magához a forgáshoz és így a forgásfrekvenciához köthető, ezért az eredmények kiértékelésénél hasznos lehet, ha az abszcissa tengely skálázása forgásfrekvencia többszörösében (order-ben) van megjelenítve.

Az order analízis hasznossága azonban nem csak ebben az egyszerű átskálázásban rejlik. Ez az eljárás egy olyan mintavételezést takar, amelyet hozzáhangolunk magához a forgáshoz! Ehhez azonban szükséges egy mintavételezést indító jel, melyet maga a forgó gép szolgáltat. Az indító jelet valamilyen érintkezésmentes megoldással, általában optikai jeladóval képezzük úgy, hogy mérés előtt egy fényvisszaverő fóliát helyezünk el a forgó géprészen. A forgásjel-adó (tacho generátor) laser fényt bocsát ki és érzékeli a fólia elhaladásakor visszavert sugarat, amiből előállítja az indító jelet. Ezt a műszerünk egy speciálisan erre a célra kiépített bemeneten – tacho input – fogadja, és a mintavételezést mindig az indító jel megjelenésekor kezdi. Tehát valamennyi, ilyen szinkronizált mérésre képes műszer rendelkezik az indító jel fogadására alkalmas bemenettel.

Az ilyen típusú mérés igényét az a gyakorlati tény hívta életre, hogy gépeink forgási sebessége estenként valamilyen külső hatás miatt ingadozhat. Ez a hatás lehet pl. a terhelő nyomaték gyors, esetenként ugrásszerű változása. Az ingadozást a forgáshoz

köthető frekvenciák lekövetik. Ennek a spektrumban az lesz a hatása, hogy az állandó sebességű forgás mellett rögzített spektrumhoz képest a jellegzetes frekvenciák „szétkenődnek”. Vagyis egy vonal helyett egy – az ingadozás mértékével arányos – sávot fogunk látni, a várt frekvencia környezetében. Ez a hatás erősen rontja az egyes komponensek beazonosíthatóságát, ezáltal a spektrum kiértékelhetőségét. Ha viszont minden egyes fordulathoz ugyanahhoz a tengely pozícióhoz szinkronizáljuk a mintavétel indítását, akkor az ingadozó hatás – ha van – csak egy fordulaton belül tud érvényre jutni. Ennek zavaró hatása viszont jóval kisebb, mint ha több fordulaton keresztül gyűjtenénk az egyenközü – időben egyenközü – mintákat, miközben ingadozik a forgó tengely fordulatszáma. Ezzel a módszerrel elérjük, hogy a forgáshoz kötődő frekvenciák a fordulatszám ingadozása ellenére az order spektrumban a helyükön maradnak.

7.3. Szinkronizált mérés, átlagolás az időtartományban

A véletlenszerűen megjelenő, nem kívánt rezgésösszetevők hatásának csökkentésére hatékony eszköz az átlagolás. Ezt az eszközt – átlagolást – nagyon széles körben alkalmazzák a mérés technikában a méréseket terhelő véletlen hibák hatásának csökkentésére, ezzel a mérés pontosságának, megbízhatóságának javítására. A rezgésdiagnosztika feladatköre nem kis mértékben mérés technika, tehát az átlagolás, mint hasznos eszköz itt is szóba jön a mérési eredmények információtartalmának növelésekor. Azonnal adódik a kérdés: Hol átlagoljunk? Még az időtartományban, vagy miután már áttanszformáltuk a jelet a frekvencia- tartományba. Első megközelítésben azt mondhatjuk, mindegy. De végiggondolva a részletes lépéseket, azt kell válaszoljunk: Attól függ, mit szeretnénk elérni!

Az indokláshoz vizsgáljuk meg hogyan is végez el egy mérést az analizátor. Átlagoláshoz a legtöbb készülék ún. rekordokat rögzít. Egy rekord egy, az időben adott hosszúságú mintavételezett adathalmaz. A kiválasztott rezgésjelről ilyen rekordból annyit készít a készülék, amennyit átlagolni szeretnénk. A rekord időbeli hosszát meghatározza, hogy milyen frekvencia felbontással kívánunk mérni. Finomabb felbontáshoz bizony hosszabb megfigyelési idő tartozik. A reciprok összefüggés szerint, ha Δf felbontást szeretnénk a frekvenciatartományban, ahhoz a transzformáció által felhasznált rekordok időbeli hossza (T), minimum:

$$T = \frac{1}{\Delta f} \quad (7.3.1)$$

ahol, Δf [Hz] a frekvencia felbontás a spektrumban,

T [s] egy rekord időbeli hossza.

Egy mérés teljes időtartamát tehát alapvetően két paraméter határozza meg: egy rekord időtartama és az átlagolni kívánt rekordok darabszáma. Az utóbbi növelésétől a mérés megbízhatóságának növekedését várjuk. A diagnosztizálásban használatos készülékeknél a Δf és T közül általában a felbontást adjuk meg, de ezt is közvetve, azáltal, hogy megadjuk a mérni kívánt frekvencia tartományát. Pl. 3Hz-1kHz vagy 10Hz-6kHz. A készülék ún. vonalban számított felbontása pedig adott, ez a készülék alapvető tulajdonsága, amit az általa elvégzett DFT alappontjainak száma határoz meg. Egy készülék vonalban számított felbontása tehát állandó, a spektrumok frekvencia felbontását (Δf) pedig a mérés frekvencia tartományának szélessége és a vonalban értelmezett felbontás együtt határozza meg.

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{Z}$$

ahol, f_2 és f_1 a mérés felső és alsó határfrekvenciája,

Z pedig a készülék (a DFT) vonalban értelmezett felbontása.

A korábbi készülékek többsége 400 vonal felbontással dolgozott. A nagyobb felbontást korlátozta a DFT számításánál jelentkező memóriahely igény. Illetve az elérhető memória chipok kapacitása, valamint azok ára. Az első készülékek megjelenése óta a memória chipok tárolókapacitása nagyon megnőtt, miközben áruk lezuhant. A ma használatos készülékek esetében teljesen általános a 6400 vonalas felbontás.

A Δf és a T közötti merev kapcsolat miatt (lásd a 7.3.1. összefüggést) az alkalmazandó rekordidő minimális hosszát a készülék már maga számolja. (Ha a feltételek megengedik, választhatunk a minimálistól hosszabb rekordidőt!)

Itt érdemes elvégezni egy rövid számolást. A példában számítsuk ki annak a mérésnek az időszükségletét, amelyhez a következő mérési paraméterekkel állítjuk be a készüléket:

Legyen $Z = 6400$; $f_2 - f_1 = 1000 - 3 = 997\text{Hz}$; és az átlagolt rekordok száma $n = 10$. Akkor a felbontás

$$\Delta f = \frac{f_2 - f_1}{Z} = \frac{997}{6400} = 0,16\text{Hz}$$

és

$$T = \frac{Z}{f_2 - f_1} \cdot n = \frac{6400}{997} \cdot 10 = \sim 64\text{sec}$$

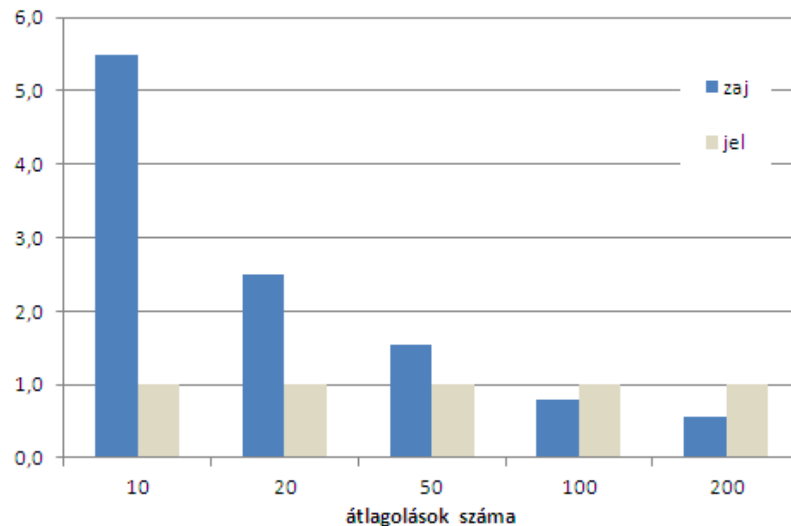
Ehhez adódnak még az itt nem említett járulékos idők melyeket nem nevesítünk, de a példából levonható következtetéseket nem befolyásolják. Tehát érdemes megjegyezni:

finom frekvencia felbontás mellett, és ha elvárás a mérés komolyabb megbízhatósága is, akkor egy mérés ideje több perc is lehet.

Ha a megbízhatóság javításánál a nagyobb energiájú, de viszonylag ritkán megjelenő összetevők hatását akarjuk csökkenteni, – mert ilyen típusú zavar terheli a mérést – erre alkalmas a spektrumok átlagolása. Hiszen, ha a zavaró összetevő csak az egyik rekord rögzítésekor volt jelen, és a mérés 5 rekordból épül fel, a spektrumok átlagolása után a zavaró összetevő súlya az ötödére csökken.

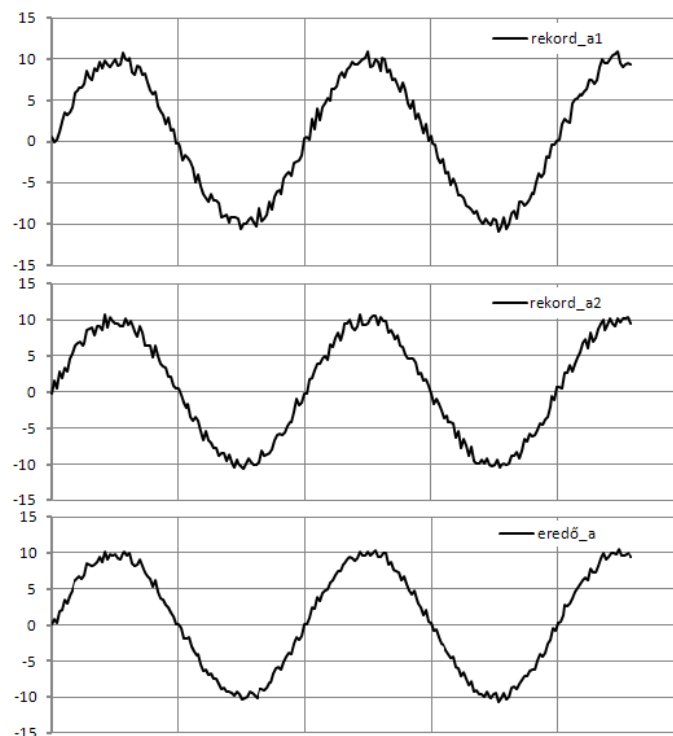
Ha viszont ilyen típusú zavarra nem kell számítani, a frekvenciatartománybeli átlagolás megfoszthat minket fontos információtól. Ez pedig akkor állhat elő, ha nem az átlagolt spektrumra vagyunk kíváncsiak, hanem arra, hogy az egyes rekordokból készített spektrumok azonos frekvenciájú komponensei közül a legnagyobb milyen nagyságot ért el. Ez az igény ahhoz a filozófiához kapcsolódik, amely úgy véli: az egyes rekordokban megjelenő komponensek legnagyobbika számunkra a fontos. Hiszen, ha a vizsgált összetevő már fellépett egy adott értékkel, akkor van rá esély, hogy később is meg fog jelenni ilyen energiával. Ez a gondolkodás nem engedi meg az átlagolást. Egyes készülékek rendelkeznek olyan funkcióval, amely képes ennek az elvárásnak megfelelni. Ez a „csúcs megtartás” (peak-hold) funkció. Ennek hatására olyan spektrumot kapunk, amely képzéséhez a funkció az egyes frekvenciákhoz kikeresi az átlagolt spektrumokból az adott frekvenciához tartozó legnagyobb értékű összetevőt. Ezzel tk. olyan spektrumot képez, amelyhez nem tartozik valóságos rekord, mert azt minden frekvencián a képzésnél felhasznált spektrumok (rekordok) legnagyobb összetevőiből válogatja össze. Felfogható ez úgy, mint az adott méréshez rendelhető legrosszabb eset (worst case), amely előállhatott volna, ha elég hosszú ideig mérünk.

Ha a zavaró jel zaj jellegű, tehát egyenletesen fennáll minden rekord időtartama alatt, akkor a frekvenciaoldali átlagolás általában nem segít. A véletlenszerű zaj hatása viszont hatékonyan csökkenthető a rekordok időtartománybeli átlagolásával. A zaj alapvető és meghatározó tulajdonsága a véletlenszerű eloszlás, ennek következménye, ha elegendően sok mintát átlagolunk, a zaj összetevők kioltják egymást, és az eredő nullához tart. Ezt érzékelteti a 7.3.1. ábra, a hozzá tartozó példában a zajt ± 10 tartományba eső, véletlen számok modellezik. Egy 200 elemből álló reprezentációból képzett átlag értékeket ábrázolják az ábra sötétebb oszlopai, melyek rendre 10; 20; 50; 100 és 200 elemből képzett átlaghoz tartoznak. A hasznos jelet képviselő világosabb oszlop egységnyi, állandó magasságú. Jól megfigyelhető, hogy 10 elem átlagolása után a zaj – nagysága $\sim 5,5$ – még teljesen elfedi az egységnyi hasznos jelet, de 100 érték átlagolása után a hasznos jel már kiemelkedik a zajból. Kétszáz átlagolás után pedig a zaj határozottan lesüllyed a hasznos jel szintje alá.



7.3.1. ábra

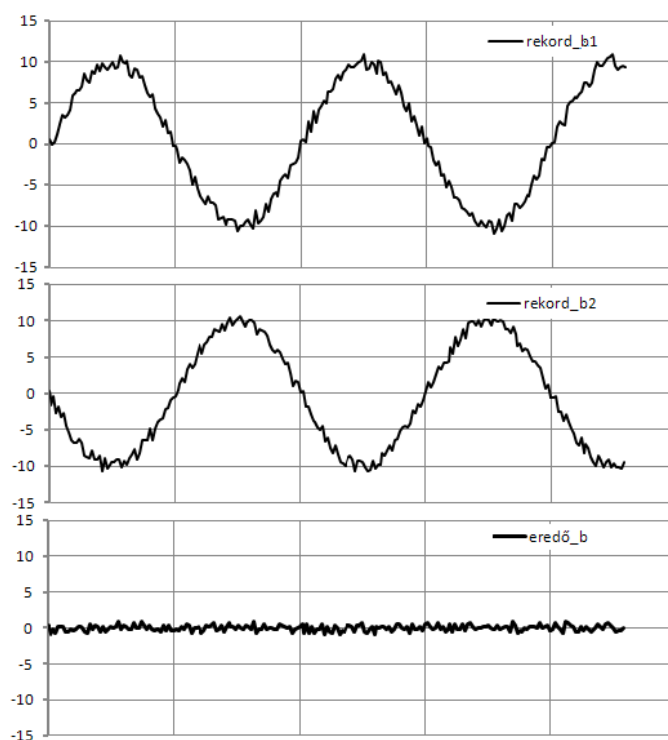
Valós mérések során azonban nem ennyire egyértelmű a helyzet. Bekövetkezhet olyan állapot is, amikor az időtartománybeli átlagolás a hasznos jel nagyságát is csökkenti. Ezt magyarázza a 7.3.2. és 7.3.3. ábra. Az előbbin a *rekord_a1* és *rekord_a2* jelek átlagolásából kaptuk az *eredő_a* jelet. A számunkra fontos szinuszos jel zajjal terhelt, de átlagolás után szemmel is érzékelhető a zaj összetevő jelenlétének csökkenése az *eredő_a* jelben.



7.3.2. ábra

Ha viszont a rekordokat úgy sikerül rögzíteni, mint ahogy a 7.3.3. ábra mutatja, átlagolás után gyakorlatilag eltűnik a hasznos jel és marad az értéktelen zaj. Ezt látjuk

a 7.3.3. ábra legalsó diagramján. A jelenség azért állhatott elő, mert a rezgésjel a gép forgásához kötött, a mintavételezés indítása pedig a forgó mozgáshoz képest véletlen időpontban indul. Tehát esetleges, hogy az egyes rekordok egymáshoz képest milyen kezdő fázissal kerülnek rögzítésre.



7.3.3. ábra

Szélsőséges esetben felléphet a 7.3.3. ábrán látható eset is, tehát a hasznos jelre nézve, a teljes kioltás. A frekvenciatartományban végzett átlagoláskor ez nem léphet fel, mert – ahogy arra a *Spektrumok* c. alfejezetben felhívtuk a figyelmet – ehhez az ábrázoláshoz már nem őriztük meg a fázis információt. A rezgés analízátorok fejlesztői és gyártói a szinkronizált időminták átlagolását, ezt a mérés technikában használatos „erős” eszközt, mellyel a zajjal terhelt gyenge jelet van esélyünk feldolgozható módon kiemelni a zajból, nem hagyhatták ki a készülékeikből. Ennél a mérési megoldásnál műszerünkben a szinkronizáláshoz ugyanazt a forgás jeladó bemenetet (tacho input) használhatjuk, melyet az *Order analízis* c. alfejezetben már nevesítettünk. Ennek segítségével az egyes rekordok rögzítésének kezdete a forgó mozgásnak mindig ugyanahhoz a fázisához van rögzítve.

Itt érdemes elolvasni a témához kapcsolódó magyar vonatkozású szócikkeket a wikipedia oldalain, melyekből megismerhetjük a neves fizikus Bay Zoltán¹ munkásságát, benne annak a nagy tudományos jelentőségű *Holdradar visszhang kísérletnek* a leírásával, melyet az általa vezetett tudós csoport épített fel.

https://hu.wikipedia.org/wiki/Bay_Zolt%C3%A1n

Ez a sikeres kísérlet rakta le az alapjait a mára önálló tudományággá fejlődött radarcsillagászatnak. (Lásd még: Sipos Gyula: Az első Holdvisszhang-kísérletek, Rádiótechnika évkönyv 1998)

Egyes gyártók a szinkron mintavételezés rezgésdiagnosztikai alkalmazhatósági körét egy előosztó beépítésével szélesítették. Az előosztó a forgás jel impulzusainak sorozatát osztja le, egy előre beállítható egészszámmal. A bemenő jel impulzusainak leosztási lehetősége akkor előnyös, ha a forgó tengely amihez szinkronizálni szeretnénk, nehezen hozzáférhető. Ilyen lehet pl. egy hajtómű áthajtó tengelye. Helyette az általában hozzáférhető behajtó tengelyről vesszük az impulzusokat, és a behajtó/áthajtó tengelyek áttételének megfelelő osztás arányt beállítjuk a rezgésanalizátor előosztójában. Ezáltal a rekordok indítása közvetlenül az áthajtó tengely forgásához lesz szinkronizálva.

7.4. Cepstrum

A cepstrumnak többféle definíciójával találkozhatunk az irodalomban. A leginkább elfogadott azonban a logaritmikus frekvenciaspektrumból képzett spektrum. Ez azt jelenti, hogy az alapspektrum lineáris frekvenciaskálával, de logaritmikus amplitúdó skálával bír. Matematikai formában:

$$C(\tau) = [\mathcal{F} \{ \log F_{xx}(f) \}]^2$$

ahol $F_{xx}(f) = [\mathcal{F} \{ f_x(t) \}]^2$ a $f_x(t)$ időfüggvény teljesítménysűrűség spektruma.

Az egyenletben $\mathcal{F}\{ \}$ a zárójeles mennyiség Fourier-transzformáltja.

Egy másik, újabb definíció szerint

$$C(\tau) = \mathcal{F}^{-1} \{ \log F_{xx}(f) \},$$

ahol $\mathcal{F}^{-1}\{ \}$ a zárójeles mennyiség inverz Fourier-transzformáltját jelöli.

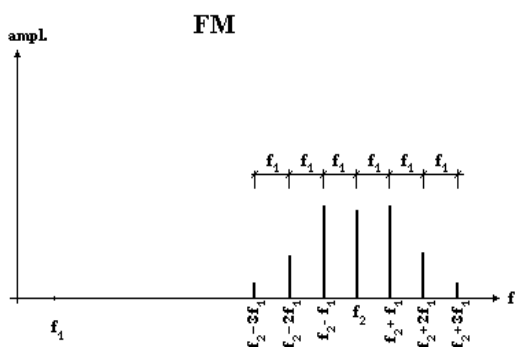
Ezen jegyzetnek nem célja a különböző definíciókkal megadott transzformációk közötti különbség matematikai hátterének megvilágítása, inkább a diagnosztikai előnyök bemutatására koncentrálnak.

A cepstrum analízis hatásos eszköze a spektrumokon mutatkozó egyenközü periodicitások felismerésének. Ilyen periodicitások jelentkeznek pl. olyan esetben, amikor két vagy több rezgésforrásból kiinduló rezgések keverednek – modulálják egymást –, mialatt eljutnak az érzékelőhöz.

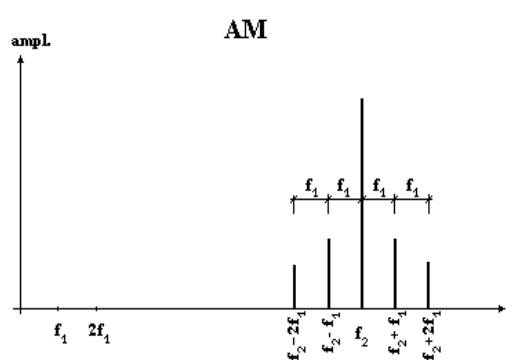
A cepstrumok két korábbi alkalmazási területe közül az egyik a beszédanalízis volt, ahol a zöngés hangok harmonikus struktúrájának felderítésére használták. A másik fontos terület a visszhangokat is tartalmazó jelek tanulmányozása volt. A visszhangok jelenléte ugyanis periodikus képpen jelenik meg a spektrumon.

Ha a rezgések amplitúdóban vagy frekvenciában modulálják egymást, az a frekvencia tartományban (a spektrumokon) oldalsávok megjelenését eredményezi. Egyszerű eseteket feltételezve mutatja ezt a 7.4.1. és 7.4.2. ábra, melyek közül a második két egymást amplitúdóban, míg az első egymást frekvenciában moduláló rezgések spektrumát mutatja. A második esetben a moduláló frekvencia nem tisztán szinuszos, annak első felharmonikusa is jelen van. Itt fontos megjegyezni, hogy a moduláló frekvenciák a spektrumban nincsenek jelen, a 7.4.1. és 7.4.2. ábrákban csak a helyüket jelöltük be. (Erre már felhívtuk a figyelmet a 6.4. alfejezetben is.) Mint látható az oldalsávok összetevőinek távolsága mindkét esetben az egymást moduláló frekvenciáktól függ. Az oldalsávok szélessége (Δf_0) korlátozott, AM-nél a legnagyobb moduláló frekvencia:

$$\Delta f_0 = f_{1\max} = 2f_1.$$



7.4.1. ábra



7.4.2. ábra

FM-nél azonban függ, az ún. modulációs indextől, aminek definíciója

$$m = \frac{\Delta f_v}{f_m}$$

Az összefüggésben f_m a moduláló frekvencia,

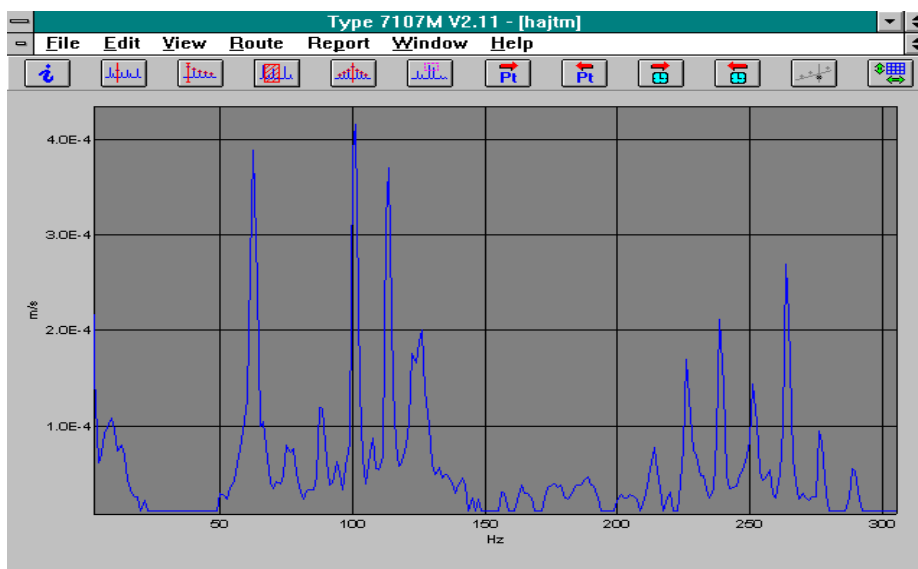
Δf_v a modulált hullám frekvencia változása az f_m hatására.

Ez a hányados a mi esetünkben a vizsgált gépészeti berendezés kialakításától, merevségi állapotától, a forrás és az érzékelő egymáshoz képesti helyétől függ. Olyan esetekben, amikor több gerjesztési forrással van dolgunk, az előbb említett oldalsávok egymást átfedhetnek. Ilyenkor a spektrum bonyolult felépítésű és nehézkes a kiértékelése. Ekkor segíthet a cepstrum, amely az oldalsávok által mutatott

periodicitást általában egyetlen cepstrum vonalként tünteti fel. Segítségével kiszámítható az $f_1 - f_2 = \Delta f$ különbségi frekvencia, és ez segít a források beazonosításában.

Az előbb elmondottak komoly előnyt jelenthetnek a fogaskerék hajtóművek hibadiagnózisában. Itt ugyanis több gerjesztő forrás, tengelyek, csapágyak, fogaskerék kapcsolódások jele egyidejűleg jut el az érzékelőhöz. Főként a fogkapcsolódások keltette rezgések energiája olyan szintű, hogy eljut a hajtómű minden részére, s így azok modulálják egymást.

A cepstrum használatának fő előnye abból következik, hogy azt a logaritmikus amplitúdó-tengelyen ábrázolt spektrumból képezzük. Így ugyanis a viszonylag még alacsony szinten, de már jelenlévő oldalsávi komponensek erősebb súlyozással vesznek részt a transzformációban és ezáltal megjelenik a rájuk jellemző cepstrum vonal. Az elmondottakat illusztrálja a 7.4.3., 7.4.4. ábra, melyeken megfigyelhető, hogy lineáris amplitúdó skála mellett (7.4.3. ábra) a 200 - 300Hz közötti csoport legnagyobb és legkisebb összetevője közötti arány $\sim 1/5$, míg logaritmikus amplitúdó skála esetén (7.4.4. ábra) ez az arány $\sim 1/2$. Hangsúlyozzuk, ez nem a fizikai mértékegységében mért jelcsúcsok aránya, hanem a geometriai megjelenítésből adódó arány! Ezt a módosítást azért tehetjük meg, mert a cepstrum képzésénél a spektrum „mintázatok” ismétlési gyakoriságát – időbeli gyakoriságát – akarjuk meghatározni és ez a cél megengedi a spektrum összetevők nagyság-arányának módosítását.

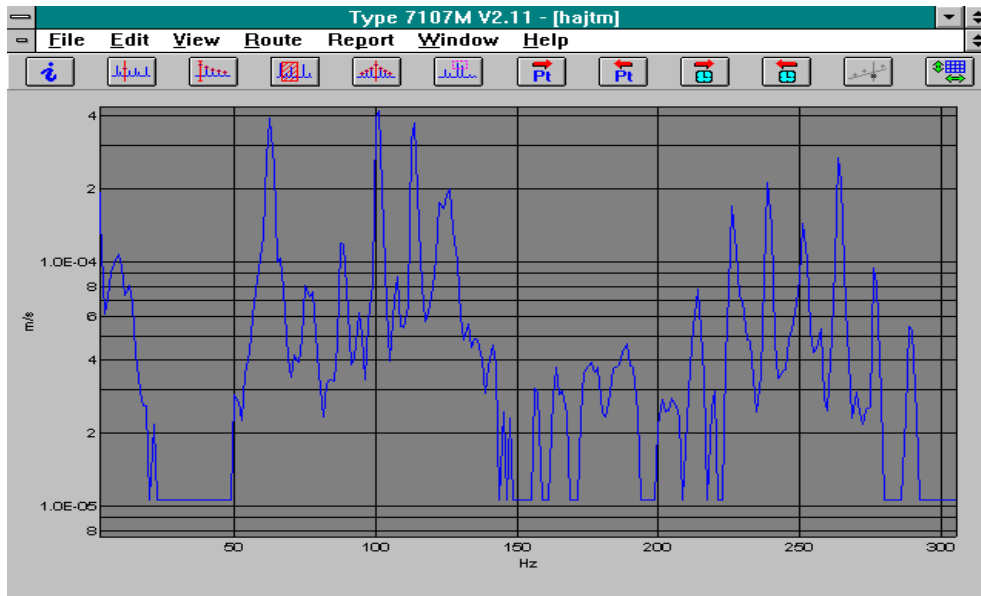


7.4.3. ábra (A szerző saját mérése.)

A logaritmikus spektrumból való képzés másik előnye, hogy az eredmény (cepstrum) kevésbé függ a forrástól az érzékelőig terjedő rezgéskicsatolási útvonaltól. Ennek magyarázatára tekintsük a következő egyenletet:

$$F_{yy}(f) = F_{xx}(f) \cdot [H_{xy}(f)]^2 \quad (7.4.1)$$

Melyben $F_{xx}(f)$ és $F_{yy}(f)$ a jel spektruma a keletkezési hely közvetlen közelében, illetve az érzékelőnél, míg $H_{xy}(f)$ a forrástól az érzékelőig terjedő kicsatolási útvonalra jellemző átviteli függvény.

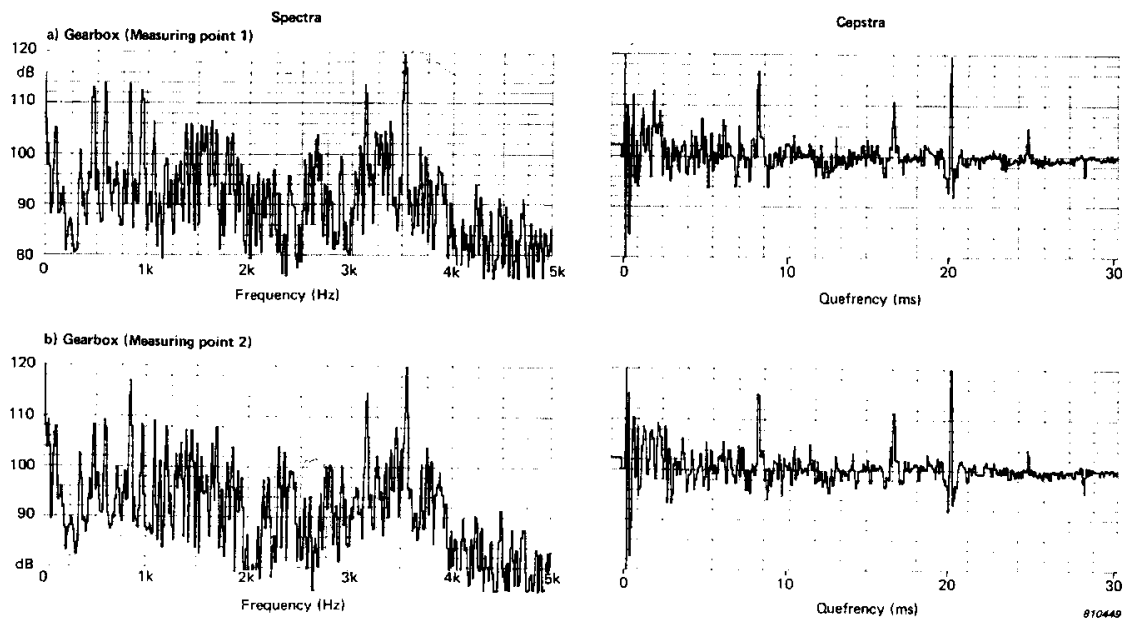


7.4.4. ábra (A szerző saját mérése.)

A transzformáció előtt mindkét oldal logaritmusát véve kapjuk, hogy:

$$\log F_{yy}(f) = \log F_{xx}(f) + 2 \log H_{xy}(f) \quad (7.4.2)$$

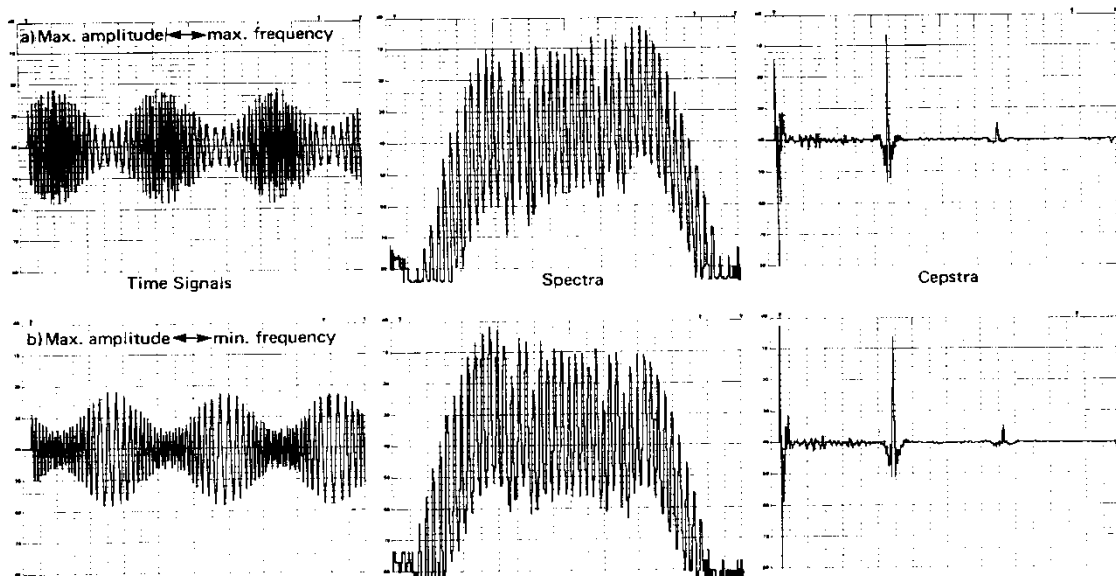
Míg a 7.4.1. egyenletben a kicsatolási útvonal átviteli tulajdonságait – ha tetszik torzítását – jellemző tag szorzótényezőként szerepelt, addig a 7.4.2. egyenletben már addíciós tagként van jelen. Mivel a cepstrum képzésénél alkalmazott Fourier-transzformáció ezt az additív jelleget változatlanul meghagyja, a cepstrumon a kicsatolási útvonal esetleges megváltozásának hatása kevésbé érződik, mint a spektrumon. Jól megfigyelhető ez a hatás a 7.4.5. ábrán, amely két spektrumot mutat a belőlük képzett cepstrumokkal együtt. Mindkét spektrum egyazon hajtóművön, egy időben, de különböző érzékelési pontokon végrehajtott mérésből származik.



7.4.5. ábra

Az utóbbi hatására jelentős különbségeket mutatnak, főleg a 2-3kHz közötti tartományban. Ennek ellenére a belőlük képzett cepstrumok gyakorlatilag megegyeznek.

Hajtóművek vizsgálata során felléphet még egy hatás, ami a rögzített spektrumok alakját befolyásolhatja. Ez pedig az érzékelőhöz kicsatolt jelen mutatózó frekvencia-ill. amplitúdó moduláció közötti fázisbeli viszony.



7.4.6. ábra

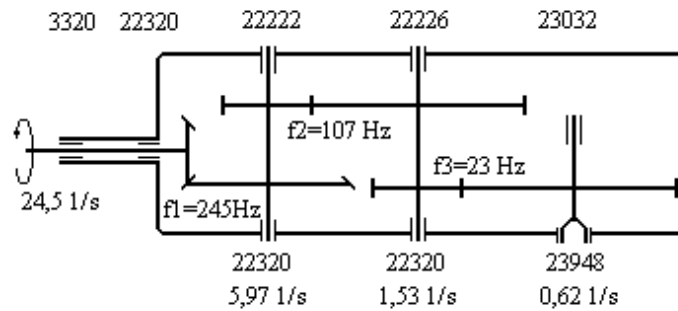
A modulációs fázisviszonyok megváltozása a spektrumon az egyik oldalsáv hangsúlyozásában, míg a másik oldalsáv elnyomásában mutatkozhat. A 7.4.6. ábrán látható időfüggvényeken a moduláció 180° -os fáziseltolással van jelen, ami a spektrumokon az oldalsávok ellentétes hangsúlyozottságában mutatkozik. Ennek ellenére a cepstrumok teljesen megegyeznek. Hajtóművek esetén a frekvenciamoduláció a rendszer torziós, míg az amplitúdó moduláció a rendszer síkbeli rugalmassági tulajdonságához kapcsolható. Ezek megváltozása nem feltétlenül jelenti a hajtómű elhasználtságát, noha ez a változás – a bemutatott módon – jelentkezik a spektrumokon. A cepstrumokon azonban nem, vagy kevésbé.

Összefoglalva tehát kijelenthető, hibakeresés szempontjából a cepstrum előnye (az általános spektrum analízishez képest), hogy kevésbé érzékeny azokra a másodlagos jelenségekre, amelyek nem közvetlenül a hajtómű elhasználódása miatti állapotromlással magyarázhatók. Tehát az amplitúdó és frekvencia moduláció jelátviteli útjának és az egymásra ható rezgések fázisviszonyának változására kisebb hatással van a cepstrum képre, mint a spektrumra.

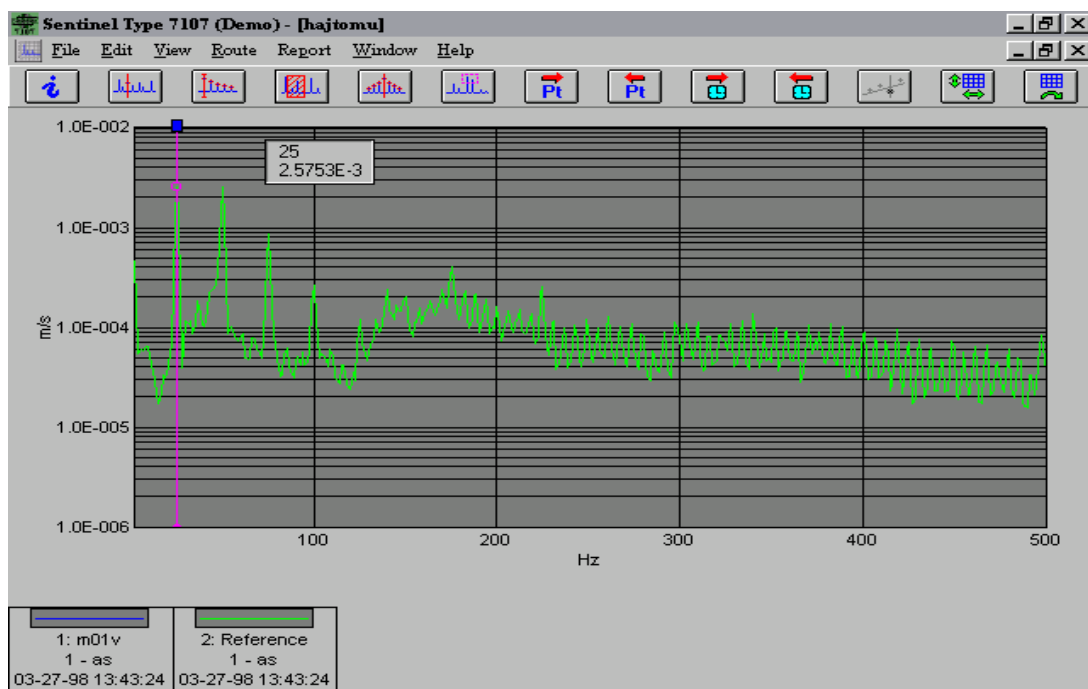
A fő előnyt azonban már megfogalmaztuk, ami az oldalsávoknál jelentkező periodikus jelalak egy cepstrum vonalként történő feltüntetésében rejlik. Ez azonban egy kis kiegészítésre szorul. A cepstrumon is jelentkezhetnek ugyanis harmónikusok. Mint ahogy ez a 7.4.5. ábrán is látszik. Jól felismerhető a 7.4.5. ábra cepstrumain a $\sim 8,3$ ms-nál mutatkozó csúcs két felharmonikusa $\sim 16,5$ és ~ 25 ms-nál. A harmonikusok cepstrumban való megjelenésének magyarázata, hogy a spektrumokon mutatkozó periodicitások a legritkább esetben szinuszosak. Attól erősen eltérnek és ilyen értelemben torzak. A diagnosztizálás szempontjából azonban a cepstrumon mutatkozó felharmonikusoknak nincs jelentősége s így csak az alapharmonikus vagy alapharmonikusok helyei hordoznak információt

Érdemes utalni itt egy tapasztalatra. Ha ugyanis a cepstrumon határozottan jelentkezik egy összetevő akkor az ezt kiváltó periodicitás már a spektrumon is jól felismerhető. Ekkor a cepstrum felvétele tulajdonképpen a moduláló frekvencia számszerű meghatározását segíti elő. Ha a spektrum periodicitásai kevésbé erősek – nincs elég oldalsávi komponens – akkor a cepstrum sem fogja ezt elég határozottan jelezni.

Ha ugyan ezt a jelet burkológörbe-detektálási technikával is megvizsgáljuk és előzőleg sikerült a beállítási paramétereket jól megválasztani, akkor a burkológörbe spektrum már alacsony szintű és kisszámú oldalsávi komponens jelenlétét is kimutatja. Vagyis a burkológörbe-detektálási módszer érzékenyebb.

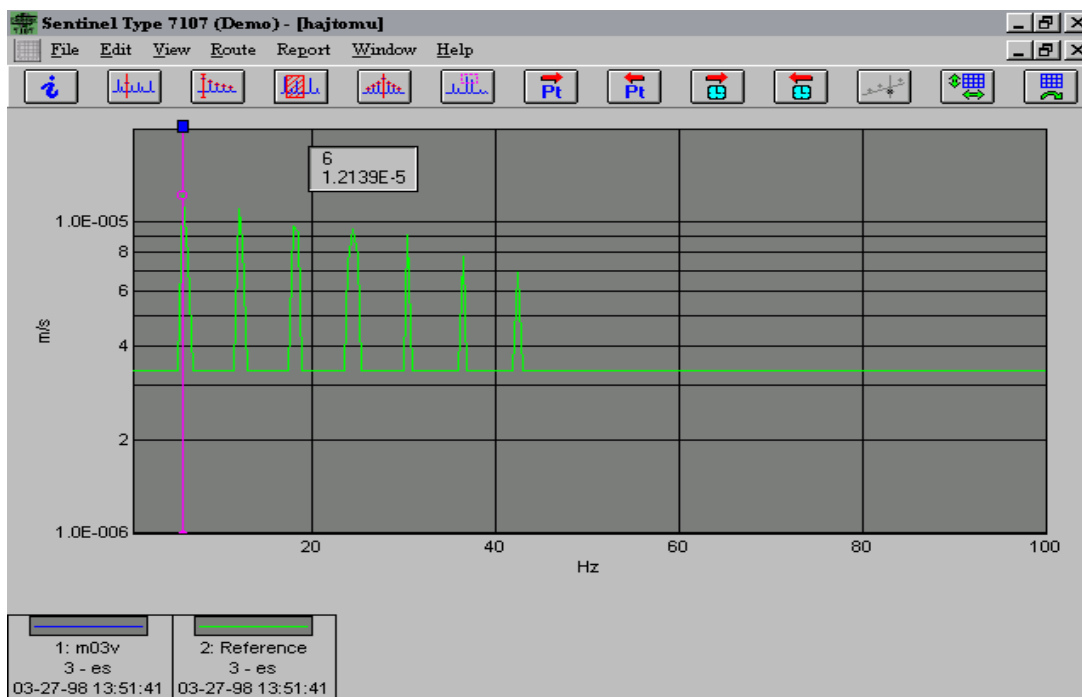


7.4.7. ábra



7.4.8. ábra (A szerző saját mérése.)

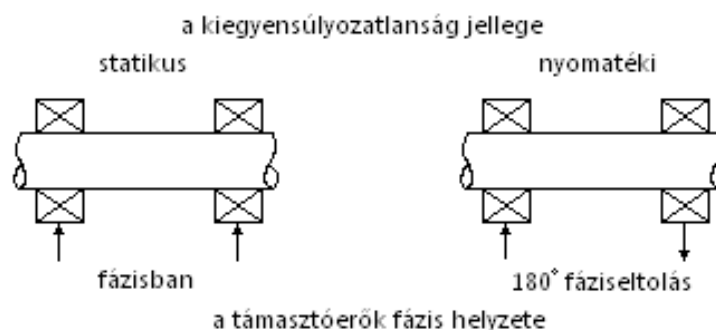
Más a helyzet a korábban már említett hajtóművek esetében. Ilyenkor az általában egymást átlapoló oldalsávok zavarossá teszik a spektrumot, aminek kiértékelésében hatékony segítséget ad a cepstrum felvétele. A 7.4.8-9. ábrákon látható spektrumok egy 160kW-os fogaskerék hajtómű méréséből származnak. Ugyanazon a mérési ponton lettek rögzítve. A hajtómű elrendezése a 7.4.7. ábrán látható. A 7.4.8. ábra spektrumán jól felismerhető a kb. 180Hz-től induló, periódusokból felépülő szakasz. Az ennek megfelelő cepstrum összetevő azonban az itt felvett cepstrumon még nem jelentkezett. Határozottan mutatkozik viszont a 7.4.9. ábrán látható burkológörbe spektrumon melynek első komponense a 6Hz-es frekvenciához tartozik. Tanulságos megfigyelni, hogy a spektrumon azonban önállóan nem mutatkozik ez a 6Hz-hez tartozó spektrum vonal, ami egyébként megfelel a tányérkerék fordulatszámának. Oka a tányérkerék gyártásakor fellépett fogazási hiba volt. Emiatt működés közben az egyik forgási irányban a hajtóműből kopogó hang volt hallható.



7.4.9. ábra (A szerző saját mérése.)

7.5. Fázismérés

Az 5.1. pont alatt említésre került, hogy a méréssel rögzített időjelből az amplitúdóspektrum mellett képezhető fázisspektrum is. Hiszen a rezgésjel időfüggvénye tartalmazza az utóbbi információt is, ami egyedül az amplitúdóspektrumból már nem nyerhető ki. A fázisspektrum viszont a különböző frekvenciájú rezgésösszetevők egymáshoz képesti fázis helyzetét adja meg az egyes komponensekre. A rezgés energiája tekintetében viszont a fázisspektrum nem hordoz információt, ezért a rezgésdiagnosztikában ezt az eszközt nem használjuk. Szükségünk lehet viszont két rezgés egymáshoz képesti fázishelyzetének ismeretére. Ez az információ, jelentős differenciál diagnosztikai értékkel bír bizonyos hibák megkülönböztetésekor.

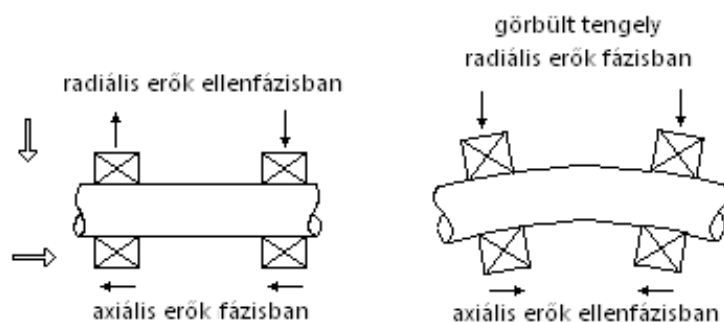


7.5.1. ábra

Az 7.5.1. ábrán a legáltalánosabban előforduló hiba, a kiegyensúlyozatlanság jól ismert két esete látható, a radiális irányú rezgésösszetevők fázishelyzetével. A támasztó két

csapágyon radiális irányban mérve megkapjuk a rezgések energiájára jellemző mérőszámokat, amelyek abszolút értékek. Ezért pusztán ennyi információból nem tudjuk megkülönböztetni a 7.5.1. ábrán látható két esetet, tehát a statikus és a nyomatéki kiegyensúlyozatlanság állapotát. Ha viszont meg tudjuk határozni a két rezgés egymáshoz képesti fázisát, alapvető információt nyertünk a hiba kiküszöböléséhez. Másik megkülönböztetési lehetőség, ha axiális irányban is mérünk. Nyomatéki kiegyensúlyozatlanság esetén ugyanis már akkor is jelentkezik tengelyirányú rezgés, ha a kiegyensúlyozatlanság mértéke még nem túl nagy. Ehhez képest statikusan kiegyensúlyozatlan forgórész esetén gyenge – a radiálishoz képest – a tengelyirányú rezgés mértéke.

Az olyan alapvető hibák, mint a kiegyensúlyozatlanság vagy a görbült tengely egyértelmű megkülönböztetésénél is hasznos ismerni az egyes irányokból rögzített rezgésekben, legalább az alapharmonikusok (forgásfrekvencia) fázishelyzetét. Ilyenkor a jelfeldolgozó szoftver kiszámítja a két csatornán mért időjel alapharmonikusainak egymáshoz képesti fázisát. A felharmonikusok fázisát viszont már nem veszi figyelembe.



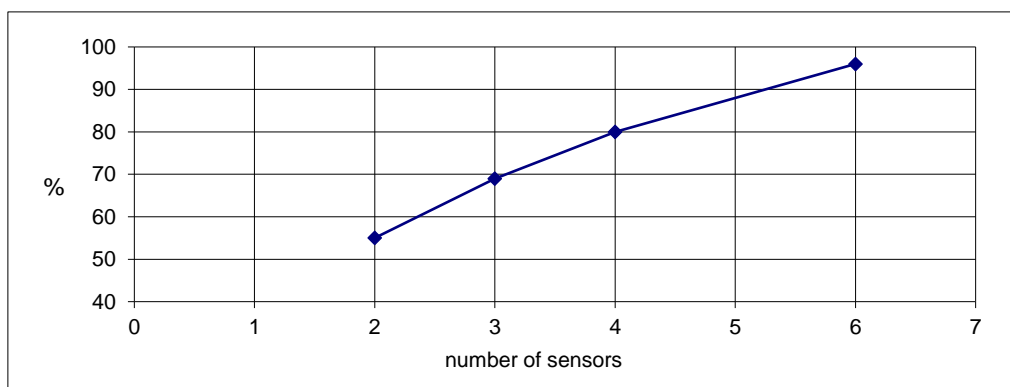
7.5.2. ábra

A mérési gyakorlatban hiba esetén leggyakrabban azzal találkozunk, hogy radiális irányban jelentős energiájú rezgés jelentkezik, egy forgó tengely két csapágyán. Leginkább kézenfekvő ilyenkor a következtetés, hogy a jelenséget kiegyensúlyozatlanság okozza, ahogy azt az 1. ábra kapcsán már magyaráztuk. De ez nem törvényszerű. Okozhatja a tengely deformáltsága, enyhe görbülete is, ezt mutatja a 7.5.2. ábra. (A kettős nyilak a referencia irányokat jelölik.) Görbült tengely forgásakor a támasztó csapágyaknál axiális erők – ezért rezgések is – jelentkeznek. Nagyságuk hasonló, mint ami radiális irányban fellép.

Ha egy forgó tengely rázó mozgást végez, pl. a nyomatéki kiegyensúlyozatlanság miatt, annak csapágyazásain keletkező rezgések egyaránt jelentkeznek radiális és axiális irányban. Hasonlóan, a görbült tengely forgásakor tapasztaltakhoz. A két állapot megkülönböztetése ez esetben is lehetséges a fázisviszonyok megismerésével.

Az elmondottakból egyértelműen megállapítható, ilyen típusú mérés kivitelezéséhez a készülékünknek alkalmasnak kell lenni a két rezgésmérő csatorna jelének szimultán mintavételezésére. Ha ilyen képességű készülék nem áll rendelkezésre, mérhetünk egy csatornás készülékkel is. (Ez természetesen olcsóbb, mint a két csatornás.) De ennek forgási referenciapozíciót fogadni képes bemenete kell legyen. Ilyenkor két egymás után végrehajtott mérésből megkaphatjuk az egyik illetve másik csapágyon jelentkező rezgés alap- harmonikusának fázisszögét, a referenciaként megjelölt helyhez képest. A két rezgés egymáshoz képesti fázisszögét ezek után egyszerű kivonással meghatározhatjuk. Ennek a módszernek hátránya, hogy csak olyan esetben lehet eredményes, amikor a mért gép állapota kvázistatikus, vagyis nem lassul, nem gyorsul, tehát a gép stabil munkapontban üzemel. Ez biztosítja ugyanis, hogy a két mérés között eltelt néhányszor tíz másodperc alatt jelentősen nem változik a gép rezgésállapota. A mérés sikeréhez fontos, hogy a két érzékelési ponton külön-külön telepítsünk érzékelőket. Ezáltal mérés közben már nem kell az érzékelőket mozgatni, a váltásnál elegendő az érzékelők jelvezetékének kicserélése műszerünk bemenetén. Ha az érzékelők telepítéséhez a gépet le kell állítani, az egy indításból végrehajtott mérés csak két érzékelő együttes telepítésével képzelhető el.

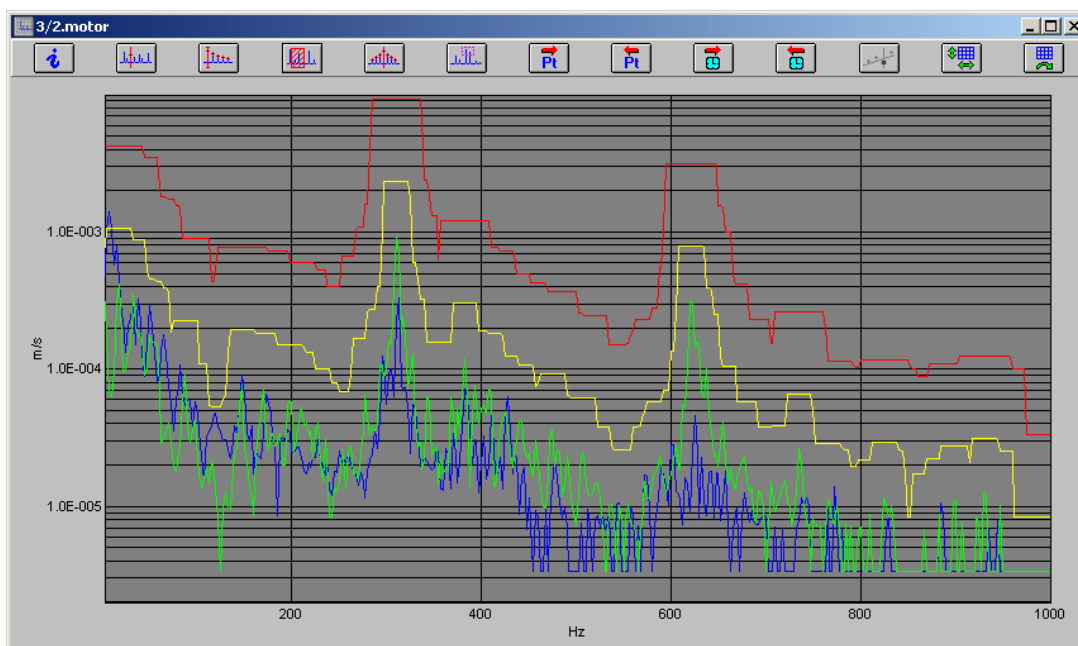
Nem véletlen hogy a manapság alkalmazott szakértői rendszerek által diagnosztizált hibák találati pontosságát jelentősen javítja, és ezzel növeli a rendszer hatékonyságát, ha ugyanazon mérőhelyen a rezgés mindhárom irányú komponensét felvesszük. Természetesen a három komponens egymáshoz képesti fázisa a szinkron mintavételezés miatt rögzített. A témában meggyőző a 7.5.3. ábra diagramja, amely egy tengelykapcsolat beállítási hibájának diagnosztizálási valószínűségét mutatja nagyszámú mérés alapján. (A DELTA3N Kft. közleményei után.) Az érzékelők a tengelykapcsoló két oldalán helyezkednek el. Az abszcisszán a diagnosztizálásba bevont érzékelési irányok száma található.



7.5.3. ábra

7.6. Hibaeloszlási hisztogram, terepi mérések eredményeinek gyors megítélése

Az aktuális és referencia spektrumok mellett a figyelmeztetési és riasztási maszkok együttes megjelenítése segíti a diagnosztát a mérési következtetések levonásában. Azonban egy ilyen összetett diagramot mutató kép kiértékelésére csak akkor van esély, ha a kép nagysága elér egy olyan méretet, amelyen az adott felbontás mellett az ábra részletei kiértékelhetők.



7.6.1. ábra (A szerző saját mérése.)

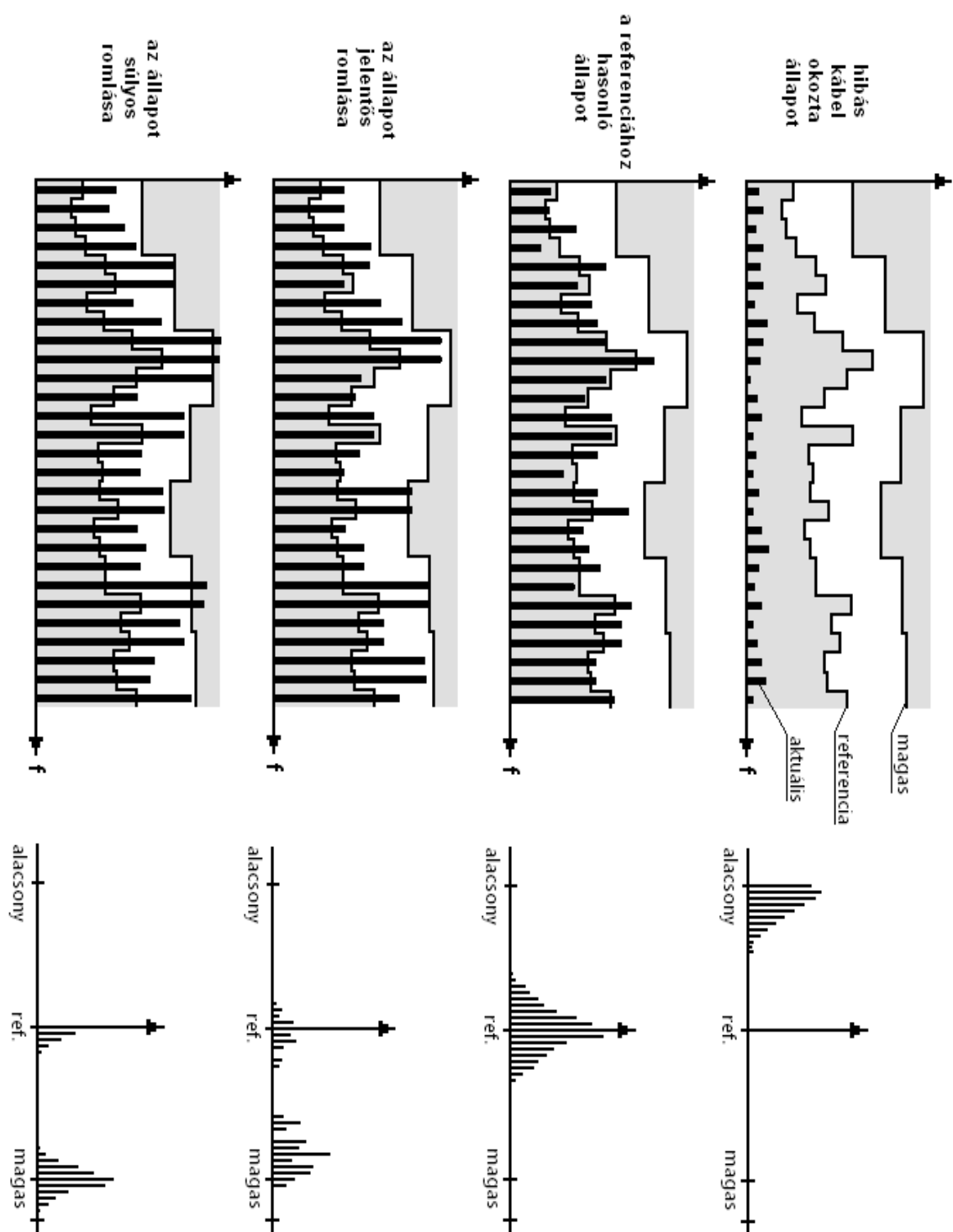
Tanulságos megfigyelnünk a 7.6.1. ábrát, melynek nyomtatási mérete megfelel egy diagnosztikában használt műszer átlagos kijelzője méretének. Az ábra annyiban nem átlagos, hogy színes. A mérőkészülékek kijelzője ugyanis általában ma még monokromatikus, LCD típus. (LCD = liquid crystal display) Megállapíthatjuk, hogy egy ilyen méretű, bonyolultságú képet kiértékelni, amely a színeket esetleg szürkeárnyalatokkal jeleníti meg nehézkes, ezért időigényes. Annak érdekében, hogy az említettek ellenére a kis méretű kijelzőn is értékelhető információ jelenjen meg a kezelő számára, egyes gyártó cégek segédeszközt biztosítanak. Ehhez a referencia és az aktuális mérés spektrumát tartalmazó diagramot átszerkesztik. Minden spektrumhoz hozzárendelnek egy koordináta-rendszert, melynek vízszintes tengelyén olyan távolságban húznak az origótól egy vonalat, amely az épp leképezni kívánt spektrum összetevőnél az aktuális és a referencia érték különbsége, illetve azzal arányos. Természetesen a különbség lehet pozitív, ha az aktuális érték a nagyobb, és ilyenkor az origó jobb oldalán vagyunk. Fordított esetben negatív, az origó bal oldalán. A vonal magassága – tehát a másik koordináta – pedig arányos azzal, hogy az összes

spektrum összetevő közül hánynál mutatkozik ugyanolyan mértékű különbség az aktuális és a referencia érték között. Az ezzel a módszerrel szerkesztett ábrázolásban a sok nagy eltérést mutató spektrum összetevőt egy az origótól távoli, magas vonal reprezentálja. Az alkalmazott módszer megfigyelhető a 7.6.2. ábrán. Láthatjuk, hogy a leírt módszerrel felépített diagram – egyfajta eloszlási diagram – első rápillantásra is informatív. Illetve a megjelenítés kis mérete mellett is képes átadni az információt. Az a kép ugyanis, melyen a vonalak az origó körül csoportosulnak és attól távolodva egyre kisebb a magasságuk olyan eredményt mutat, amelynél a spektrum összetevők változása véletlenszerű, tehát nem jelez hibát. Ilyen esetet mutat a 7.6.2. ábrán, felülről a második ábrarészlet.

Ha viszont a vonalak az origó jobb oldalán, attól távol csoportosulnak és többségük magasabb, mint az origó körül maradtak, az hiba kialakulására utal. Ennek felel meg a legelső ábrarészleten látható kép.

A legfelső ábrarészlet által mutatott állapot akkor áll elő, ha az aktuális spektrum összetevői jelentősen alatta maradnak a referenciának, pl. azért, mert kábeltörés miatt nem jut el a jel az adatgyűjtőig. De hasonló jelcsökkenés tapasztalható akkor is, ha a referencia a gépnek nem az újszerű állapotában lett rögzítve, hanem egy későbbi, már használt állapotban. Majd az aktuális spektrum felvételére később, pl. a gép javítása után került sor, és a rezgésszint visszaesett, mert a javítás jól sikerült.

Az angol nyelvű szakirodalomban ESI (**E**vent **S**everity **I**ndicator) néven hivatkoznak a fent leírt módon képzett diagramra.



7.6.2. ábra

7.7. Felfutás- és kifutásmérés, vízesés diagram

A gépészeti szerkezetek egy lehetséges tönkremeneteli módja, ha a szerkezet vagy annak egy része rezonanciába kerül. A jelenségről szóltunk már a *Rezgés* címszó alatt és felhívtuk a figyelmet annak káros következményeire. A tapasztalat szerint valós gépeinkben fellép kisebb-nagyobb csillapítás miközben a rezonancia jelentkezik. Így, ha az rövid ideig tart, nem okozza feltétlenül az eszköz károsodását. Ha az állapot gyakran ismétlődik, mindenképpen oda kell rá figyelni, mert a rezonancia okozta hatások összegződnek, és ha nem is okozzák azonnal a gép (géprész) tönkremenetelét, felgyorsítják az elhasználódási folyamatokat.

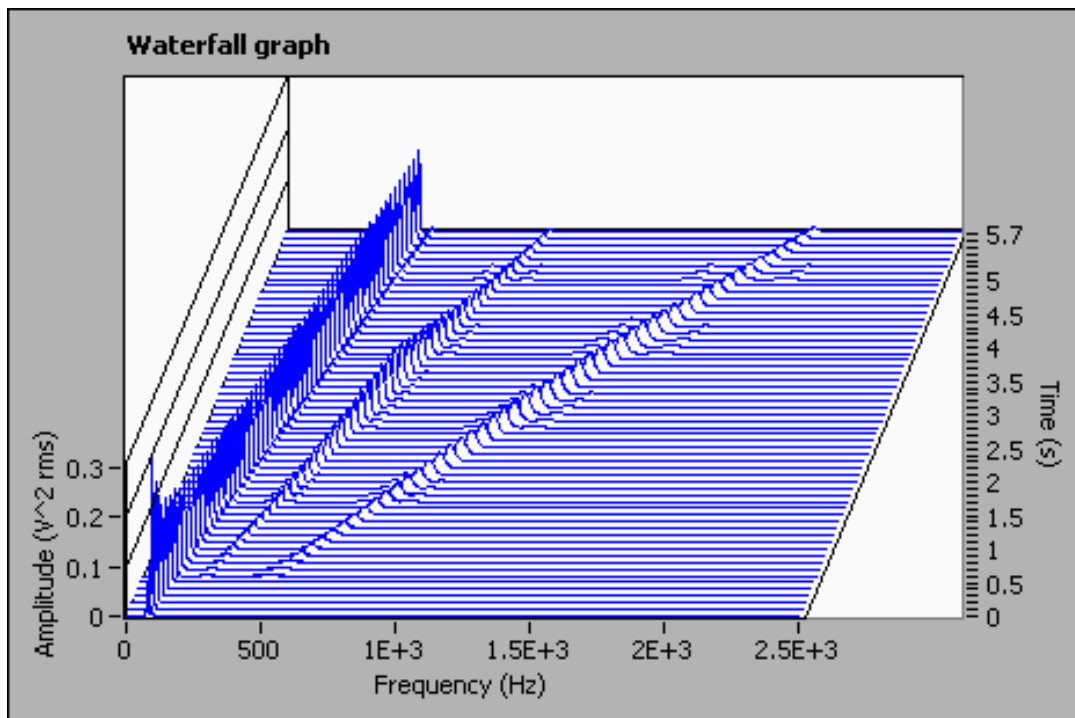
Ha egy gép ma rezonancia mentesen fut, az nem jelenti azt, hogy a későbbi életútja során sem fogunk majd találkozni nála ezzel a jelenséggel. Gyakori, hogy a használat során kopó, fáradó alkatrészek miatt módosul az érintett részek merevsége, ennek hatására a korábbi rezonancia frekvencia (lehet több is) változik, általában csökken, és bekerül abba a tartományba, amelyben már kap gerjesztést. Vagy ami talán még gyakoribb, csökken a csillapítás. Ilyenkor az alaphelyzetben is meglevő rezonancia hatása ekkor még a kis kitérések miatt elviselhető, de később a lecsökkent csillapítás miatt ezek megnőnek (Lásd a 7.7.1. ábrát!), hatásuk már zavaró esetleg károsító. Nem ritka, hogy a fenti két változás együtt lép fel.

Bármelyikről legyen is szó látjuk, a rezonancia gépeinknél kerülendő!

A diagnosztika oldaláról általában úgy találkozunk a problémával, hogy egy ellenőrző mérés alkalmával egy vagy egy-egy frekvencián megnő a rezgés energiája. Pusztán ebből az észrevételből még nem tudjuk eldönteni, hogy ez valamilyen rezonancia miatt lépett fel, vagy a növekedést a gerjesztő erő(k)ben beállt változás idézte elő. De a problémát orvosolni kell. A megoldásához a két eredetet szét kell választani. Az esetek jó részénél könnyen megállapítható, hogy a gerjesztő erők növekedése a felelős a rezgés erősödéséért. A maradék eseteknél, amikor gyanakszunk a rezonanciára célszerű a gyanút igazolni. Ha egy gép tervezési, kísérleti fázisban van, a rezonanciák megkeresése még kivitelezhető. (Azt nem állítjuk, hogy olcsó, de megoldható feladat.) Ilyenkor még van lehetőség mesterséges gerjesztés alkalmazására. A feladat egy célberendezéssel, az ún. rezgető berendezéssel (rázóberendezéssel) végezhető el. Ezzel végéig lépdelve azon a frekvenciasávon amelyben a rezonancia várható gerjesztjük a berendezést, miközben mérjük a szerkezet egy vagy több pontján a válaszul kapott rezgést. (A már megbeszéltek szerint ez lehet gyorsulás, sebesség vagy kitérés.) Ahol állandó gerjesztési energia mellett, nagyobb energiájú válaszrezgést mérünk, ott – azon a frekvencián – rezonancia lépett fel.

Ipari körülmények között, a gyártási útbá beépített gépek esetében az elmondottak kivitelezése nem egyszerű feladat. A vizsgálat tárgyát képező berendezés tömegéhez illeszkedő gerjesztő erőt bevinni képes berendezés utólagos beépítése majdnem lehetetlen. Helyette célszerű a gép saját mozgásából venni az energiát és a forgó gép kiegyensúlyozatlanságából eredő tömegerővel gerjeszteni a rendszert. Tehetjük ezt, hiszen a kiegyensúlyozatlan állapot kisebb-nagyobb mértékben minden forgó gépnél fennáll. (Mint ahogy erre utaltunk a jellegzetes hibákat felsoroló pont alatt.) Most már „csak” azt kell biztosítani, hogy ez a frekvencia változzon. Mivel a kiegyensúlyozatlansághoz kötött frekvencia a tengely aktuális forgásfrekvenciája, eredményre akkor jutunk, ha a méréseket a gép gyorsulási vagy lassulási időszakában végezzük. Ilyenkor nem egy, hanem sorozatban több spektrumot rögzítünk s ezeket a kiértékelést támogató módon rendezve ábrázoljuk. Ez a módszer, amelyet az angol szaknyelv *run-up, coast-down measuring* elnevezéssel illet, akkor alkalmazható előnyösen, ha az időtartam, amelyben a fordulatszám változik – lassul, gyorsul – eltart néhány másodpercig. (>5s) Ez az időtartam már elegendő arra, hogy az időben elvárt sűrűséggel rögzítsük a spektrumokat. Gyakoribb, hogy a gép kikapcsolása után lezajló kifutásmérést végzünk, mert ennek időtartama általában megfelel az elvárásnak, anélkül, hogy a mérést megelőzően bármilyen beavatkozást tettünk volna.

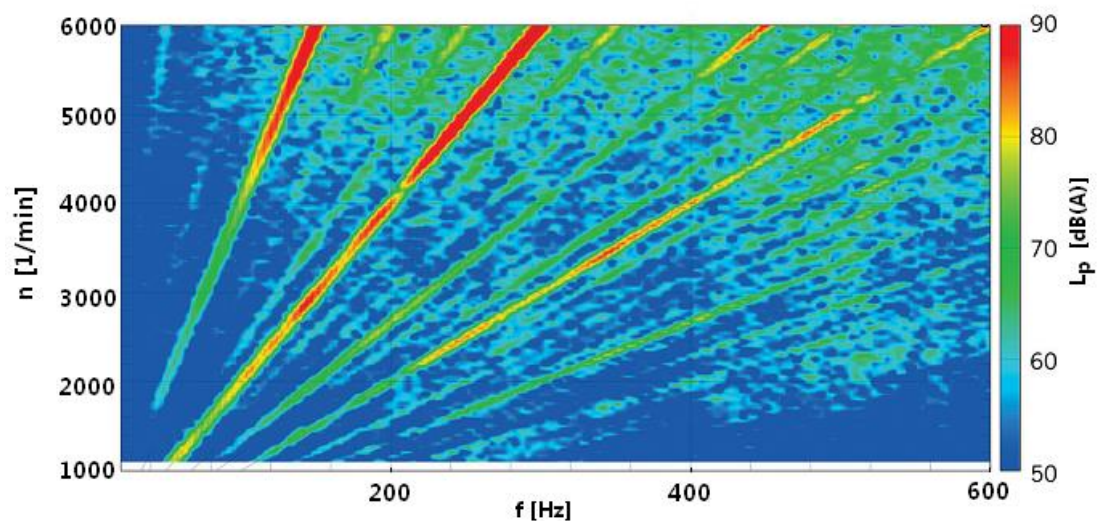
Egy mérési pont rezgésére jellemző trend felállításának bemutatásakor már találkoztunk a rezgési jelenségek egyfajta 3D ábrázolásával. Ott az ábrán egymást követő spektrumok időbeli távolsága megfelelt a mérési pontra jellemző mérési ciklus idejének. A fel- és kifutáshoz tartozó spektrumokat hasonlóan rendezve, az időtengely természetesen a felgyorsuláshoz, illetve a leállásig befutott lassuláshoz szükséges időtartományt fogja át. Egy gép gyorsulási szakaszában rögzített spektrumokat mutat a 7.7.1. ábra, melyen a spektrumok a megbeszélt módon vannak rendezve. A kép magáért beszél. A forgáshoz köthető frekvenciák az egyenletes gyorsulás miatt egyenes mentén rendeződve növekednek. Ábránkon a három egyenest a mindenkor fordulatszám, kétszeresének és négyszeresének megfelelő frekvenciák rajzolják ki. A 7.7.1. ábrán látható képet szokás vízésés diagramnak nevezni.



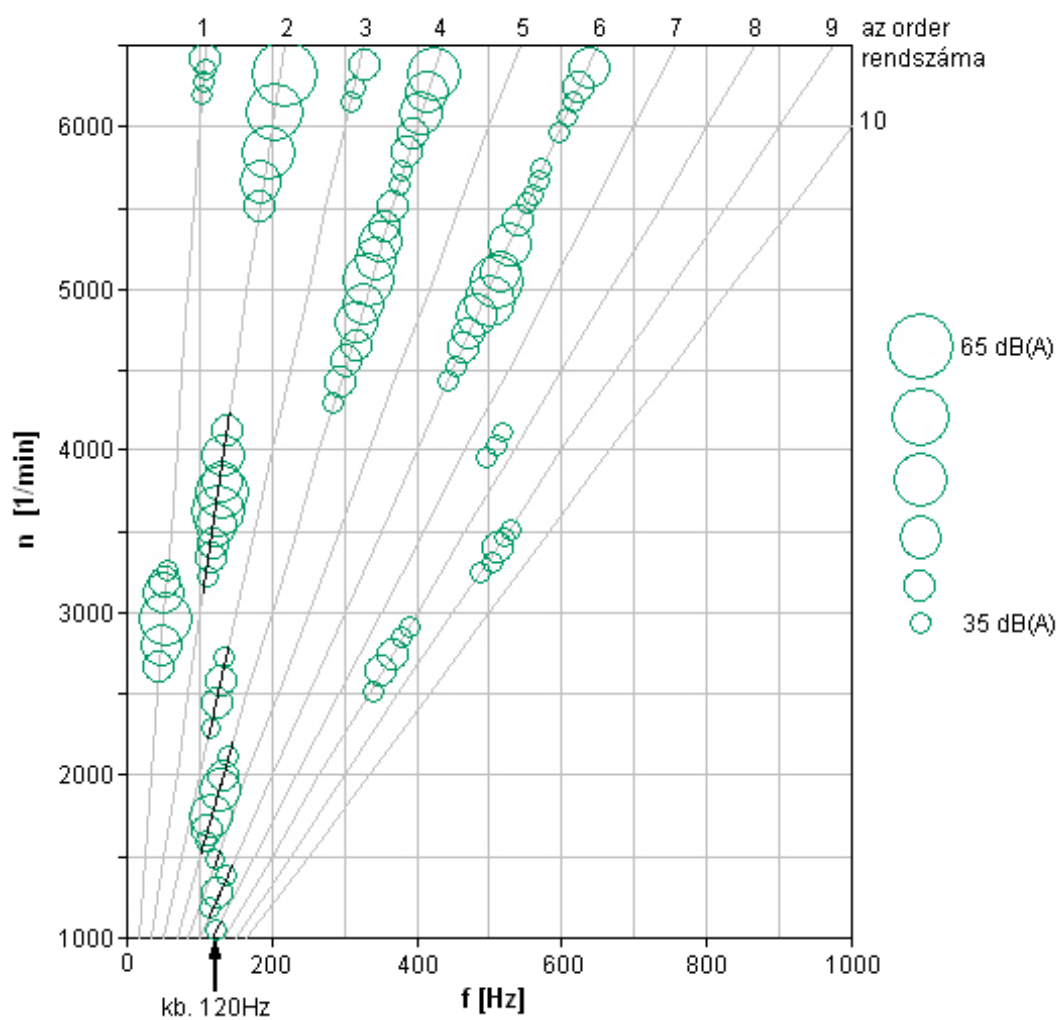
7.7.1. ábra

A három mennyiség – frekvencia, rezgésereősség, idő – együttes ábrázolására kereshetünk más megoldást is, amely az előbbtől jobban támogatja a síkbeli megjelenítést. Ha pl. a rezgés ereősségét színekkel ábrázoljuk, miközben a másik két mennyiséget a szokásos módon egymást derékszögben metsző tengelyeken mérjük, akkor a 7.7.2. ábrán látható diagramot kapunk. Ezt a fajta megjelenítést szokás Campbell-diagramnak nevezni. A színek mindig ugyanazok a szivárványban való megjelenésük szerint rendezve, – általában a kék a gyengébb, a piros az erősebb jelnek felel meg – függetlenül attól, hogy milyen rezgésereősség-tartományt fednek le. Ezért a diagram mellett mindig mellékelni kell a színek jelentését, vagyis a diagramra érvényes színskálát.

Ha a rezgési energiát nem színekkel akarjuk ábrázolni, mondjuk azért mert az ábrázoláshoz nem állnak rendelkezésre színek (pl. fekete-fehér nyomat) akkor jelölhetjük pl. változó méretű körökkel a rezgés ereősségét. Mint ahogy látjuk ezt a 7.7.3. ábrán. Ekkor a Campbell-diagram egy másik változatát kapjuk.



7.7.2. ábra



7.7.3. ábra

A körök méretéhez tartozó rezgésereősség skálát itt is mellékelni kell, hasonlóan az előző ábrázolásnál mutatott színskálához.

Az előbb említett két ábrára tekintve azonnal megállapítható, hogy a rezgésjellemző erősségének felbontása ezeknél a megjelenítési megoldásoknál nagyon gyenge. De ne felejtjük el, ezzel a megjelenítéssel nem is a nagyfelbontású ábrázolás a cél, hanem a kialakuló trendek szembeszökő megjelenítése, a rezonanciák keresése. Ezt a célt viszont sikerül elérni. Mutatja ezt a 7.7.3. ábra, amelyen a 120Hz-es frekvencia (nyíllal jelölve) a fordulatszám növekedése közben folyamatosan jelen van, 35-45dB erősséggel. Egyértelműen mutatják ezt a közel függőleges mentén elhelyezkedő körök. Ezek folyama csak ~4000 f/min felett szűnik meg. Egyben azt is megfigyelhetjük, hogy esetenként az idő tengelyt, fordulatszám tengelyre cseréljük, amelyen a lassuló vagy gyorsuló tengely fordulatszámát, vagyis a gerjesztés aktuális frekvenciáját ábrázoljuk.

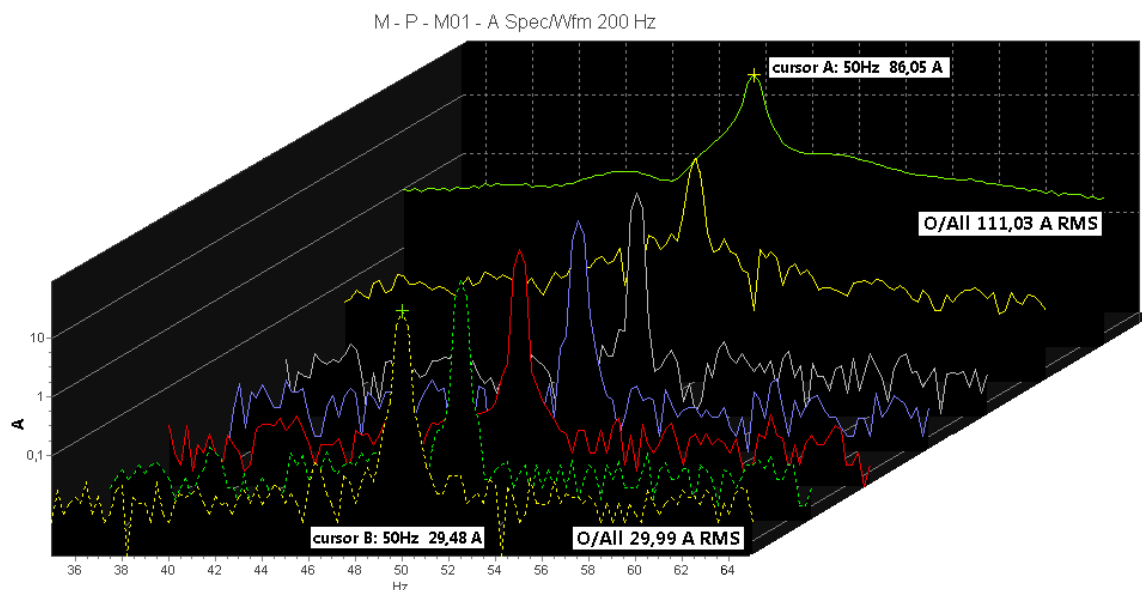
A 7.7.4. és a 7.7.5. ábrákon is vízszintes diagramokat látunk, de ezeknél logaritmus az ordináta lépték. Mindkettő indukciós villamos motor áramának alakulását mutatja, miközben növeljük a motor terhelését. Az 50Hz hálózati frekvenciára fókuszált spektrumokon jól látszik, hogy a terhelés növekedésével növekszik az 50Hz-től eltérő áramösszetevők aránya. A 7.7.4. ábráról leolvasható, hogy alacsony terhelésen a motor áramfelvétele 29,99A, amiből az 50Hz-es fő komponens aránya:

$$a_1 = \frac{29,48 \text{ A}}{29,99 \text{ A}} = 0,983$$

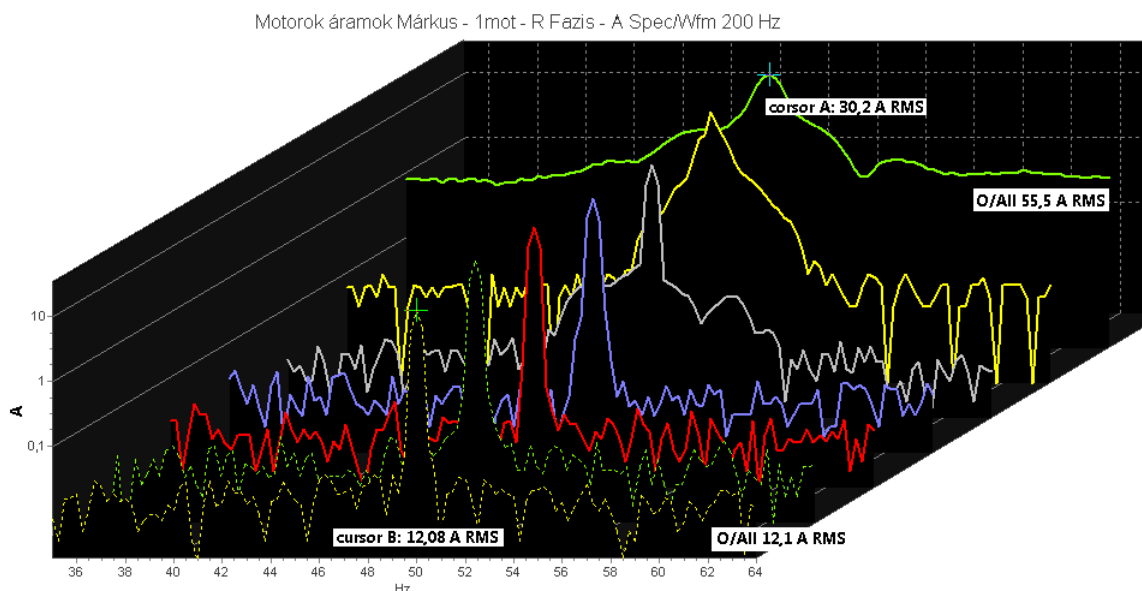
Ugyanez kiterhelt állapotban:

$$a_2 = \frac{86,05 \text{ A}}{111,03 \text{ A}} = 0,775$$

A motor áramfelvételében az 50Hz-es komponens arányának csökkenése a motorban fennálló mágneses aszimmetriákra utal. Mint látható, ebben a tekintetben a 7.7.5. ábra diagramjához tartozó motor még az előbbtől is komolyabb eltéréseket mutat. Ennek okairól kicsit részletesebben lesz szó az aszinkron motorokat tárgyaló alfejezetben.



7.7.4. ábra



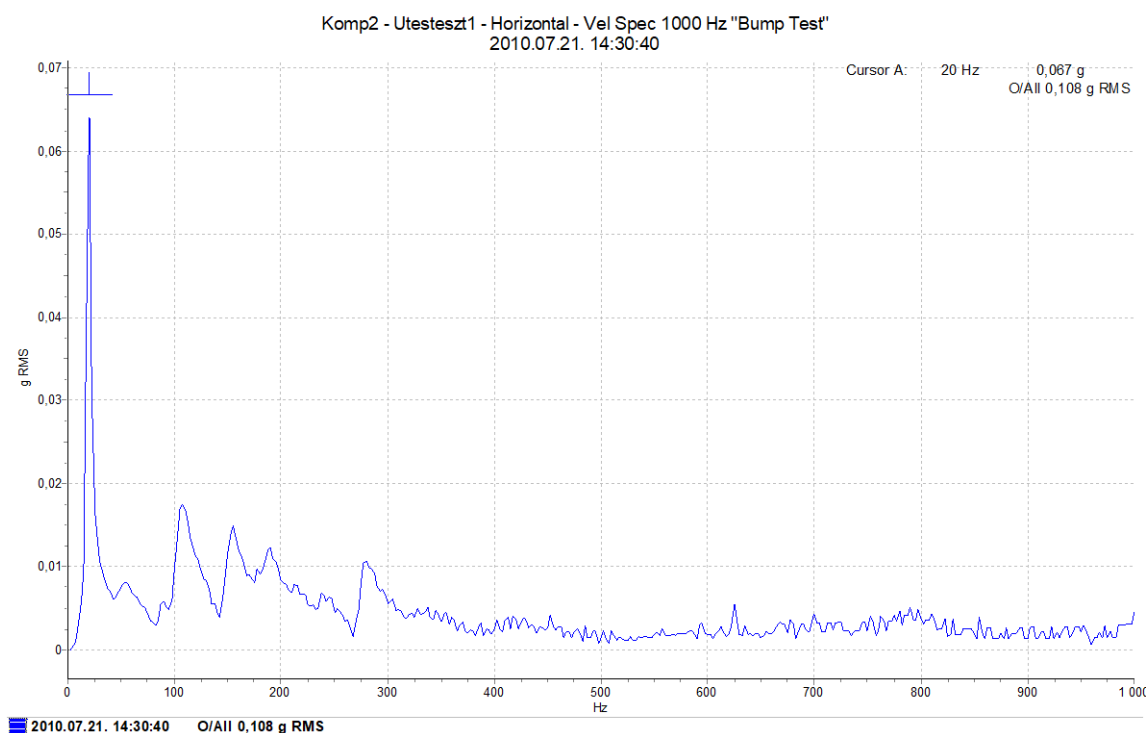
7.7.5. ábra

7.8. Ütésteszt

Azokban a készülékekben melyeknek angol nyelvű a menü rendszere, „bump test” hivatkozás alatt találjuk meg ezt a funkciót. (Természetesen csak akkor, ha az adott készülék erre a mérésre fel van készítve.) Nagyon hasznos mérési elrendezés egy szerkezet sajátfrekvenciáinak megkereséséhez. Illetve egy rezonanciára hajlamos rendszer rezonancia frekvenciájának beazonosításához. Egy módszerrel már találkoztunk a rezonancia keresés eszközei között. Ez a módszer volt a fokozatos felpörgetés, illetve kifuttatás. (run-up, coast-down) A különböző gerjesztő frekvenciák mindkét megoldásnál időben egymás után lépnek fel, ezáltal van idő szétválasztani a

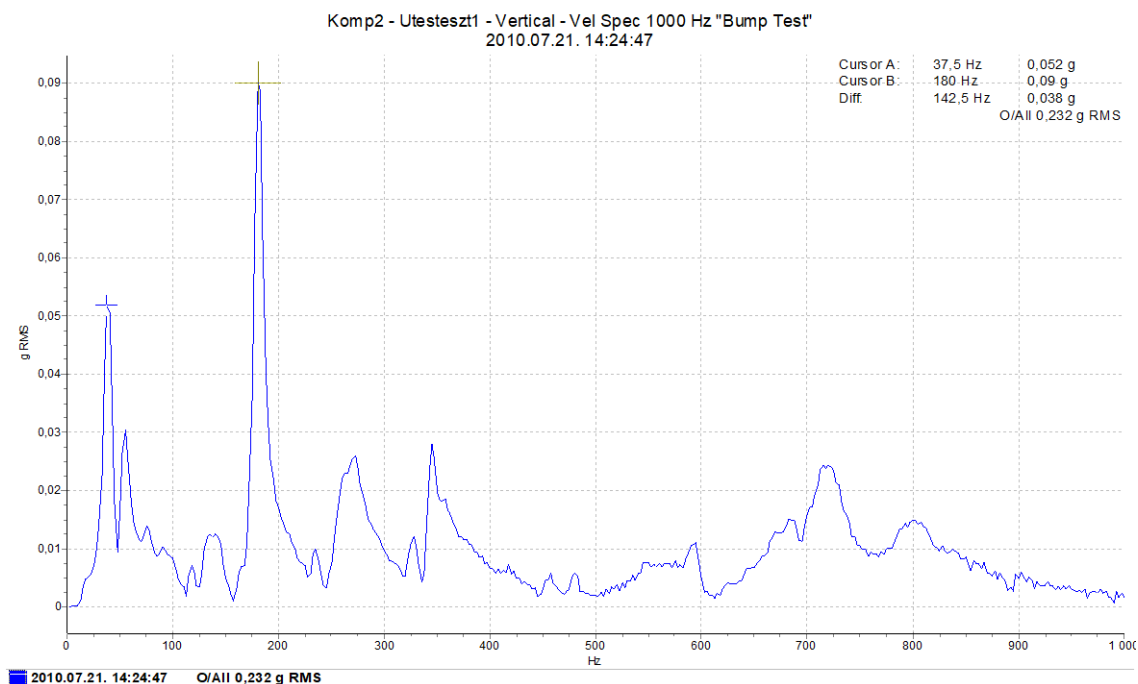
vizsgált szerkezet egymás utáni gerjesztésekre adott válaszát. Az ütés teszt elméleti háttere ettől eltérő. Ennél egy meredek, időben rövid felfutású impulzussal visszük be a gerjesztéshez szükséges energiát. A mérés akkor lesz sikeres, ha az ütéssel bevitt energia illeszkedik a vizsgált berendezés tömegéhez (tehetetlenségéhez). Túl nagy bevitt energia, károsodást okozhat a vizsgált rendszerben, túl kevés pedig nem ad elég gerjesztést ahhoz, hogy a szerkezet válasza jól mérhető legyen.

A mérés elvi alapjainak tisztázásához visszautalunk az 5.1. pont alatt, a háromszög és fűrészfog rezgés Fourier-sorának meghatározásakor tett megállapításra: minél meredekebb változással jellemezhető egy jel, annál több Fourier összetevő szükséges a szintetizálásához. Egyfajta meredek, ugrásszerű emelkedést mutató gerjesztést produkálhatunk, ha egy ütéssel hozzuk rezgésbe a vizsgált berendezést. Ha alkalmasan választottuk meg az ütés erősségét, abban megfelelő energiával jelen lesz a vizsgált rendszer rezonanciafrekvenciája is. Itt szokás megemlíteni a harang, vagy kisebb „testvére” a csengő példáját. Egy harang méretei, és anyagminősége egyértelműen meghatározzák a hangját, vagyis a harangnyelv által keltett rezgésmódhoz tartozó hang frekvenciáját.



7.8.1. ábra

Gyengébb ütésre kisebb intenzitással, de ugyanazon frekvenciával szólal meg, mint egy nagyobb energiájú gerjesztésre. Egy vizsgált berendezés hasonlóan viselkedik az ütésteszt alkalmával, csak a válaszul adott rezgés legtöbbször nem hallható.



7.8.2. ábra

Az ütésteszt végrehajtásához a gerjesztés alkalmazása előtt elhelyezünk egy érzékelőt a mérni kívánt érzékelési irányban. Ügyelnünk kell, hogy a gerjesztés iránya egyezzen az érékelés irányával. Ha a vizsgált szerkezet hajlamos a jelentős rezonanciára, akkor az érzékelőről kapott rezgésjel spektrumában kiemelkedő csúcsokat találunk. Ezek a szerkezetre, az adott rezgési módban jellemző rezonanciafrekvenciák. Ezek felelnek meg a harang hangjának. A 7.8.1-2. ábrákon, egy ipari kompresszoron végzett ütésteszt alkalmával rögzített spektrumok láthatók. A két ábra a vízszintes és függőleges irányú gerjesztés hatására előállt válaszrezgés spektrumát mutatja. Jól beazonosíthatók a két rezgésirányra jellemző frekvenciák. Ezek vízszintes irányban 30Hz, függőleges irányban 37,5Hz és 180Hz. Egyben azt is láthatjuk, hogy egy rendszer több frekvencián is hajlamos lehet a rezonanciára.

8. Irodalomjegyzék

- [1] Dr. Bosznay Ádám: Műszaki rezgésstan, Műszaki Könyvkiadó, 1962
- [2] MSZ ISO 2041 Rezgés és lökés. Fogalom-meghatározások
- [3] Ja.B. Zeldovics – A.D. Miskisz: Az alkalmazott matematika elemei; Gondolat K.1978
- [4] Gáspár Gy. – Raisz I. – Szarka Z.: Műszaki matematika; Tankönyvkiadó 1968
- [5] Péczely Gy.: A karbantartás korszerű irányai. Karbantartás, diagnosztika. 2000. július, p.4-48.
- [6] BME MIT Tanszéki munkaközösség: Digitális jelfeldolgozás, a Villamosmérnöki és Informatikai Kar jegyzete; 2005.
- [7] Michael Norton, Denis Karczub: Fundamentals of Noise and Vibration Analysis for Engineers; Cambridge University Press
- [8] Dömötör Ferenc (szerk.): Rezgésdiagnosztika I-II. kötet; Főiskolai kiadó
- [9] Brüel & Kjaer application notes: Machine-condition Monitoring Using Vibration Analysis, Permanent Monitoring of an Australian paper Mill (BO 0247-11)
- [10] Brüel & Kjaer application notes: Envelope analysis- the key to rolling-element bearing diagnosis (BO 0187-11)
- [11] Brüel & Kjaer application notes: Vibration measurement in predictive maintenance (BO 0094-11)
- [12] Brüel & Kjaer application notes: Machine-condition Monitoring Using Vibration Analysis, A Case Study from a Petrochemical Plant (BO 0163-11)
- [13] Brüel & Kjaer application notes: Time Windows (BO 0171-12)
- [14] Brüel & Kjaer application notes: Practical use of the „Hilbert transform” (BO 173-11)
- [15] Brüel & Kjaer system development: Envelope Detector (BU 0090-12)
- [16] Brüel & Kjaer application notes: Analysis Techniques for Gearbox Diagnosis using the High Resolution FFT analyser (106-81)
- [17] Brüel & Kjaer application notes: Cepstrum Analysis and Gearbox Fault Diagnosis (233-80)

- [18] Brüel & Kjaer application notes: Efficient Machine Monitoring using an FFT Analyser and Desktop Calculator (18-212)
- [19] Brüel & Kjaer application notes: Peak and Envelope Analysis for Bearing Fault Detection (BO 0286-11)
- [20] Brüel& Kjaer application notes: Measurement of the Dynamic Properties of Materials and Structures (17-180)
- [21] Brüel& Kjaer application notes: Systematic Machine-Condition Monitoring, A Case Stuy from Parenco Paper Mill in Holland (BO 0299-11)
- [22] Brüel & Kjaer application notes: Diagnosis of Vibration Problems in Holland, Case Suties from the Groenpol Vibration Consultancy (BO 0297-11)
- [23] Brüel & Kjaer application notes: Condition Based Maintenance and Quality Assurance of production Machinery (BO 0334-11)
- [24] Brüel & Kjaer application notes: Pipe Vibration and Pressure Detection (13-069)
- [25] Brüel & Kjaer application notes: Machines-Condition Monitoring using Vibration Analysis, (The use of Spectrum Comparison for Bearing fault Detection) A Case Study from Alma Paper Mill, Quebec, Canada (BO 0253-11)
- [26] Brüel & Kjaer system development: Trend Analysis Program (BO 0297-11)
- [27] R. B. Randall: Frequency Analysis, Brüel& Kjaer, ISBN 87 87355 07 8
- [28] Mark Serridge, Torben R.Licht: Piezoelectric Accelerometers and Vibration Preamplifiers, Brüel& Kjaer
- [29] Prof. Jens Trampe Broch: Mechanical Vibration and Shock Measurement, Brüel& Kjaer, ISBN 87 87355 36 1
- [30] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Vibration Monitoring of Machines
- [31] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Order Tracking Analysis
- [32] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Windows to FFT Analysis
- [33] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Hilbert Transform
- [34] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Non-stationary Signal Analysis using Wavelet Transform, Short-time Fourier Transform and Wigner-Ville Distribution

- [35] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) STSF — Practical Instrumentation and Application Digital Filter Analysis: Real-time and Non Real-time Performance
- [36] Brüel & Kjaer Technical Review (ISSN 007-2621) Digital Filter Techniques vs. FFT Techniques for Damping Measurements (Damping Part I)
- [37] Sipos Gyula: Az első Holdvisszhang-kísérletek, Rádiótechnika évkönyv 1998 (Bay Zoltán Holdradar kísérletéről)
- [38] Tímár Peregrin L. (szerk.): Villamos gépek zaja és rezgése. Műszaki Könyvkiadó, Budapest
- [39] Gilmore, R. J. – Thomson, W. T.: Motor current signature analysis to detect Faults in induction motor drives – fundamentals, data interpretation, and industrial case histories. Proceeding of the thirty-second turbomachinery symposium; 2003.
- [40] Fenger, M. – Lloyd, B. A. Iris Power Engineering Inc.: Case histories of current signature analysis to detect Faults in induction motor drives.
- [41] Cusido, J. – Rosero, J. – et al.: New fault detection techniques for induction motors.=Electric Power Quality and Utilization, Magazine; 2006.
- [42] Cameron, J. R. – Thomson, W. T. – Dow, A. B.: Vibration and current monitoring for detecting airgap eccentricity in large induction motors. = Proc. IEE Journal, Par B, Vol 133, 1986.
- [43] Thomson, W. T. – Rankin, D.: Case histories of rotor winding faults diagnosis in induction motors.=Proc. of 2nd Int. Conference on Condition Monitoring, Univ. College Svenska, 1987.
- [44] Didier, G. – Ternisien, E. – et al.: Fault detection of broken bars in induction motor using a global fault index.
- [45] Thomson, W. T. – Fenger, M.: Current signature analysis to detect induction motor faults. = IEEE Industry Applications Magazine, July/August, pp. 26-34, 2001.
- [46] Thomson, W. T. – Fenger, M.: Industrial applications of current signature analysis to diagnose fault in 3-phase squirrel cage induction motors. = Pulp and paper industry technical conference, pp. 205-211, 2000.
- [47] Pattantyús-Ábrahám G.: A gépek üzemtana. 14. átdolgozott és bővített kiadás Műszaki Könyvkiadó, Budapest, 1983.
- [48] Bowers, S.V.; Piety, K.R.: „Proactive Motor Monitoring Through Temperature, Shaft Current and Magnetic Flux Measurements“, CSI 1994 User Conference, Nashville, TN, Oct. 10-14, 1994.

- [49] Costello, M. J.: „Shaft Voltage & Rotating Machinery“, Magnetic Products and Services, Inc., Holmdel, NJ, IEEE Paper No. PCIC-91-13, July 1991.
- [50] EPRI Power Electronics Applications Center, „Preventing Premature Failure of Bearings in Motors Driven by PWM ASDs“, PEAC Application Note no. 8, May 1996, Knoxville, TN.
- [51] Boyanton, H., „Bearing Damage Due To Electric Discharge (ED)“, Shaft Grounding Systems, inc., Albany, Oregon, July 23, 1995.
- [52] Simonic, D. A.: “DC Motor And Control Problem Detection Using Vibration Analysis“, pp. 20-21, Technical Associates Of Charlotte, Inc., Charlotte, NC, 1994.
- [53] Walker, P.: “Preventing Motor Shaft-Current Bearing Failures“, pp. 90-93, Plant Engineering, Oct. 4, 1990.
- [54] Skibinski, G. L.: „Installation Considerations for IGBT AC Drives“, pp. 660-662, Energy Business & Technology Sourcebook, Nov. 6-8, 1996.
- [55] Bowers, S. and Piety, R.: „Shaft Voltages and Currents - Application Information“, Computational Systems, Inc., August 21, 1997.
- [56] Kowal, D.: „Bearing Damage resulting from Shaft Voltages and Currents“, Fa. CSI, Computational Systems, Inc.
- [57] Mori D. – Ishokawa T.: Force and Vibration analysis of induction motors.= IEEE Transactions on Magnetics. 41(2005)5. 1948/1951.
- [58] Rankin, D.- Leith, D.: Mozgásban tartani a motort, Karbantartás és diagnosztika, A.A. Stádium kiadása, IV. évfolyam, 2. szám, 1997. június)
- [59] Dr. Péczely, Gy. szerk.: A Kanadai Géprezgési Társaság ajánlásai, Karbantartás és diagnosztika, A.A. Stádium kiadása, VI. évfolyam, 3. szám, 1999. szeptember
- [60] Csépes, G.: A diagnosztika legújabb eredményeinek felhasználása, MVM Rt., In: Üzemfenntartás – karbantartás, OMIKK, 2001/1.
- [61] Szántó, M.: Kétpólusú motorok egyik jellegzetes rezgés és zaj problémája; Kézirat
- [62] A PIM Professzionális Ipari Méréstechnika Kft. elektronikus oldalain e jegyzet témájában publikált és szabadon hozzáférhető anyagok. (www.pim-kft.hu)
- [63] Liptovszky, Sólyomvári, Varga G.: Gépek rezgésvizsgálata és a karbantartás, MK 1981

A sorozat keretében eddig megjelent kiadványok

2017.

1.	NÉMETH András, MILÁVECH Richárd	Iparban használatos vízminőségek
2.	DR. SZILÁGYI Zsombor, DR. SZUNYOG István	Mérések a gáziparban
3.	DR. BARNA Lajos, EÖRDÖGHNÉ DR. MIKLÓS Mária, DR. SZÁNTÓ Zoltán, DR. BALLA József	A biztonságos ivóvízellátás megteremtésének tervezési eszközei
4.	BORBÁS Lajos Dr.	Felépítés elvű (additív) gyártástechnológiák a gépészetben
5.	BERENCSI Miklós, BERECHY Ákos, HORVÁTH László, KOVÁCS Gergely, MIHÁLFY Krisztina	Kerékpárosbarát közlekedéstervezés
6.	TÜDŐS Tibor, DR. VARJÚ György, DR. PETRI Kornél, GÁBOR András	A csillagpontkezelés legújabb külföldi és hazai eredményei (Útmutató és tervezési segédlet)
7.	DR. GARBAI László, DR. JASPER Andor, VÁRADI András	Fűtési és használati melegvíz-igények kockázati elvű méretezése példákkal
8.	KÁDI Ottó, DOHÁNY Máté, JÓZSA Bálint, LÁSZLÓ Csaba Tibor, JAKKEL Ottó	A közúti vasutak (villamos) tervezésével kapcsolatos kézikönyv

2018.

9.	BLAZSOVSZKY László	A gázfogyasztó készülékek égéstermék elvezetésével kapcsolatos szabályozások hiányosságai és ellentmondásai
10.	CSORDÁS Szilveszter, FORGÁCS Lajos Dr., PÓLYA Endre ifj., RÉV Zoltán, UDVARDY Péter	Orvostechnológiai továbbképzés ismeretanyaga
11.	NÁDASDY Tamás, EGYHÁZY Zita, KOVÁCS Ákos Sándor, SZECSŐ Dániel Géza	A közúti biztonsági audit (KBA) jelentések elkészítésének alkalmazási segédlete – A közúti infrastruktúra közlekedésbiztonsági kezeléséről szóló jogszabályhoz és utógazdálkodási előírásokhoz kapcsolódó értelmezési, kidolgozási és elfogadtatási javaslatrendszer
12.	DR. SZILÁGYI Zsombor, HORÁNSZKY Beáta	Földgáz kereskedelem (mérnöki segédlet)
13.	DR. SZILÁGYI Zsombor	Az energiahordozók jövője – kőolaj, földgáz, megújulók
14.	S. VÍGH Judit, DOHÁNY Máté	Magános közlekedők baleseti súlyosságának csökkentése mobil applikáció segítségével
15.	DR. BALIKÓ Sándor, DR. CSÜRÖK Tibor, NOVÁK Dániel, ORBÁN Tibor, DR. ZSEBIK Albin	Ötletlapok I. – Energiahatékonyság növelő ötletek egyszerű energetikai és gazdasági számításai
16.	DARABOS Zoltán, KOLTAI Henrik, SZABÓ Tamás, SZÁSZ Béla, VAJDA Sándor	Felvonók felújítása és átalakítása – Műszaki segédlet
17.	TÜDŐS Tibor, KRUPPA Attila	Alapozásföldelők új tervezési elvei és kivitelezési módszerei – Tervezési segédlet és kivitelezési útmutató
18.	FENYVESI Zsolt	Tűzvédelmi tervek tartalmi szabályainak átdolgozása

- | | | |
|-----|--|---|
| 19. | GÁBORI László Dr., BEINSCHRÓTH József Dr., NÓGRÁDI Gábor, RÁTKAY Tamás | Nagyméretű informatikai beruházásoknál (fejlesztéseknél) ajánlott szoftveroldali tervdokumentációk tartalmi elemeinek meghatározása (I. – II. kötet) |
| 20. | DR. DIVÓS Ferenc | Az élő fák stabilitása – mérnöki megközelítés – Élő fák, mint teherhordó faszerkezetek |
| 21. | DR. KARÁCSONYI Zsolt | Faanyagok tartós szilárdsága |
| 22. | BARNA Lajos Dr., ERDEI István, JASPER Andor Dr., TAKÁCS Gyula | Segédlet épületek csatorna-berendezéseinek tervezéséhez |
| 23. | ANTÓK Péter István, FÜZÉR Ferenc, SÁRKÖZI András | Fényvezető kábelszakaszok műszaki-minőségi ajánlás gyűjteménye |
| 24. | JANCSÓ Béla, DR. KULCSÁR Alexandra, NÉMETH Gábor, DR. VÍMI Zoltán, DÉRI Lajos, SZIMANDEL Dezső | Vízjogi engedélyezési eljárással kapcsolatos dokumentációk és engedélyeztetéssel kapcsolatos követelmények a 2018.01.01-én hatályba lépett 41/2017. (XII.29.) BM rendelet alapján |
| 25. | DR. TAKÁCS Bence, DR. SIKI Zoltán, DR. ÉGETŐ Csaba, BÉNYI László | Mérnökgeodéziában alkalmazott alapponthálózatok – A jó gyakorlat bemutatása mintapéldákkal |
| 26. | DR. MÓCZÁR Balázs, LAUFER Imre, TÓTH Gergő, WOLF Ákos | Korszerű támszerkezetek tervezése |
| 27. | HALÁSZ Györgyné Dr., CSERVENYÁK Gábor, TUCZAI Attila, VIRÁG Zoltán | Különböző funkciójú épületek klimatechnikája II. |
| 28. | KÁDI Ottó, JÓZSA Bálint | Kerékpáros balesetek létesítmények szerinti vizsgálata |
| 29. | GARBAI László Dr., JASPER Andor Dr., PELLER József Bendegúz | Hőteljesítményátviteli tényező alkalmazása távhőrendszerek optimális szabályozásának modelljében |
| 30. | GARBAI László Dr., SÁNTA Róber Dr., JASPER Andor Dr. | A kompresszoros hőszivattyúk optimalizálása – Tervezés és üzemeltetés |