MISKOLCI EGYETEM
GÉPÉSZMÉRNÖKI ÉS INFORMATIKAI KAR

TRANZIENS ÉS KVÁZIPERIODIKUS FOLYAMATOK ANALÍZISE AZ IDŐ-FREKVENCIA TARTOMÁNYBAN

PhD ÉRTEKEZÉS

KÉSZÍTETTE:
TÓTH LAJOS TIBOR
OKLEVELES GÉPÉSZMÉRNÖK

HATVANY JÓZSEF INFORMATIKAI TUDOMÁNYOK DOKTORI ISKOLA

A doktori iskola vezetője:
TÓTH TIBOR DSC
egyetemi tanár

Tudományos vezető:
SZARKA TIVADAR CSC
professor emeritus

MISKOLC
2011

A TÉMAVEZETŐ AJÁNLÁSA

Tóth Lajos Tibor:
„Tranziens és kváziperiodikus folyamatok analízise az idő-frekvencia tartományban” című PhD értekezéséhez

Az értekezés, a Wavelet-transzformációt és az ebből származtatható idő-frekvencia eloszlás elméleti alapjait felhasználva, olyan új rezgésvizsgálati módszer kidolgozását és szoftveres megvalósítását mutatja be, amely zajos mérési környezetben is képes mechanikai alkatrészek (konkrét példaként a gördülőcsapágyak belső gyűrűjének lepattogzásszerű, „pittinges”) meghibásodásának felderítésére, a meghibásodás előrejelzésére, létrejövő tranziens impulzusok érzékelésére, valamint ismétlődési gyakoriságuk és frekvencia tartománybeli elhelyezkedésük alapján a hiba forrásának felderítésére.

A doktori munka 16 darab megjelent cikkre hivatkozik, amelyeket a Jelölt önállóan, illetve társszerzőkkel közösen készített.

A tudományos munka, - melynek eredményei alapján az eddig ismert módszereknél pontosabban határozható meg a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó időpont - Tóth Lajos önálló eredményeit tartalmazza. A végzett munka bizonyítja, a Jelölt magas színvonalú tudományos ismeretét és az önálló kutatómunkára való alkalmasságát.

Kijelentem, hogy az értekezés hiteles adatokat tartalmaz, az abban foglalt eredmények a Jelölt saját eredményei, a dolgozat minden vonatkozásban megfelel a Hatvan József Doktori Iskola által megkövetelt tartalmi és formai követelményeknek.

Fentiek alapján a PhD cím odaítélést támogatom és javaslom.

Miskolc, 2011. március 31.

Dr. Szarka Tivadar
tudományos vezető

KÖSZÖNETNYILVÁNÍTÁS

Ezúton szeretnék köszönetet mondani mindazoknak, akik munkájukkal és segítségükkel hozzájárultak az értekezés elkészültéhez. Különösen tudományos vezetőmnek **Dr. Szarka Tivadar** professor emeritus úrnak, aki szakmai irányításával, segítőkész munkájával és támogatásával nélkülözhetetlen segítséget nyújtott kutatómunkámhoz.

Szintén köszönetet mondok **Dr. Tóth Tibor** professzor úrnak, a doktori iskola vezetőjének támogatásáért.

Köszönettel tartozom **Dr. Kovács Ernő** úrnak és a Miskolci Egyetem Elektrotechnikai és Elektronikai tanszék munkatársainak, mert támogatták munkámat és lehetővé tették dolgozatom megírását.

Végül szeretném megköszönni szüleimnek, hogy mindenben segítettek és bíztattak munkám során.

RÖVIDÍTÉSEK JEGYZÉKE

AE	Acoustic Emission
ANN	Artificial Neural Network
BPFI	Ball Pass Frequency Inner Race
BPFO	Ball Pass Frequency Outer Race
BSF	Ball Spin Frequency
CMF	Conjugate Mirror Filter
CWT	Continuous Wavelet Transform
DFT	Discrete Fourier Transform
DWT	Discrete Wavelet Transform
FFT	Fast Fourier transform
FSO	Full Scale Output
FTF	Fundamental Train Frequency
HFRT	High Frequency Resonance Technique
IDWT	Inverse Discrete Wavelet Transform
MRA	Multiresolution Analysis
MSE	Mean Square Error
PC	Personal Computer
PDA	Personal Digital Assistant
PSD	Power Spectral Density
QMF	Quadrature Mirror Filter
RMS	Root Mean Square
RTA	Real-Time-Analysator
SC	Scalogram
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SP	Spectrogram
SPM	Shock Pulse Method
STFT	Short-Time Fourier Transform
TFD	Time-Frequency Distribution
TSA	Time Synchronous Average
WT	Wavelet Transform
WVD	Wigner-Ville Distribution

Tartalomjegyzék

1. BEVEZETÉS

Napjainkban a gördülőcsapágy egy gyakran alkalmazott gépelem. Ez az alkatrész kitüntetett szerepet játszik eszközeink működésében. Meghibásodása ezért nem csak hatalmas károkat okozhat, de esetenként az emberi életet is veszélyezteti. A gördülőcsapágyak meghibásodására a csapágy elem működés közbeni szokatlan viselkedése utal. A nem megfelelő működésre utalhat a megnövekedett csapágyzaj vagy az emelkedő csapágyhőmérséklet. A „szokatlan viselkedés" kezdeti állapotát (melyeket sem füllel, sem tapintással még nem érzékelünk) rendszerint a csapágyak váratlanul gyors meghibásodása követi. Az így jelentkező csapágy hibák beláthatatlan következményekkel járhatnak. Éppen ezért fontos a rendszeres ellenőrzés, megelőző karbantartás és szükség esetén a hibás alkatrész cseréje.

A váratlan meghibásodások elkerülésére különböző eljárásokat dolgoztak ki. Ilyenek a folyamatos állapot felügyeleti rendszerek vagy a rezgés diagnosztika. Az állapot felügyeleti rendszerek lényegében olyan összehasonlító méréseket végeznek, ahol a csapágy aktuális, megfelelően kiválasztott működési paraméterét egy korábbi, meghibásodás előtti (beszerelés utáni) állapotával hasonlítják össze. Az előre meghatározott érték elérésekor elvégzik a karbantartást. A rezgés diagnosztika olyan módszer, ahol az adott gépelem rezgésképében keresik a jellemzően előforduló összetevőket (harmonikusokat) és a gép geometriai-, működési paramétereinek ismeretében állapítják meg a hiba forrását.

A csapágy helyes működésének vizsgálatára különböző módszerek állnak rendelkezésre. Általánosságban elmondható, hogy a módszerek túlnyomó része a rezgés jel Fourier-transzformációján (FFT vagy DFT) alapul. A különböző típusú meghibásodások ugyanis a csapágy geometriájával és a működési paraméterekkel szorosan összefüggő frekvenciájú rezgéseket generálnak. A rezgéseket leíró jelekre jellemző, hogy ezek a legkülönbözőbb frekvenciájú rezgések összege, olyan összetett jelek, melyekben megtalálhatók a periodikus-, a kvázi periodikus-, a sztochasztikus- és a tranziensszerű összetevők is.

Ismeretes, hogy a diszkrét Fourier-transzformáció véges energiájú, periodikusan ismétlődő, időben diszkrét mennyiségek vizsgálatára alkalmas leginkább. Annak oka, hogy a diszkrét Fourier-transzformációt mégis eredményesen használják csapágyvizsgálatra az, hogy legtöbb esetben az összetett rezgések, impulzusok - a geometriával és fordulatszámmal szoros összefüggésben – Δt idő alatt periodicitást mutatnak, így azok összetevői elfogadható pontossággal meghatározhatók.

Az eljárásnak nagy hibája az, hogy Fourier-transzformáció minden jelet, így az összetett jeleket is szinuszos jelkomponensek szuperpozíciójaként írja le. A tranziens jelek esetében ezért ez az eljárás azon időpillanatokban is egymást kioltó szinuszos jeleket feltételez ahol eredetileg az analizálandó jel zérusértékű. Természetesen a valóság más, amit a gyakorlat nem ritkán bizonyít.

A disszertációmban javasolt rezgésvizsgálati módszer tudományos alapja és gyakorlati alkalmazhatósága az, hogy a vizsgáló jel maga is tranziens jel és annak alakja – idő és frekvencia tartománybeli kiterjedése – a keresett tranziens impulzushoz hasonló.

A fenti elven működő, új tudományos eredményekre támaszkodó jelfeldolgozási módszert, az utóbbi évtizedek kiterjedt kutatásai révén kidolgozott 'Wavelet analízis' tette lehetővé. A Wavelet analízis eredményeit sikeresen alkalmazták a tudomány számos területén.

1.1 CÉLKITŰZÉSEK

Az értekezésnek nem célja a gördülőcsapágy meghibásodások kialakulásának mechanikai, szilárdságtani vagy anyagszerkezettani vizsgálata. Elsődleges cél a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási lehetőség időpontjának rezgésvizsgálati vagy állapot felügyeleti módszerrel történő pontosabb, megbízhatóbb jelzése.

A gördülőcsapágy akkor éri el élettartamának végét, amikor az anyagkifáradás első jelei (hámlás vagy kipattogzás) bármelyik csapágygyűrűn, vagy gördülő testen megjelenik [S.6].

Az értekezés készítése során olyan rezgésvizsgálati módszer kidolgozását és szoftveres megvalósítását tűztem ki célul mely zajos mérési környezetben is képes gördülőcsapágyak belső gyűrűjének lepattogzás szerű, „pittinges” meghibásodásakor létrejövő tranziens impulzusok érzékelésére, valamint ismétlődési gyakoriságuk és frekvencia tartománybeli elhelyezkedésük alapján a hiba forrásának felderítésére.

A vizsgálat tárgyát képező meghibásodás reprodukálására több lehetőség is kínálkozik. A klasszikus módszer szerint a csapágyat fárasztó vizsgálatnak teszik ki. Élettartam vizsgáló gépeken addig futtatják a csapágyakat ameddig azok felületén a pittingképződés megindul. Ez a folyamat a névleges terhelés mellett nagyon sok időt venne igénybe, ezért a vizsgálatot a névleges értéknél nagyobb terhelésen végzik. Mivel nem állt rendelkezésemre ilyen berendezés a meghibásodás mesterséges úton történő létrehozását tűztem ki célul.

A meghibásodás által gerjesztett rezgések vizsgálata csak olyan csapágyon végezhető el, amely a megmunkálási (hiba kialakítási) művelet után működőképes állapotba hozható. Ennek megfelelően olyan csapágy kiválasztására törekedtem mely roncsolás mentesen szét és összeszerelhető.

A meghibásodás által gerjesztett tranziens rezgés impulzusok jelmodelljének felvételénél fontos követelménynek tekintettem a szabványokban [S.1-S.5] előírt radiális terhelés megvalósítását. A mérési elrendezés összeállítása során törekedtem a zajok kiszűrésére. A mérési adatok felvételéhez és feldolgozásához olyan szoftver elkészítését tűztem ki célul, amely segítségével a kiértékelési folyamat automatizálható, az adatok a mérési paraméterekkel együtt archiválhatók és visszatölthetők.

1.2 A DOLGOZAT FELÉPÍTÉSE

Az értekezésem első fejezete az irodalmi áttekintés mellett a kutatás célkitűzéseit tartalmazza.

A második fejezetben ismertetem azokat a tudnivalókat melyek a disszertáció további részének megismeréséhez elengedhetetlenül szükségesek.

A harmadik fejezetben ismertetem a Wavelet-transzformáció és az ebből származtatható idő-frekvencia eloszlás elméleti alapjait.

A negyedik fejezetben megvizsgálom a gördülőcsapágy belső gyűrűjén mesterséges meghibásodás kialakításának lehetőségeit. Ismertetek egy új tudományos módszert a zajba beágyazott, amplitúdóban modulált tranziens impulzusok szűrésére. Létrehozom az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű pontszerű meghibásodásának valósághű jelmodelljét.

Az ötödik fejezetben ismertetem az általam létrehozott sávhatárolt skálázó függvényű ortonormált wavelet bázisfüggvényt. Bebizonyítom, hogy a wavelet a fokszámának növelésével átmegy ideális sávszűrőbe.

A hatodik fejezetben létrehozom a belső gyűrű pontszerű meghibásodása által gerjesztett tranziens impulzust jól közelítő ortogonális wavelet bázisfüggvényt.

A hetedik fejezetben összehasonlítom az új waveletek tranziens jel felbontási és helyreállítási, zajszűrési, és él detektálási képességét ismert waveletekével. Kimutatom, hogy a mechanikai rezgések wavelet transzformációval történő vizsgálatánál gyakran alkalmazott *Morlet-wavelet* azért ad a jó eredményt, mert alakja az exponenciális vagy közel-exponenciális függvénnyel amplitúdóban modulált (csillapított) rezgésválaszok időtartománybeli alakjához nagyon hasonlít. Bemutatom, hogy zajos mérési környezetben a gördülőcsapágyak katasztrofális meghibásodás előtti utolsó karbantartási állapotának megbízható jelzésére az általam létrehozott *lwave2-wavelettel* vagy a *Morlet-wavelettel* számolt *scalogram* idő-frekvencia eloszlása nélkülözhetetlen segédeszköz, a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási lehetőség időpontjának jelzésére vagy a hiba forrásának beazonosítására.

1.3 IRODALMI ÁTTEKINTÉS

A rezgésvizsgálat nagy múltra visszatekintő tudomány. A különböző módszerek a technika fejlődésével párhuzamosan fejlődtek. Régen, a forgó gépalkatrészek kiegyensúlyozására krétát használtak. Később, a tapasztalt szakemberek csavarhúzójukat a hibásnak vélt helyhez támasztva, nyelét a fülükhöz nyomva meg tudták állapítani a gépalkatrész állapotát. Ennek a módszernek több hiányossága is volt. A diagnózis pontossága teljes mértékben a megfigyelést végző személy tapasztalatától függött. Egy átlagos ember hallás tartománya a 16Hz-18kHz tartományra korlátozódik ezért ezzel a módszerrel csak azon meghibásodások voltak több-kevesebb sikerrel detektálhatók melyek ebben a frekvencia tartományban gerjesztettek rezgéseket.

Az elektronika fejlődésével összhangban megjelentek a kézi rezgésmérők. Ezen eszközök mérni és rögzíteni tudták a rezgés amplitúdóját, valamint ábrázolni tudták azt illetve annak időbeli változását, a trendet. Többfajta kiegyensúlyozást segítő eszköz állt ekkor már rendelkezésre. Ezek az eszközök hangolható szűrőket tartalmaztak. Bizonyos frekvenciákat azonosítani lehetett velük, de pontosságuk a szűrők alacsony jósági tényezője (Q) miatt nem volt megfelelő [42]. Mások oszcilloszkópot használtak a hiba forrásának feltárására. Ebben az időben számítógép még nem létezett.

Az első mikroprocesszor megjelenésével a méréstechnika is rohamosan fejlődésnek indult. Megjelentek az első valós idejű analizátorok (Real-Time-Analysator, RTA). Ezek olyan eszközök, melyek valós időben tudták előállítani az időjelből a frekvencia spektrumot. Az analizáláshoz gyors Fourier-transzformációt (Fast-Fourier-Transformation, FFT) használtak 256 vonalas felbontásban. Ebben az időben publikálták az első cikkeket arról, hogyan lehet gördülőcsapágyakban különböző meghibásodásokat beazonosítani, valamint bevezették a közelítésérzékelőkön alapuló *„on-line”* állapot felügyeleti rendszereket.

Az új RTA-k 1980 körül jelenetek meg, melyek már 400 vonalas felbontásban, „zoomolási” és frekvencia eltolási funkciókkal rendelkeztek. Az FFT analizátorok fejlesztésének területén kialakuló tendencia azt mutatta, hogy a gyártók igyekeztek a spektrumvonalak számát növelni. Megjelentek a piacon a 400-, 800-, majd 1600 - 6400 vonalas FFT analizátorok. A Brüel&Kjaer 3550 típusú többcsatornás analizáló rendszere például 25600 vonalas Fourier spektrum előállítására is képes [44].

A személyi számítógépek (PC) alkalmazást nyertek ezen a területen is. Az RTA-kat soros porton keresztül lehetett vezérelni a PC-vel. Számítógépes programmal azonosítani lehetett a különböző meghibásodásokat. Az adatokat mágnesszalagon lehet rögzíteni. A módszer hátránya az eszközök magas ára és a viszonylagos lassúság volt.

A 80-as évek jelentős változást hoztak. Újabb és újabb, többé-kevésbé hatékony mérési eljárások, pl. Shock-Pulse-Method (SPM) és ezeken alapuló analizáló készülékek jelentek meg. Ebben az időszakban jelentek meg a mai napig is használt adatgyűjtők és analizátorok. Ezek olyan számítógéppel összekapcsolható eszközök melyek a mért adatokat adatbázisba gyűjtötték és trendeket állítottak fel. Az adatbázist az eszközhöz kapcsolt számítógépbe, illetve a számítógépből az adatgyűjtőkbe le lehetett tölteni.

Azóta számos új módszer jelent meg pl. *Spike energy*, *Envelope detection*, újabb SPM-ek. Mindegyik módszer használható valamilyen sikerrel, de egyik módszer sem ad teljes megoldást a problémára. Az új műszerek kifejlesztését tudományos kutatások tették lehetővé.

Számos tanulmány [11, 12, 21, 48, 57, 69, 79] magyarázza a rezgés és zaj generálódásának mechanizmusát csapágyakban. A csapágyak rezgés és zajforrások egyrészt a változó csapágyhézag, másrészt a bennük jelen lévő meghibásodások következtében. A radiálisan terhelt gördülőcsapágyak még akkor is rezgéseket generálnak, ha geometriailag tökéletesek. Ennek oka az, hogy véges számú gördülőelem viseli a terhelést. A terhelési zónában jelen lévő gördülőelemek száma és pozíciója a csapágy forgásával változik. A csapágy merevsége ennek következtében periodikusan változik. Ezeket a rezgéseket változó csapágyhézag keltette rezgéseknek (*varying compliance vibrations*) nevezzük [12]. A meghibásodás jelenléte jelentős növekedést okoz a rezgésszintben. A csapágyhibák lokális (helyi) vagy kiterjedt meghibásodások csoportjába sorolhatók. A kiterjedt meghibásodások közé tatoznak többek között a felületi egyenetlenségek, hullámosság és nem szabványos méretű gördülőelemek [82]. Ezeket legtöbbször a gyártási hibák, a nem megfelelő beszerelés vagy abrazív kopás okozza [69]. A lokális meghibásodások közé soroljuk a gördülő felületeken keletkező repedéseket, a gödrösödést és lepattogzást. A gördülőcsapágyak legjellemzőbb meghibásodási módja a gördülőpályák vagy a gördülőelemek lepattogzása, melyet a fém felülete alatt kialakuló repedéseknek a fém felület felé történő tovaterjedése és kijutása idéz elő. Ez a folyamat rendszerint anyagleválást idéz elő. Anyagleválást okoz ezen kívül még a villamos ív kialakulása a csapágyelemek között. A csapágyra ható túlzott rázkódásszerű terhelés szintén repedések kialakulását eredményezheti.

Amikor egy csapágyelemen található meghibásodás hatással van a hozzá csatlakozó másik csapágyelemre akkor az érintkezési pontnál a mechanikai feszültségek hirtelen változása jön létre, mely nagyon rövid időtartamú rezgést produkál. Ez a rezgés tovaterjed a kapcsolódó csapágyelemeken keresztül a gépszerkezet további elemeire. A rezgésvizsgálattal foglalkozó szakemberek feladata ennek a rezgésnek az érzékelése és jellemzőiből a hátralevő élettartamra illetve a rezgés forrására vonatkozó következtetések levonása.

A rezgésvizsgálati módszerek kutatása a meghibásodott vagy mesterségesen kialakított meghibásodással rendelkező csapágyak működés közbeni vizsgálatán, a geometriai, kinematikai és anyagjellemzők tanulmányozásán alapul. A kutatók általánosságban két megközelítést alkalmaznak lokális meghibásodások létrehozására. Az egyik módszer szerint – melyet élettartam vizsgálatnak vagy fárasztó vizsgálatnak neveznek – addig járatják a csapágyat névleges terhelés alatt ameddig meghibásodás keletkezik bennük. A vizsgálat során folyamatosan figyelik a rezgésszintben bekövetkező változást [15, 17, 38, 39, 47] vagy a kenőanyag hőmérsékletét esetleg az összetételét. Ez a folyamat rendszerint nagyon hosszú ideig tart. A folyamat felgyorsítására a névleges terhelésnél nagyobb terhelést, túl nagy sebességet vagy a kenőanyag megvonást alkalmaznak [39, 47].

A másik megközelítési módszer szerint szándékosan hoznak létre meghibásodást a csapágyban savas maratással, szikraforgácsolással, karcolással vagy mechanikus benyomással. Mérik a rezgésválaszt és összehasonlítják az eredeti jó csapágyéval [3, 5, 7, 18, 29, 30, 37, 40, 52, 57, 70]. Az előbb említett élettartamteszt jelentős időt vesz igénybe. A szimulált meghibásodást tartalmazó csapágy tesztelése sokkal gyorsabb, de a meghibásodás elkészítése külön technikát igényel.

A lokális meghibásodással rendelkező csapágyak rezgés válaszának mérésére és analizálására számos módszert alkalmaznak. A kutatók újabb és újabb módszerek kidolgozásán fáradoznak. A problémát teljes mértékben megoldó rezgésvizsgálati módszert azonban még nem sikerült találni. Minden egyes módszer adott feltételek megléte esetén jobbnak bizonyul, mint egy másik.

Az utóbbi három évtizedben számos publikáció született a csapágyhibák rezgésvizsgálati módszerekkel történő felderítésének témájában. A módszerek ismertetéséhez TANDON és CHOUDHURY [82] munkáját használtam fel, melyben a szerzők részletesen összefoglalták a gördülőcsapágy meghibásodások vizsgálatának rezgés- és akusztikus mérési módszereit.

TANDON, YADAVA és RAMAKRISHNA [100] összehasonlította a hagyományos rezgésvizsgálati, az akusztikus emisszión (AE) alapuló és az ütésimpulzus módszert (Shock-Pulse-Method, SPM) egysorú mélyhornyú, radiális terhelésű golyóscsapágy belső gyűrűjén található meghibásodás diagnosztizálására. A szerzők az AE eljárást tartják a legmegbízhatóbb eljárásnak. Ezt követi az SPM, majd pedig a hagyományos eljárások. KIM és LOWE [23] a vasúti teherkocsi csapágyazásainak vizsgálatára kopás törmelék (kopadék, wear debris) analízist valamint SPM módszert javasol [82]. MATHEW és ALFREDSON [24] a gördülőcsapágyak idő és a frekvencia tartománybeli rezgésszint vizsgálati módszereit mutatta be. MCFADDEN és SMITH [25] valamint KIM [26,27] ugyancsak bemutatta a gördülőcsapágyak állapot felügyeletének néhány közismert módszerét.

A legegyszerűbb analízis módszerek a rezgések időtartománybeli jellemzőit vizsgálják. Ide tarozik az *effektív érték* vagy *négyzetes középérték* (RMS), és a *csúcstényező* (Crest factor), azaz a csúcsérték és gyorsulás RMS érték arányának mérése. Ezek a módszerek korlátozottan alkalmazhatók helyi meghibásodások vizsgálatára [40, 62]. Az időtartománybeli rezgésadatokból számított statisztikai változók szintén felhasználhatók csapágy-meghibásodások vizsgálatára a [9, 13]. Ilyen adatok a *valószínűségi változók sűrűségfüggvénye*, és a *kurtózis*. A jó állapotban lévő csapágy rezgésgyorsulásának valószínűség sűrűségfüggvénye normál eloszlású (Gauss-eloszlás). A hibás csapágyé ettől eltérő [9]. MATHEW és ALFREDSON [24] a normál eloszláshoz nagyon hasonlító eredményt kapott meghibásodott csapágyak esetén is. Más kutatók a sűrűségfüggvények tanulmányozása helyett a rezgés adatok statisztikai momentumainak tanulmányozását javasolják [82]. Ilyen momentumok a *variancia*, az *átlag* (mean), a *ferdeségi együttható* (skewness) és a *csúcsossági együttható (*kurtózis*)*. DYER és STEWART [13] a *kurtózis* csapágyhibák detektálására történő felhasználását javasolta. Számos más tanulmány [29, 30, 70] ugyancsak kimutatta a *kurtózis* hatékonyságát, de némely esetben [1, 24, 26] a módszer nem tudta hatékonyan detektálni a kezdeti meghibásodásokat [82]. A *kurtózis* nem vált az ipar általánosan használt állapot-felügyeleti módszerévé [62]. Az időtartománybeli vizsgálatok másik módszere a periodikusan ismétlődő rezgéscsúcsok oszcilloszkópos vagy grafikus adatrögzítős megfigyelése [82]. GUSTAFSSON és TALLIAN [1] egy előre megadott feszültségszintet meghaladó csúcsok számának meghatározásán alapuló meghibásodás detektálási módszert javasolt. Az időtartománybeli vizsgálatok közül talán a legkiemelkedőbb az *ütésimpulzus módszer*. A módszer alapelve azon a tényen alapul, hogy a gördülőcsapágyban létrejövő korai meghibásodások a nagyfrekvenciás[1] zónában gerjesztődnek és olyan távadókkal érzékelhetők, amelyek rezonáns frekvenciái erre a frekvenciákra vannak hangolva. Az SPM módszer nagy ipari elfogadottságnak örvend, és sikeres módszernek tartják a csapágyrezgés vizsgálati módszerek területén [4, 24, 26, 57]. Másik jelentős csapágy vizsgálati – és egyben roncsolás menetes anyagvizsgálati – módszer az *akusztikus kibocsátás* (Acoustic Emission - AE). Az akusztikus kibocsátás figyelésének előnye a rezgésvizsgálattal szemben az, hogy képes a felület alatti repedések növekedését detektálni [82]. A rezgésvizsgálat csak akkor tudja a meghibásodásokat detektálni, amikor az már megjelenik a felületen. Számos tanulmány készült a hibás csapágyak AE válaszának vizsgálatára. ROGERS [14] javasolta az AE módszer alkalmazását mélytengeri gázkitermelő állomások forgódarujának alacsony sebességű gördülőcsapágyainak állapotának mérésére. YOSHIOKA és FUJIWARA [20,28] kimutatta, hogy az AE paraméterek detektálhatnak meghibásodásokat mielőtt még a rezgés gyorsulási tartományban megjelennének és képesek detektálni az AE forrásokat a talpcsapágyak élettartamtesztje során. A szerzők az AE paraméterek és a rezgésgyorsulás értékek kombinációjával mérték a repedések kialakulásának idejét és a terjedési időt [45].

A rezgés jelek frekvencia tartománybeli vagy spektrális vizsgálata talán a legszélesebb körben alkalmazott módszer a csapágyhibák felderítésére. A csapágyelemek meghibásodásából származó rezgések mind az alacsony frekvenciás mind a nagyfrekvenciás tartományban jelentkeznek. Az alacsony frekvenciás rezgések a csapágyelemek forgásából származnak Ezek frekvenciája rendszerint kisebb, mint 500Hz. A rezgések frekvenciája a kinematikai adatokból meghatározható. Ha valamelyik csapágyelemen meghibásodás található, akkor ugyanezen a frekvenciáján található rezgés összetevő amplitúdója megnövekedik [1, 2, 3, 17]. A nagyfrekvenciás rezgés összetevők a meghibásodott csapágyelemek egymásnak ütközéséből (lepattogzás bármely csapágyelemen) származnak, melyek minden csapágyelemet a sajátfrekvencián gerjesztik. Ezek a sajátfrekvenciák rendszerint nagyobbak, mint 5kHz [1]. A spektrum nagyfrekvenciás tartományában található rezgések növekvő szintjének folyamatos figyelése a gördülőcsapágyak állapotának meghatározására sikeresen alkalmazható [3, 5, 18, 24, 47].

TANDON és NAKARA [60] azt találta, hogy a közvetlen spektrális analízis csak összehasonlíthatóan nagyméretű meghibásodásokat tud detektálni. OSUAGWU és THOMAS [19] a *teljesítmény Cepstrum ot* tartja hatásos diagnosztikai eszköznek. TANDON [62] bemutatta, hogy a *Cepstrum* képes detektálni külső gyűrű meghibásodásokat, de nem képes detektálni belső gyűrű meghibásodásokat. MCFADDEN és SMITH [25] ismertette a *burkológörbe detektálás* (envelope detection) módszerét, mely a „high-frequency resonance technique” (HFRT) nagyon fontos eljárása. A módszer sikerét számos kutató igazolta [3, 7, 40, 52, 57].

Az utóbbi években számos kutató a *wavelet transzformáció* alkalmazását javasolta olyan gyenge jelek vizsgálatára ahol az FFT hatástalan volt [63, 65, 73, 89, 90]. A publikációk egy része meglévő wavelet bázisfüggvények használatát javasolja, mások új wavelet bázisfüggvények létrehozását

[1] A disszertáció további részében a „nagyfrekvenciás” jelzőt a tengely fordulatszámához viszonyítva kell értelmezni.

kezdeményezik. PRAHABKAR, MOHANTY *és* SEKHAR [89] gördülőcsapágyak külső és belső gyűrűjén lévő pontszerű és kiterjedt meghibásodások érzékelésére a *diszkrét wavelet transzformáció* (DWT) alkalmazhatóságát vizsgálta. A meghibásodást villamos ív segítségével hozták létre a gördülőpályák felületén. Összehasonlították a mintavételezett rezgésadatokból számolt *kurtózis* értékét a meghibásodás mértékével. A kurtózis értéke a meghibásodás mértékével együtt nőtt, viszont a módszer nem adott választ a meghibásodás helyének hollétére. A szerzők a rezgés adatok *„Daubechies 4"* wavelet szerint DWT felbontását javasolták, ellenben nem adták meg, hogy a felbontást milyen szintig kell elvégezni. NIKOLAOU *és* ANTONIADIS [91] a csapágyrezgés vizsgálatnál általánosan alkalmazott burkológörbe detektálási eljárásra a komplex alakban megadott *„Morlet"* waveletet használatát javasolta. Ugyanezen szerzők a lokalizált meghibásodások okozta rezgés jelek kimutatására a *Wavelet-packet* analízis használatát ajánlják [90]. LIU, LING *és* GRIBONVAL [88] a *Matching Pursuit* analízis technikát alkalmazta csapágyrezgés impulzusok érzékelésére. A szerzők ezt a módszert megbízhatóbbnak találták a hagyományos *folytonos wavelet transzformáció* (CWT) és burkológörbe detektálási eljárásoknál. ERICSSON, GRIP, JOHANSSON, PERSSON, SJÖBERG és STRÖMBER [96] összehasonlították a wavelet, a burkológörbe detektálási és periodizációs (szinkronizált idősori átlagolás - *Time Synchronous Averaging* - TSA) technikákat gördülőcsapágyak helyi meghibásodásainak érzékelésére. A legalkalmasabb módszernek a wavelet technikákon alapuló eljárásokat találták, melyet a burkológörbe detektálás majd az idősori átlagoláson alapuló módszer követ. A CWT eljárásokhoz *Morlet-waveletet*, a *wavelet packet* eljáráshoz *„Daubechies 9"* waveletet használtak.

JUNSHENG, DEJIE és HU [98] a csapágyrezgés impulzus válasz függvényének jellemzőin alapuló wavelet függvényt hoznak létre, melyet alkalmasnak találnak belső gyűrű meghibásodásának kimutatására. Hibátlan és a meghibásodott csapágy megkülönböztetésére, előállítják a rezgés jelek adott skálaparaméter melletti energia spektrumát az impulzus válasz wavelet és a *Morlet-wavelet* alkalmazásával. A szerzők a *Morlet-wavelet* alkalmazásával kapott eredményt nem tartják szembetűnően jobbnak, mint az általuk létrehozott waveletét. Megjegyezzük, hogy a doktori értekezés szerzője ugyanúgy a rezgésimpulzus válasz függvényen alapuló wavelet függvény alkalmazását javasolta [P.11] a fent említett szerzőktől függetlenül.

A legalkalmasabb jelfeldolgozási módszer kiválasztását a vizsgált jelenséget leíró jelmodell határozza meg. Számos kutató foglakozott a csapágyban keletkező meghibásodások jelmodelljének megalkotásával. MCFADDEN és SMITH [31,33] létrehozta az állandó radiális terhelés alatt működő gördülőcsapágy belső gyűrűjének pontszerű és kiterjedt meghibásodása által létrehozott rezgések jelmodelljét. A szerzők a modellben figyelembe vették a csapágy geometria, a tengely forgássebesség, terhelés eloszlás, a gyorsulásmérő átviteli függvényének és a csillapítás mértékének hatását. Az ilyen típusú meghibásodás jelmodelljét a fent említett hatások időtartománybeli alakjainak szorzataként definiálták a szerzők. SU és LIN [55] MCFADDEN és SMITH jelmodelljének helyességét igazolták kúpgörgős csapágy gördülőpályáinak felületén, villamos ív segítségével mesterségesen létrehozott meghibásodás esetében. CHOUDHURY és TANDON [71] analitikus modellt dolgozott ki a radiális terhelésű gördülőcsapágyak kiterjedt meghibásodása által okozott rezgések előrejelzésére. Mérési eredmények igazolták modelljük helyességét. ERICSSON, GRIP, JOHANSSON, PERSSON, SJÖBERG és STRÖMBER [96] a pontszerű meghibásodás okozta csapágyrezgés jelmodelljét exponenciálisan csillapított szinuszos időjelként definiálták.

A csapágy rezgés vizsgálatok automatizálására irányuló törekvések többnyire a kinyert adatokból levonható információkat feldolgozó következtető algoritmusok használatára terjednek ki. Megjelentek az emberi agy működését szimuláló *neurális hálózatok* (Artificial Neural Networks - ANN), melyek betaníthatók bizonyos jellemzők felismerésére. Néhány szerző [96, 103] ANN hálózatok csapágyrezgés vizsgálatra történő alkalmazását javasolja. Más szerzők [94, 103, 104] a Fuzzy logika alkalmazását ajánlják a döntési folyamatok megkönnyítése céljából.

2. GÖRDÜLŐCSAPÁGYAK MEGHIBÁSODÁSÁNAK ÉS VIZSGÁLATI MÓDSZEREINEK ELMÉLETI ALAPJAI

A gépipari gyakorlatban két fő csapágyazási forma használatos. Az egyik a siklócsapágy, melyet általában nagyobb terhelések esetén-, a másik a gördülőcsapágy melyet kisebb terhelések esetén használnak. Az értekezésben kizárólag a gördülőcsapágyak meghibásodásával és a meghibásodások rezgésvizsgálati módszerekkel történő felderítésével foglalkozom.

2.1 GÖRDÜLŐCSAPÁGYAK, CSAPÁGYÉLETTARTAM

A gördülőcsapágy olyan gépelem, ahol a terhelést a gördülőelem adja át az egyik csapágygyűrűről a másikra. A gördülőcsapágyak részei a külső gyűrű, a belső gyűrű, gördülőelemek és a kosár. A gördülőelemek lehetnek golyók, görgők és kúpos görgők. A gördülőelemek alakja alapján a csapágyakat alapvetően két osztályba soroljuk. Léteznek golyós- és görgőscsapágyak.

A gördülőcsapágyak jellemző paraméterei: a fő méretek (belső-, külső átmérő, szélesség), tűrések, hézag, névleges hatásszög, dinamikus és statikus teherbírás, kinematikailag megengedett-, és termikus viszonyítási fordulatszám.

A gördülőcsapágyakat a névleges hatásszögük alapján radiális-, és axiális terhelésű csapágyak osztályába sorolhatjuk 2.1. táblázat.

Névleges hatásszög	
$\alpha_0 \leq 45°$	$\alpha_0 > 45°$
Radiális terhelésű golyóscsapágyak	**Axiális terhelésű csapágyak**
mélyhornyú golyóscsapágy	axiális golyóscsapágy
ferde hatásvonalú golyóscsapágy	Axiális, ferde hatásvonalú golyóscsapágy
hengergörgős csapágy	axiális hengergörgős csapágy
kúpgörgős csapágy	axiális beálló görgőscsapágy
beálló golyóscsapágy	

2.1. táblázat Gördülőcsapágyak osztályozása a névleges hatásszög alapján

A leggyakrabban használt csapágyak a mélyhornyú golyóscsapágyak [S.6]. A csapágyélettartam meghatározásánál összehasonlítjuk a csapágy igénybevételét annak teherbírásával.

A csapágyak terhelhetők statikusan vagy dinamikusan. Statikus terhelés esetén a csapágygyűrűk egymáshoz képest nem, vagy csak nagyon lassan mozdulnak el. Ilyen esetben a gördülőpályáknak és a gördülőelemeknek a túl nagy képlékeny alakváltozással szembeni biztonságát vizsgáljuk. A gördülőcsapágy élettartama alatt a körülfordulásoknak azt a számát (illetve az üzemórák számát egy adott állandó fordulatszámon) értjük, amelyet a csapágy képes elviselni addig, amíg az anyagkifáradás első jelei (hámlás vagy kipattogzás) bármelyik csapágygyűrűn vagy gördülő testen meg nem jelenik [S.6].

Mivel azonos terhelési feltételek mellett működő azonos típusú csapágyak élettartama eltérő, ezért az élettartam fogalmát pontosították. Ez szerint a nagyobb mennyiségű, látszólag egyforma csapágy 90%-ának élettartama eléri, vagy meghaladja, az un. *névleges élettartamot*.

Az élettartam képlet: (2.1)

$$L_{10} = L = \left(\frac{C}{P}\right)^{p} \tag{2.1}$$

ahol

L_{10}	névleges élettartam	[10^6 körülfordulás]
C	dinamikus teherbírás	[kN]
P	dinamikus egyenértékű terhelés	[kN]
p	élettartam kitevő	

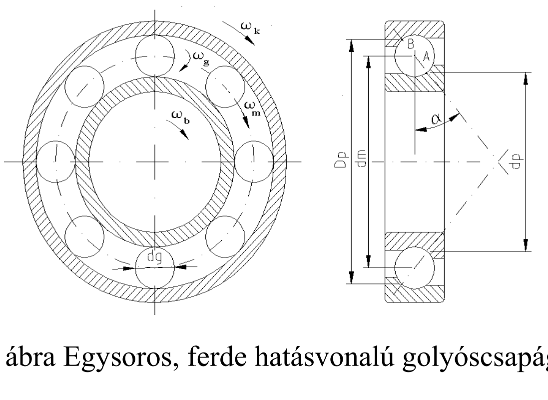
Az L_{10} az a névleges élettartam millió körülfordulásokban, amit nagyobb számú azonos csapágy legalább 90%-a elér vagy meghalad.

Az élettartam számítási képlet (2.1) csak a terhelést veszi figyelembe, a DIN ISO 281 szabvány a „*névleges élettartam*” mellett bevezette a „*módosított élettartamot*” is. Ez a számítási eljárás már figyelembe veszi az üzemeltetési körülményeket (kenési állapot, tisztaság, viszkozitás, meghibásodás valószínűségi tényezője, alapanyag és az üzemeltetési körülmények tényezője)

A csapágyak többsége dinamikus igénybevételnek van kitéve. Ilyenkor a csapágygyűrűk egymáshoz képest jelentős sebességgel elfordulnak. A méretezési számítással a gördülőpályák és a gördülőelemek idő előtti anyagkifáradással szembeni biztonságát vizsgáljuk [S.4]. A dinamikus igénybevételnek kitett csapágyakra vonatkozó szabványos (DIN ISO 281) számítási eljárás az anyagkifáradást - „pitting” képződést - tekinti a tönkremenetel okának.

2.2 GÖRDÜLŐCSAPÁGY KINEMATIKAI MODELLJÉNEK VIZSGÁLATA

Ebben az alfejezetben megvizsgálom a gördülőcsapágy kinematikai modelljét. Bemutatom a gördülőelem külső és belső gyűrűvel való érintkezési pontjában kialakuló kerületi sebesség elméleti értékének meghatározására szolgáló összefüggéseket. A sebesség értékekből meg lehet határozni a csapágyban kialakuló kinematikai rezgések frekvenciáit, azaz a „csapágyfrekvenciákat”.

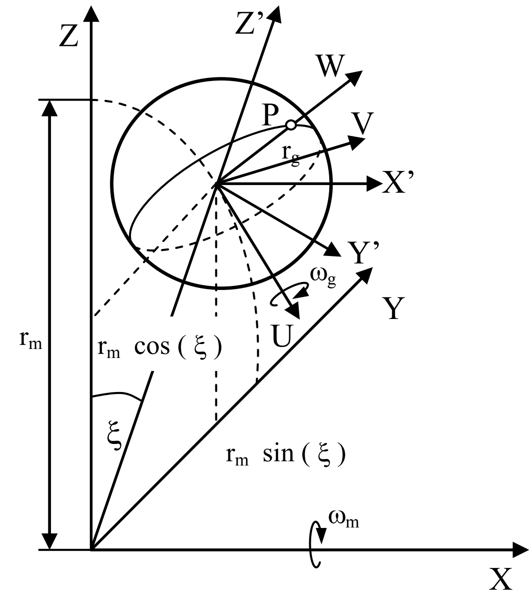


2.1 ábra Egysoros, ferde hatásvonalú golyóscsapágy

A kinematikai modellnél feltételezzük, hogy a gördülőelem csúszásmentesen gördül a gördülő pálya felületén [11]. A valóságban azonban a gördülőelemek csúszásos gördüléssel haladnak a csapágygyűrűk között. Ennek hatására a valóságos kerületi sebesség értékek eltérhetnek az elméletileg számolt értékektől.

A gördülőelem egy adott pontjának kerületi sebessége meghatározható, ha a pont mozgását leíró egyenletrendszer idő szerinti első deriváltját kiszámoljuk a vizsgált pontban [11].

A kerületi sebesség meghatározásához vegyünk fel az X-Y-Z derékszögű koordináta rendszert és abban (2.2 ábra) egy gördülőelemet. A koordináta rendszer X tengelye essen egybe a csapágy forgástengelyével. Vegyünk fel egy másik X'-Y'-Z' koordináta rendszert oly módon, hogy annak Z' tengelye menjen át a gördülőelem geometriai középpontján. Vegyük fel a gördülőelemen, a gördülőelem és a külső gyűrű érintkezési pontjában egy P pontot [11].



2.2 ábra Golyó koordináta rendszer

Rögzítsük ezt egy U-V-W koordináta rendszerhez oly módon (2.2), hogy annak W tengelye a P pontban döfje át a gördülőelemet és U tengelye legyen merőleges arra a képzeletbeli síkra, amit a P érintkezési pont egy körbefordulása közben jelöl ki [11].

$$U_{u-v-w} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \frac{1}{2} d_g \end{bmatrix} \tag{2.2}$$

ahol d_g a gördülőelem átmérője.

A gördülőelem forgástengelye egybe esik az U tengellyel ezért a P pont mozgása az U-V-W koordináta rendszerben körmozgás lesz [11]. A P pont pillanatnyi helyzetét az U-V-W koordináta rendszerben a R_u $U_{u\text{-}v\text{-}w}$ szorzat adja, ahol ζ a P pont helyvektorának a W tengellyel bezárt szöge egy adott időpillanatban. $\zeta=\zeta(t)$.

$$R_u = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\zeta) & \sin(\zeta) \\ 0 & -\sin(\zeta) & \cos(\zeta) \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Az U-V-W koordináta rendszerből az X'-Y'-Z' koordináta rendszerbe az (2.4) és (2.5) koordináta transzformációkkal lehet áttérni.

Mivel a P pont a V-W síkban mozog és tudjuk, hogy csapágy hatásvonala ebben a síkban helyezkedik el, ezért az a szög, amivel az X'-Y'-Z' koordináta rendszer az Y' tengelye mentén el lett forgatva a *csapágy hatásszöge* α [11].

$$R_v = \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & 0 & -\sin(\alpha) \\ 0 & 1 & 0 \\ \sin(\alpha) & 0 & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \tag{2.4}$$

$$R_w = \begin{bmatrix} \cos(\beta) & \sin(\beta) & 0 \\ -\sin(\beta) & \cos(\beta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{2.5}$$

Képezve a három transzformációs mátrix szorzatát a (2.6) mátrixhoz jutunk.

$$R = \begin{bmatrix} \cos(\beta)\cos(\alpha) & \sin(\beta)\cos(\zeta) + \cos(\beta)\sin(\alpha)\sin(\zeta) & \sin(\beta)\sin(\zeta) - \cos(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta) \\ -\sin(\beta)\cos(\alpha) & \cos(\beta)\cos(\zeta) - \sin(\beta)\sin(\alpha)\sin(\zeta) & \cos(\beta)\sin(\zeta) + \sin(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta) \\ \sin(\alpha) & -\cos(\alpha)\sin(\zeta) & \cos(\alpha)\cos(\zeta) \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

Az X'-Y'-Z' rendszerből az X-Y-Z rendszerbe X tengely körüli forgatással (2.7) és Z tengely menti eltolással (2.8) juthatunk. A gördülőelem középpontjának helyvektora ξ=ξ(t).

$$W = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\xi) & \sin(\xi) \\ 0 & -\sin(\xi) & \cos(\xi) \end{bmatrix} \tag{2.7}$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{2} d_m \sin(\xi) \\ \frac{1}{2} d_m \cos(\xi) \end{bmatrix} \tag{2.8}$$

A P pont pillanatnyi helyzetét az X-Y-Z koordináta rendszerben a (2.9) egyenletrendszer írja le.

$$P = WRU_{u-v-w} + G \tag{2.9}$$

Elvégezve a mátrix műveleteket a (2.10) egyenletrendszer adódik.

$$P = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} d_g [\sin(\beta)\sin(\zeta) - \cos(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta)] \\ \frac{1}{2} d_g [\ \cos(\xi)[\cos(\beta)\sin(\zeta) + \sin(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta)] + \sin(\xi)\cos(\alpha)\cos(\zeta)] + \frac{1}{2} d_m \sin(\xi) \\ \frac{1}{2} d_g [-\sin(\xi)[\cos(\beta)\sin(\zeta) + \sin(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta)] + \cos(\xi)\cos(\alpha)\cos(\zeta)] + \frac{1}{2} d_m \cos(\xi) \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

A sebesség az út idő szerinti első deriváltja. A (2.10) egyenletrendszer deriválásával a (2.11), (2.12) és (2.13) sebesség-összefüggésekhez jutunk [11].

$$v_x = \frac{1}{2} d_g \left[\sin(\beta)\cos(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) + \cos(\beta)\sin(\alpha)\sin(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) \right] \tag{2.11}$$

$$v_y = \frac{1}{2} d_g \begin{bmatrix} -\sin(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right)(\cos(\beta)\sin(\zeta) + \sin(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta)) + \\ +\cos(\xi)\left(\cos(\beta)\cos(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) - \sin(\beta)\sin(\alpha)\sin(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right)\right) + \\ +\cos(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right)\cos(\alpha)\cos(\zeta) - \sin(\xi)\cos(\alpha)\sin(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) \end{bmatrix} + \frac{1}{2} d_m \cos(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right) \tag{2.12}$$

$$v_z = \frac{1}{2} d_g \begin{bmatrix} -\cos(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right)[\cos(\beta)\sin(\zeta) + \sin(\beta)\sin(\alpha)\cos(\zeta)] - \\ -\sin(\xi)\left(\cos(\beta)\cos(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) - \sin(\beta)\sin(\alpha)\sin(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right)\right) - \\ -\sin(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right)\cos(\alpha)\cos(\zeta) - \cos(\xi)\cos(\alpha)\sin(\zeta)\left(\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t)\right) \end{bmatrix} - \frac{1}{2} d_m \sin(\xi)\left(\frac{\partial}{\partial t}\xi(t)\right) \tag{2.13}$$

Felhasználva a (2.14) és (2.15) összefüggéseket

$$\frac{\partial}{\partial t}\xi(t) = \omega_m \tag{2.14}$$

$$\frac{\partial}{\partial t}\zeta(t) = \omega_g \tag{2.15}$$

a B pontban $\xi = 0$, $\zeta = 0$, $\beta = 0$ érvényes sebesség összefüggések a következők:

$$v_x = 0 \tag{2.16}$$

$$v_y = \frac{1}{2} d_g \omega_g + \frac{1}{2} d_g \omega_m \cos(\alpha) + \frac{1}{2} d_m \omega_m \tag{2.17}$$

$$v_z = 0 \tag{2.18}$$

Az A pontban $\xi = 0$, $\zeta = \pi$, $\beta = 0$ érvényes sebesség összefüggések a következők:

$$v_x = 0 \tag{2.19}$$

$$v_y = -\frac{1}{2} d_g \omega_g - \frac{1}{2} d_g \omega_m \cos(\alpha) + \frac{1}{2} d_m \omega_m \tag{2.20}$$

$$v_z = 0 \tag{2.21}$$

Összeadva a (2.17) és (2.20) egyenletek mindkét oldalát könnyen belátható, hogy a kosár kerületi sebessége (2.22) [11].

$$v_m = \frac{v_b + v_k}{2} \tag{2.22}$$

Ha a külső gyűrű áll $v_k = 0$.

$$v_m = \frac{v_b}{2} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\omega_b d_p}{2} = \frac{\pi n_b d_p}{2} \tag{2.23}$$

Felhasználva, a (2.24) összefüggést

$$d_p = d_m (1 - \gamma) \tag{2.24}$$

ahol

$$\gamma = \frac{d_g}{d_m} \cdot \cos \alpha \tag{2.25}$$

a *középátmérő szám* [11]. A (2.23) egyenletből a kosár szögsebessége számolható (2.26).

$$\omega_m = \pi n_b (1 - \gamma) \tag{2.26}$$

A kosár belső gyűrűhöz viszonyított relatív szögsebessége

$$\omega_{mb} = \omega_m - \omega_b = -\pi n_b (1 + \gamma) \tag{2.27}$$

Csúszásmenetes gördülést feltételezve a gördülőelem sebessége

$$\frac{1}{2} \omega_g d_g = \frac{1}{2} \omega_{mb} d_p = -\frac{\pi n_b}{2} d_m (1 - \gamma^2) \tag{2.28}$$

Átrendezve a (2.20) egyenletet, valamint felhasználva, hogy az érintkezési pontban $v_b = v_y$ a (2.29) egyenlet adódik.

$$v_b = -\frac{1}{2} d_g \omega_g + \frac{1}{2} d_m \omega_m (1 - \gamma) \tag{2.29}$$

Felhasználva a (2.26) és (2.28) egyenleteket a belső gyűrű és a gördülőelem érintkezési pontjában fellépő kerületi sebesség érékére a (2.30) összefüggést kapjuk [11].

$$v_b = \pi n_b d_m (1 - \gamma) \tag{2.30}$$

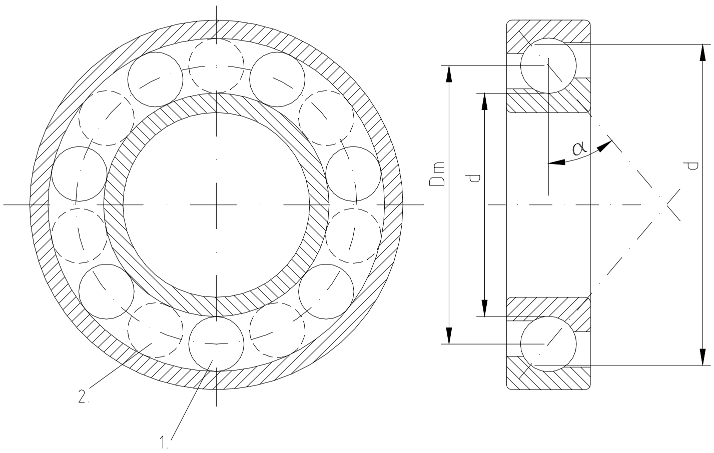
Hasonló levezetéssel a gördülőelem és külső gyűrű érintkezési pontjában fellépő kerületi sebesség a (2.31) képlet alapján számítható ki [11].

$$v_k = \pi n_k d_m (1 + \gamma) \tag{2.31}$$

2.3 GÖRDÜLŐCSAPÁGYAKBAN KELETKEZŐ REZGÉSEK

A gördülőcsapágyak szerkezeti kialakításuk miatt rezgéskeltők [11]. A keletkező rezgések a csapágy szerkezeti felépítéséből, a csapágy elemek gyártási hibáiból vagy elhasználódásából adódnak. A csapágy által gerjesztett rezgések különböző frekvencia tartományban jelentkeznek. A keletkező rezgések frekvenciája függ a csapágygyűrű forgási sebességétől és a meghibásodás jellegétől.

A gördülőcsapágyak szerkezeti felépítéséből adódó rezgések oka a radiális csapágyhézag és a gördülőelemek közötti osztás [11].



2.3 ábra Egysoros, ferdehatásvonalú golyóscsapágy

A 2.3. ábrán egy egysoros, ferde hatásvonalú golyóscsapágy látható metszetben. Ha a külső gyűrű n_k, a belső gyűrű n_b fordulatszámmal forog a csapágy tengelye körül akkor – pontszerű érintkezést feltételezve – az érintkezési pontokban a kerületi sebesség a (2.30) és (2.31) egyenletekből a (2.32 és (2.33) képletekkel számítható.

$$v_b = \pi n_b \left(d_m - d_g \cos\alpha\right) \tag{2.32}$$

$$v_k = \pi n_k \left(d_m + d_g \cos\alpha\right) \tag{2.33}$$

A gördülőelemek középpontjának kerületi sebessége (2.34),

$$v_m = \frac{v_b + v_k}{2} = \frac{\pi}{2}\left[n_b\left(d_m - d_g \cos\alpha\right) + n_k\left(d_m + d_g \cos\alpha\right)\right] \tag{2.34}$$

melyből annak fordulatszáma a γ középátmérő-szám felhasználásával meghatározható (2.35).

$$n_m = \frac{1}{2}\left[n_b(1-\gamma) + n_k(1+\gamma)\right] \tag{2.35}$$

A csapágykosár fordulatszáma megegyezik a gördülőelemek középpontjának fordulatszámával, ezért a kosár kiegyensúlyozatlanságából adódó rezgés frekvenciája (2.36).

$$f_{kosár} = \frac{1}{2}\left[n_b(1-\gamma) + n_k(1+\gamma)\right] \tag{2.36}$$

A rezgés frekvenciája álló külső gyűrű esetén (2.37),

$$f_{kosár\ belső} = \frac{1}{2}(1-\gamma)\,n_b \tag{2.37}$$

álló belső gyűrű esetén pedig (2.38).

$$f_{kosár\ külső} = \frac{1}{2}(1+\gamma)\,n_k \tag{2.38}$$

A $f_{kosár}$ mennyiséget az angol nyelvű szakirodalom **FTF** (*Fundamental train frequency*)-nek azaz „*alap csoportfrekvencia*"-nak vagy „*kosár frekvencia*"-nak nevezi.

Az $f_{kosár\ külső}$ (FTF_i) és $f_{kosár\ belső}$ (FTF_o) mennyiségek angol elnevezése *(Fundamental train frequency for rotating inner ring)* „kosár frekvencia forgó belső gyűrű esetén" és *(Fundamental train frequency for rotating outer ring)* „kosár frekvencia forgó külső gyűrű esetén".

A 2.3. ábrán folytonos- illetve szaggatott vonallal jelöltem a golyók két tetszőleges pozícióját. Könnyen belátható, hogy amint a gördülőelemek az 1.-es pozícióból a 2.-es pozícióba mozdulnak el, megfelelő terhelés esetén megnő a külső-, illetve a belső gyűrűk közötti relatív távolság, azaz a „*csapágyhézag*[2]". Ez a relatív távolságváltozás a gördülőelemek számával, a csapágy geometriával és a fordulatszámmal szorosan összefüggő frekvenciájú, ám nem teljesen szinuszosan változó rezgést generál. Mivel egy *Z* gördülőelem számú csapágy egy körülfordulása esetén a relatív távolságváltozás *Z*-szer játszódik le, a gördülő testek áthaladásából adódó rezgés frekvenciája a fordulatszám *Z*-szerese lesz.

Ha a gördülőelem a külső gyűrű egy adott pontján halad át, akkor a kinematikai rezgések frekvenciája (2.39):

$$f_{külső} = Z\left|n_m - n_k\right| \tag{2.39}$$

amely a (2.35) egyenletből (2.40).

$$f_{külső} = \frac{Z\left|n_b - n_k\right|}{2}(1-\gamma) \tag{2.40}$$

Ezt a frekvenciát a szakirodalom *„külső gyűrű meghibásodás okozta rezgés frekvenciája"* vagy **BPFO** *(Ball-Pass Frequency of the Outer Race)*-nak nevezi.

Ha a gördülőelem a belső gyűrű egy adott pontján halad át, akkor a kinematikai rezgések frekvenciája (2.41)

$$f_{belső} = Z\left|n_b - n_m\right| \tag{2.41}$$

amely szintén a (2.35) egyenletből (2.42) alakban írható.

[2] Csapágyhézag: az a távolság mellyel az egyik csapágygyűrű a másikhoz képest radiális (radiális hézag), vagy axiális (axiális hézag) irányban képes elmozdulni az egyik határhelyzetből a másikba [S.6].

$$f_{belső} = \frac{Z\left|n_b - n_k\right|}{2}(1+\gamma) \tag{2.42}$$

Ezt a frekvenciát a szakirodalom *„belső gyűrű meghibásodás okozta rezgés frekvenciája”* vagy **BPFI** *(Ball-Pass Frequency of the Inner Race)*-nek nevezi.

A gördülőelem saját tengelye körüli szögsebessége kétféleképpen határozható meg. Feltételezve, hogy a gördülőelem csúszásmentesen gördül a belső gyűrű felületén, az érintkezési pontban a gördülőelem kerületi sebessége (2.43).

$$v_g = d_p \pi (n_m - n_b) \tag{2.43}$$

A fenti egyenletből (2.44) helyettesítéssel és

$$d_p = d_m (1-\gamma) \tag{2.44}$$

a (2.35) felhasználásával (2.45) adódik.

$$f_g = \frac{1}{2}\frac{d_m}{d_g}\left(1-\gamma^2\right)\left|n_k - n_b\right| \tag{2.45}$$

Hasonló eredményre lehet jutni a gördülőelem külső gyűrűn való csúszásmentes gördülését feltételezve. Az ebből adódó rezgés frekvenciáját a *„gördülőelem okozta kinematikai rezgés frekvencia*”-nak vagy **BSF** (*Ball-spin frequency*)-nek nevezik

$$f_g = \frac{1}{2}\frac{d_m}{d_g}\left(1-\gamma^2\right)\left|n_k - n_b\right| \tag{2.46}$$

A gördülőcsapágyakban keletkező rezgések frekvenciáinak - összefoglaló néven „Csapágyfrekvenciák” (Bearing Frequencies) vagy „Csapágy- hibafrekvenciák” (Bearing Defect Frequencies - BDF) - meghatározására szolgáló összefüggéseket, a 2.2 táblázatban összesítem.

Jele	Képlete	Mértékegysége
BPFI	$f_{belső} = \frac{Z \cdot \left|(n_b - n_k)\right|}{2} \cdot (1+\gamma)$	[Hz]
BPFO	$f_{külső} = \frac{Z \cdot \left|(n_b - n_k)\right|}{2} \cdot (1-\gamma)$	[Hz]
BSF	$f_{golyó} = \frac{1}{2} \cdot \frac{d_m}{d_g} \cdot \left(1-\gamma^2\right) \cdot \left|n_k - n_b\right|$	[Hz]
FTF_i	$f_{kosár\ belső} = \frac{1}{2} \cdot (1-\gamma) \cdot n_b$	[Hz]
FTF_o	$f_{kosár\ külső} = \frac{1}{2} \cdot (1+\gamma) \cdot n_k$	[Hz]
-	$\gamma = \frac{d_g}{d_m} \cdot \cos\alpha$	-

2.2 táblázat Csapágyrezgések frekvenciáinak meghatározására szolgáló összefüggések

Abban az esetben, amikor a beépített csapágyra vonatkozóan nem áll rendelkezésre minden adat, a 2.3 táblázatban található közelítő összefüggések is alkalmazhatók [55].

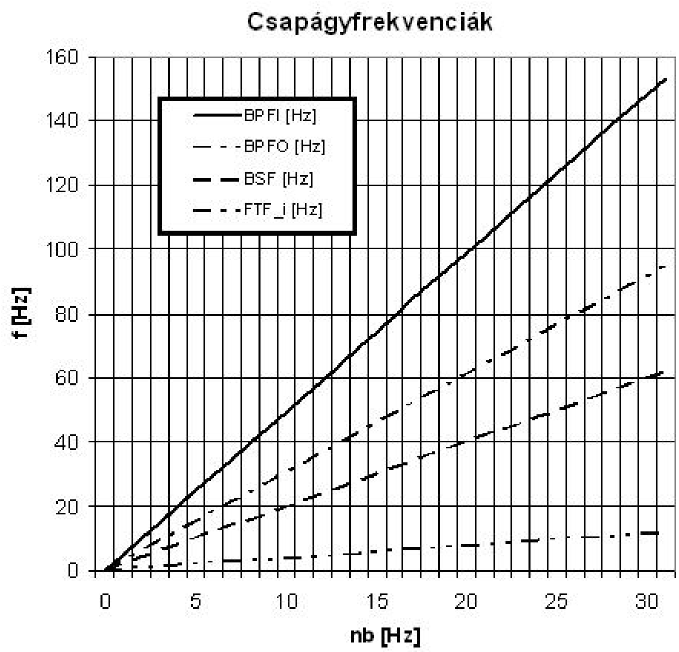
Jele	Képlete	Mértékegysége
BPFI	$f_{belső} = n \cdot 60\% \cdot Z = n \cdot 0.6 \cdot Z$	[Hz]
BPFO	$f_{külső} = n \cdot 40\% \cdot Z = n \cdot 0.4 \cdot Z$	[Hz]

2.3 táblázat Csapágyrezgések frekvenciáinak meghatározására szolgáló közelítő összefüggések

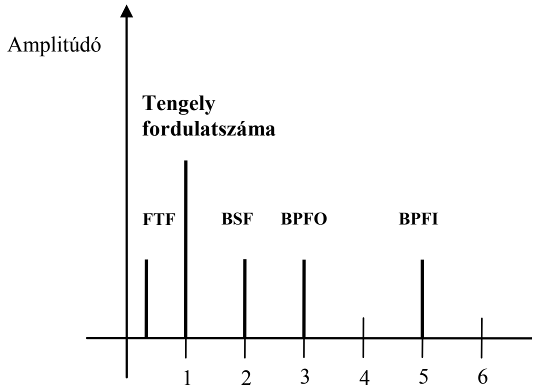
A 6204 típusú, egysoros mélyhornyú golyóscsapágy, álló külső gyűrű és különböző fordulatszámokkal forgó belső gyűrű esetén számolt csapágyfrekvenciák a 2.4 táblázat szerint alakulnak. A 2.4 ábrán a csapágyfrekvenciák értékei láthatók a belső gyűrű fordulatszámának függvényében. A csapágyfrekvenciák lineáris függvényei a tengely fordulatszámának. Az 1Hz-es tengely fordulatszámhoz tartozó frekvenciák értékeit a 2.5 ábrán külön is kirajzoltam. A kosár meghibásodásából származó rezgések frekvenciája a legkisebb. Ezt követi a tengely forgásából származó rezgés összetevő, majd a gördülőelem forgásából származó komponens. Némely szakirodalom [11] ezt a területet a forgórész mozgásával összefüggő rezgések tartományának (Rotor Frequency Region) nevezi.

2.4 táblázat Csapágyfrekvenciák alakulása 6204 típusú egysoros mélyhornyú golyóscsapágy álló külső gyűrű és különböző fordulatszámú belső gyűrű esetén

nb [min^{-1}]	**nb [Hz]**	**FTF_i [Hz]**	**BSF [Hz]**	**BPFO [Hz]**	**BPFI [Hz]**
0	0	0	0	0	0
60	1	**0,38**	**2,00**	**3,06**	**4,95**
90	1,5	0,57	3,00	4,58	7,42
110	1,83	0,70	3,66	5,60	9,07
140	2,33	0,89	4,66	7,13	11,54
170	2,83	1,08	5,66	8,66	14,01
210	3,5	1,34	6,99	10,69	17,31
250	4,17	1,59	8,33	12,73	20,60
275	4,58	1,75	9,16	14,00	22,66
390	6,5	2,48	12,99	19,86	32,14
430	7,17	2,74	14,32	21,89	35,44
495	8,25	3,15	16,49	25,20	40,80
610	10,17	3,88	20,32	31,06	50,27
775	12,92	4,93	25,81	39,46	63,87
950	15,83	6,05	31,64	48,37	78,30
1200	20	7,64	39,97	61,10	98,90
1860	31	11,84	61,95	94,71	153,30



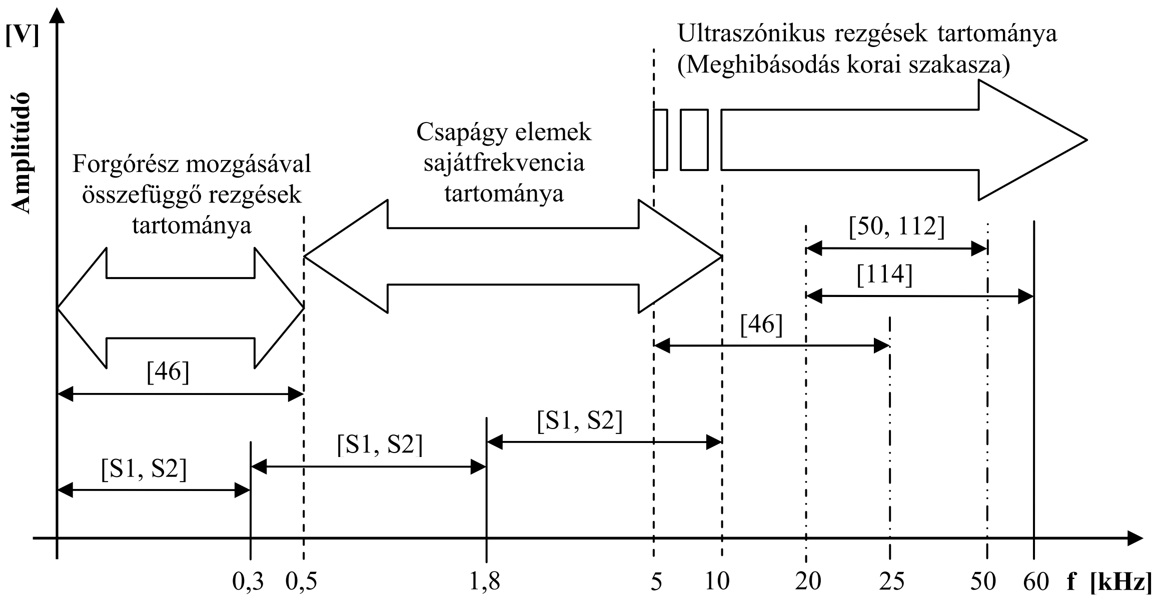
2.4 ábra Csapágyfrekvenciák alakulása 6204 típusú egysoros mélyhornyú golyóscsapágy álló külső gyűrű és különböző fordulatszámú belső gyűrű esetén



2.5 ábra Csapágy hibafrekvenciák alakulása 1 Hz-es belső gyűrű fordulatszám és álló külső gyűrű esetére

2.4 GÖRDÜLŐCSAPÁGYAK MEGHIBÁSODÁSÁNAK FOKOZATAI

A gördülőcsapágyak meghibásodásának fokozatait egyes szakirodalmak [46] három, mások négy csoportba [50, 112, 114] sorolják. Ezek a szakaszok: *kezdeti meghibásodás*, *meghibásodási állapot* és *közel katasztrofális/katasztrofális meghibásodási állapot*. Más szakirodalmak [50, 112, 114] az egyes állapotokat számokkal azonosítják. Megkülönböztetnek 1-es, 2-es, 3-as és 4-es állapotot. Az 1-es állapot megfelel a *kezdeti meghibásodás*, a 2-es és a 3-as korai szakasza a *meghibásodási állapotnak*. A 3-as későbbi szakasza, és a 4-es fázis a *közel katasztrofális/katasztrofális meghibásodási állapotnak* felel meg.



2.6 ábra Gördülőcsapágyban keletkező rezgések frekvencia tartománya az egyes szakirodalmak szerint (a zárójelben a szakirodalmi hivatkozások azonosítói találhatók)

A meghibásodás korai szakaszában, a csapágyban nagyfrekvenciás rezgések keletkeznek melynek forrása a gördülőpályák alatt vagy a gördülőpályák felületén kialakuló mikro-repedések. A rezgések frekvencia tartománya 5-25 kHz, illetve a BPFO nyolcszorosától a megahertzes tartományig terjed [46]. Más szakirodalmak [50, 112] ezt a tartományt 20 kHz-től 50 kHz-ig értelmezett „*véletlenszerű* *ultraszónikus rezgések*" tartományának vagy „Spike Energy" régiónak nevezik. A [114]-ben ezt a frekvencia tartományt kiterjesztik a 20-60 kHz sávra. Ebben a fázisban a csapágyelemek optikai vizsgálata nem mutat érzékelhető meghibásodást.

A meghibásodás következő fázisában a gördülőpálya alatt keletkező repedések kijutnak a gördülő felületre majd növekedni kezdenek. A meghibásodáson áthaladó gördülőelemek által keltett rezgések a csapágy elemek sajátfrekvenciáit gerjesztik. Az amplitúdó spektrumban megjelennek a csapágy elemek sajátfrekvenciái és azok oldalsávjai. A rezgések frekvencia tartománya a BPFO-tól annak hétszereséig terjed [46]. Ezt a tartományt a [46] szakirodalomban „*elsődleges tüskék tartományának*" (Prime Spike Region), a [50, 112, 114]-ben „*csapágyelemek sajátfrekvencia területének*" (Bearing Component Natural Frequency Region) nevezik. A tartomány szélessége 0,1-20 kHz [50, 112] illetve 0,5-20kHz [114]. Az ultraszónikus rezgések tartományába eső frekvencia komponensek amplitúdója tovább nő. Az optikai vizsgálat során a meghibásodások kezdeti jelei figyelhetők meg.

A meghibásodás harmadik fázisában megjelennek a csapágy hibafrekvenciák felharmonikusai. A hiba szétterjedése a harmonikusok számának növekedését vonja maga után a sajátfrekvenciák körül is. A nagyfrekvenciás rezgések amplitúdója tovább nő. A csapágyhőmérséklet növekszik. A csapágy hallható zajt produkál. Az optikai vizsgálat jól látható, esetenként kiterjedt meghibásodást mutat. Ezt a tartományt a „*forgórésszel összefüggő rezgések*" tartományának (Rotor Vibration Region) nevezik [46]. Kiterjedése a tengely fordulatszámának ¼-szeresétől 3-szorosáig, vagy 10-500 Hz-ig tart. Az [50]-ben ezt a tartományt 1-1000 Hz között értelmezik. Ebben a fázisban van utoljára lehetőség a csapágy katasztrofális meghibásodási állapotba kerülése előtti kicserélésére.

A meghibásodás utolsó fázisában a csapágyzaj és a csapágyhőmérséklet jelentős mértékben megnövekedik. Megnő a csapágyhézag, ami a tengely nagyobb mértékű mozgását eredményezi a csapágyhoz képest radiális irányban. A tengely forgásából származó frekvenciák felharmonikus tartalma is megnő. Az egyedi csapágy hibafrekvenciákat és sajátfrekvenciákat elfedi egy szélessávú véletlen zaj. Az ultraszónikus rezgések amplitúdója csökken az „önkovácsolódás" jelensége miatt, ami félrevezető lehet [112]. A csapágy ebben a meghibásodási állapotban veszélyezteti a berendezés és környezete biztonságát.

2.5 Jellegzetes csapágyhibák és okaik

Néha előfordul, hogy a csapágy nem éri el az előre kiszámított névleges élettartamát. Ennek oka lehet a számítottnál nagyobb terhelés, a nem elegendő vagy nem megfelelő kenés, gondatlan kezelés, rossz hatásfokú tömítés vagy túl szoros illesztések, melyek elégtelen belső csapágyhézagot eredményeznek [107].

A meghibásodásokat elsődleges- (primer) és másodlagos- (szekunder) meghibásodások osztályába sorolják (2.5 táblázat)

Primer meghibásodások	***Szekunder meghibásodások***
Kopás	Lepattogzás
Benyomódások	Repedések
Elkenődés	
Felületi károsodások	
Korrózió	
Villamos áram okozta károsodás	

2.5 táblázat Csapágyhibák osztályozása [107]

A csapágyhibák megközelítőleg 90%-át a külső vagy belső gyűrű meghibásodások teszik ki. A további 10%-ot a gördülőelem vagy kosár meghibásodások okozzák [46].

A meghibásodások részletes összefoglalása az A. mellékletben található.

2.6 CSAPÁGYREZGÉS VIZSGÁLATI MÓDSZEREK ÁTTEKINTÉSE

A mozgó gépalkatrészeket tartalmazó berendezések állapota vizsgálható az elmozdulás-, sebesség-, gyorsulás-, idő vagy frekvencia függvényében történő változásának nyomon követésével. Alacsony fordulatszámok esetében relatív elmozdulásérzékelő, közepes fordulatszámok esetében rezgéssebesség érzékelő és magasabb fordulatszámok esetében rezgésgyorsulás érzékelő használható. Az érzékelő átviteli tényezője ennek megfelelően mV/µm, mV/(mm/s) és mV/g. Az elmozdulás mérést általában kiegyensúlyozatlanság, felületi egyenetlenség, hullámosság meghatározására használják. Csapágyak állapotának meghatározására a sebesség- vagy gyorsulásmérésen alapuló módszerek használatosak. Ha valamely szabvány külön nem határozza meg, akkor olyan rezgésérzékelőt kell választani, melynek kimenő jele a vizsgált frekvencia és dinamika tartományban a legnagyobb, valamint átviteli karakterisztikája legkevésbé függ a frekvenciától. Az érzékelő átviteli karakterisztikája lapos kell, legyen a tengely fordulatszámának felétől annak néhányszorosáig terjedő frekvencia tartományban [42]. Az érzékelő rezonancia frekvenciája nem eshet ebbe a tartományba. Alacsony kimeneti feszültségek (1-5 mV) esetében vigyázni kell a megfelelő földelésre és a külső elektromos zajok mérési eredmény kiértékelését megnehezítő hatására. A vizsgálat lehet rendszeres, vagy alkalomszerű. Ilyen alkalmak a gépátadás vagy átvétel, a nagyjavítás előtti vagy utáni beüzemelés.

A rezgésmérésre vonatkozó előírások meghatározzák a mérési paraméterekre, a mérendő mennyiségekre, a mérési helyekre és körülményekre, a mérőműszerekre és a kiértékelésre vonatkozó követelményeket. A régi ISO 2372 illetve az ISO 3945 szabványok helyébe lépő ISO 10816-1:1995 szabványok *átfogó rezgésszint mérést* javasolnak különböző géposztályokba tartozó berendezések állapotának meghatározására.

Az *átfogó rezgésvizsgálati módszer* (*overall vibration measurement*) esetében a rendszer állapotát egyetlen számmal fejezzük ki. Ez a szám a rezgéssebesség RMS értéke (*Root Mean Square*: *négyzetes középérték* vagy *effektív érték*), mely a rezgési energia szintjét kifejező mutató szám. Általánosan elfogadott szabály szerint az átfogó rezgésszint mérés csak egyszerű, nem kritikus berendezések állapotának felderítésére használható [115]. Összetett gépészeti berendezéseknél pl. fogaskerék hajtómű, a meghibásodás állapotát kifejező rezgés összetevő (fogkapcsolódási frekvencia) nem minden esetben a legnagyobb amplitúdójú harmonikus. Átfogó rezgésszint mérés esetében az RMS értékben ezért csak akkor következik be jelentős mértékű változás, ha a vizsgált rezgésösszetevő amplitúdója eléri, vagy meghaladja a legnagyobb amplitúdójú harmonikus értékét. Gördülőcsapágyak amerikai ANSI/AFBMA Std. 13-1970 [S.1] és német DIN 5426 [S.2] szabvány szerinti átfogó rezgésszint mérésénél ezért az érzékelő által lefedett frekvencia tartományt három, a meghibásodási állapot jellemzése szempontjából kiemelkedően fontos sávra osztották. A csapágynak teljesítenie kell az 50-300 Hz, 300-1800 Hz és 1800-10000 Hz frekvencia sávokban mért rezgéssebesség RMS értékekre előírt határértékeket. Az egyes frekvencia sávokat a szabványban előírt specifikációjú szűrőkkel választják szét. Az átlagolás periódusideje nem lehet kisebb, mint 0,5 s az amerikai, és 1,0 s a német szabvány szerint.

Ebben a fejezetben áttekintjük a szabványok ajánlásaiban és a gyakorlatban alkalmazott rezgésvizsgálati módszereket, valamint ismertetjük azok matematikai alapjait.

2.6.1 Időtartománybeli vizsgálatokon alapuló módszerek

A legegyszerűbb vizsgálati módszer az időtartománybeli analízis [66]. A gépalkatrész rezgésadataiból számolható az *effektív érték* más néven *négyzetes középérték* (RMS) és a *csúcstényező* (Crest factor).

$$X = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T f^2(t)\cdot dt} \tag{2.47}$$

A *T* időt *periódusidőnek*, az ehhez tartozó frekvenciát

$$f_0 = \frac{1}{T} \tag{2.48}$$

alapfrekvenciának (2.48), a

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T} \tag{2.49}$$

(2.49) képlettel definiált mennyiséget *körfrekvenciának* nevezzük.
A *csúcstényező* definíció szerint a csúcsérték és a gyorsulás RMS értékének hányadosa (2.50).

$$k_p = \frac{X_p}{X} \tag{2.50}$$

Néhány kutató a csapágy rezgésgyorsulásának statisztikai elemzéséből von le következtetéseket a csapágy állapotáról. A jó állapotban lévő csapágy gyorsulásának valószínűség sűrűségfüggvénye normál eloszlást (Gauss-eloszlás) követ, azonban a hibás csapágyé ettől eltérő. A sűrűségfüggvények tanulmányozása helyett azonban célszerű egyetlen adattal kifejezni a csapágy állapotát. Erre a valószínűségi változók momentumai (2.51) alkalmasak.

$$M_x = \int_{-\infty}^{+\infty} x^n \cdot P(x)\cdot dx \quad n = 1,2,3,...,m, \tag{2.51}$$

Ahol *P(x)* a rezgésadatok pillanatnyi amplitúdójának valószínűség sűrűségfüggvénye.
Az első és a második momentumot *átlagnak* (mean) és *varianciának* nevezzük. A harmadik momentum normalizálva a *szórás-* (standard deviation), köbére emelve *ferdeség* (skewness) együtthatókként ismert. A negyedik momentum normalizálva a szórás negyedik hatványára *csúcsossági együttható* (Kurtózis) néven ismert. A Kurtózis képlete (2.52),

$$\beta_2 = \frac{\int_{-\infty}^{+\infty} (x-\bar{x})^4 \cdot P(x)dx}{\sigma^4} \tag{2.52}$$

ahol $\bar{x}$ az átlag.

Egy meghibásodás-mentes, normál eloszlással rendelkező csapágy esetében a Kurtózis értéke közel van 3-hoz. A 3-asnál nagyobb érték önmagában a közelgő meghibásodás mutatója [13]. A módszer hátránya, hogy a kiterjedt meghibásodások esetében a Kurtózis értéke lemegy a hibátlan csapágyaknál tapasztalható 3-as értékhez.

A meghibásodások kialakulásának korai szakaszában, a csapágyelemben nagyfrekvenciás rezgések keletkeznek. A nagyfrekvenciás rezgések érzékelésével és feldolgozásával az SPM-módszer (Shock Pulse Method) képes kimutatni a meghibásodás korai állapotát. Az eljárás piezoelektromos érzékelőt használ melynek rezonancia frekvenciája 32kHz. Léteznek olyan eszközök is melyek rezonancia frekvenciája 100kHz körüli érték. A csapágyban kialakuló meghibásodások által gerjesztett ütésimpulzusok (shock pulse) csillapított oszcillációt indítanak meg az érzékelőben annak rezonáns frekvenciáján. A csillapított tranziensek maximális értéke a csapágy állapotára utal. A módszer előnye, hogy a zajnak tekinthető más forrásból származó alacsony frekvenciás rezgések nem befolyásolják a kiértékelést, mivel ezeket kiszűrik. Az SPM módszer adatokat szolgáltat a csapágy károsodásával, kenési állapotával valamint a beállítás és a terhelés hatásaival kapcsolatban [119].

2.6.2 Frekvencia-tartománybeli vizsgálatokon alapuló módszerek

A rezgés adatok frekvencia tartománybeli vagy spektrális vizsgálata talán a legszélesebb körben alkalmazott a csapágyhibák felderítésére. A modern gyors Fourier-transzformáción (FFT) alapuló műszerek megjelenése jelentősen felgyorsította a hibafeltárás folyamatát. Manapság, az FFT algoritmusát mikroprocesszorokban, mikrovezérlőkben, digitális jelprocesszorokban (DSP), FPGA és ASIC áramkörökben szintetizálva is megtalálhatjuk.

A Fourier-transzformáció (Fourier-integrál) a matematikai analízis eszköze, melynek segítségével egy időben folytonos jelet szinuszos[3] jelkomponensek összegére bonthatunk fel. A transzformációról és változatairól bővebben a [35] szakirodalomban olvashatunk.

A spektrumban előforduló periodicitások keresésére Cepstrum-analízis használható. A Cepstrum (2.53) definíció szerint, a Fourier-transzformált abszolút érték logaritmusának inverz Fourier-transzformáltja.

$$c[\tau] = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \log \left| F\left(e^{j\omega}\right) \right| e^{j\omega\tau} d\omega \tag{2.53}$$

A megadható együtthatókészletet cepstrális együtthatóknak nevezzük. A Cepstrum létezik valós és komplex alakban is.

A *burkológörbe-spektrum* – eredeti nevén High-Frequency Resonance Technique (HFRT) – a gépállapot-felügyelet gyakran használt eszköze. A burkológörbe detektálás célja a rezgésjel ismétlődő komponensének felerősítése, a mechanikai állapot megváltozásának korai jelzése céljából [25]. A módszert leginkább csapágyrezgés vizsgálat és fogaskerék hiba analízisnél alkalmazzák. A HFRT módszer esetében a csapágyrezgés jelet egy felüláteresztő szűrőn engedik át, melynek segítségével kiszűrik az alacsony frekvenciás mechanikai zajokat. A következő lépésben előállítják a szűrt jel burkológörbéjét. A burkológörbe periodicitását spektrális analízis vagy autókorreláció segítségével vizsgálják melyet, összehasonlítanak a karakterisztikus hiba frekvenciákkal. Ha egyezést találnak, a csapágyat hibásnak minősítik.

A SEE[4] eljárást, mely az akusztikus emissziós (AE) eljárások egyik fajtája, az SKF fejlesztette ki a csapágy vizsgálat hatékonyságának javítása céljából. A módszer nagyfrekvenciás AE jelérzékelésen alapul a 250kHz - 350kHz frekvenciatartományban [105]. A hagyományos rezgés analízis a 0 Hz – 20kHz, más burkológörbe technikák az 5 kHz – 60 kHz tartományban vizsgálják a meghibásodások által gerjesztett rezgéseket. Az AE átalakító által kibocsátott nagyfrekvenciás, pulzáló feszültég jel a meghibásodás jelenlétét jelzi. A módszer lehetőséget nyújt a meghibásodások és kenési problémák korai detektálására. A SEE értéket statisztikai átlag és szórás számításával határozzák meg. A normálistól eltérő SEE érték nem megfelelő kenés vagy csapágy meghibásodás kezdetét jelzi előre.

[3] A villamos gyakorlatban szinuszos jelekről beszélünk még akkor is, ha egy jelet a koszinusz függvénnyel írunk le.
[4] Spectral Emitted Energy

SEE érték	Hiba fajtája
0-3	Nincs azonosítható hiba
3-20	Kenési probléma, szennyeződés, csapágyhiba könnyű terhelésnél vagy kisebb csapágy hiba normál terhelésnél
20-100	Csapágy hiba vagy szennyező anyag
>100	Súlyos csapágy probléma

2.6 táblázat SEE érték értelmezése [105]

2.6.3 Idő-frekvencia tartománybeli vizsgálatokon alapuló módszerek

Az idő-frekvencia felbontások (Time-frequency Distribution - TFD) lineáris vagy kvadratikus eloszlások csoportjába sorolhatók. A lineáris idő-frekvencia eloszlások osztályába tartozik az ablakozott Fourier-transzformáció (STFT) és a wavelet-transzformáció (WT). Mind a két eljárás időben és frekvenciában jól koncentrált elemi függvényekre bontja fel a vizsgálandó jelet.

A kvadratikus TFD a jel energiáját két változó az idő és a frekvencia függvényében vizsgálja. A *spektrogram* (SP) azaz a STFT abszolút értékének négyzete, a *scalogram* (SC) azaz a WT abszolút értékének négyzete és a *Wigner-Ville eloszlás* mind ilyen tulajdonsággal rendelkezik. A fent említett három eloszláson kívül létezik még sok más eloszlás, de ezek használata terjedt el a legjobban.

A bennünket körülvevő jelek többsége időben folyamatosan változik. Ha meg akarjuk határozni egy adott időpillanatban egy *f(t)* jel frekvencia komponenseit, akkor erre a Fourier-transzformációt (2.53) nem használhatjuk. A Fourier-integrál a jel frekvenciatartalmának nagyon jó reprezentációját adja, viszont nem nyújt semmilyen információt arról, hogyan változik az adott frekvencia komponens az időben. Időbeli lokalizációt a jel ablakozásával, azaz ablakfüggvénnyel – ablakozó függvénnyel – *g(t)* való szorzásával érhetünk el.

Az ablakozó függvény helyes megválasztása döntő jelentőségű az idő-frekvencia felbontóképesség szempontjából. A különböző ablakozó függvények tulajdonságaival [P4] publikációban részletesen foglalkoztunk.

Az időben lokalizált függvény Fourier-transzformációját a szakirodalomban ablakozott Fourier-transzformációnak – Short Time Fourier Transformation (STFT) – nevezik (2.54).

$$STFT\{f(\omega,t)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)\cdot g(t-u)\cdot e^{-j\omega t}dt \qquad (2.54)$$

A wavelet-transzformáció (WT) (3.36) – melynek elméletével a harmadik fejezetben részletesen foglalkozom – hasonló elven alapul, mint a STFT. Ebben az esetben az ablakozott és időben eltolt szinuszos analizáló függvények helyett skálázott és időben eltolt bázis függvényekkel (3.1) ún. „waveletek” (hullámocskák)-kal vett belső szorzatot számolunk.

A *spektrogram* (2.55) mindig pozitív, valós értékű idő-frekvencia eloszlás, melynek felbontása az idő-frekvencia síkon mindig egyforma.

$$SP\{f(\omega,t)\} = \left|STFT\ f(\omega,t)\right|^2 = \left|\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\cdot g(t-u)\cdot e^{-j\omega t}dt\right|^2 \qquad (2.55)$$

Mivel az ablakozó függvény egységnyi energiájú, ezért a spektrogram felfogható, mint jel idő-frekvencia tartomány (ω, t) pontjában mérhető energiájának értéke. Az idő- és frekvenciatartománybeli felbontás függ az alkalmazott ablakozó függvénytől és maximális értéke a *Heisenberg-Gabor bizonytalansági elv*[5] által behatárolt mértékű.

A *scalogram* eloszlás (3.40) származtatásával és tulajdonságaival szintén a harmadik fejezetben foglakozunk.

Az STFT és a WT időben és frekvenciában jól lokalizált bázisfüggvényekkel korreláltatják a jelet. Ezen transzformációk által biztosított pillanatnyi energia információ függ az ablakozó- illetve bázisfüggvények idő és frekvencia tartománybeli kiterjedésétől.

Egy jel energiáját az idő- vagy frekvenciatartományban a *Parseval formula* (2.56) segítségével lehet meg adni.

$$\|f\|^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} |f(t)|^2 \, dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \left|\hat{f}(\omega)\right|^2 d\omega \tag{2.56}$$

A Wigner-Ville (WV) eloszlás (2.57) a jelet önmagával korreláltatja, ezáltal jobb energia koncentráltságot érünk el.

A $|f(t)|^2$ és a $\dfrac{1}{2\pi}\left|\hat{f}(\omega)\right|^2$ tényezőket időbeli- illetve frekvenciabeli energiasűrűségként lehet értelmezni. Mivel egy jel adott időpillanatbeli energiáját nehéz meghatározni ezért célszerűbb a „t” időpillanat körül egy $\left(t - \dfrac{\tau}{2}, t + \dfrac{\tau}{2}\right)$ időintervallumot felvenni.

$$WV\{f(u,\xi)\} = \int_{-\infty}^{\infty} f\left(u + \frac{\tau}{2}\right) \cdot f^*\left(u - \frac{\tau}{2}\right) \cdot e^{-j\xi\tau} d\tau \tag{2.57}$$

A Wigner-Ville eloszlás biztosítja a legnagyobb jel energia koncentrációt az idő-frekvencia síkon [75]. A WV eloszlás mindig valós mennyiség, függetlenül attól, hogy a jel valós vagy komplex. Hátrány viszont, hogy nem mindig pozitív mennyiség. A WV nem lineáris eloszlás, mely kovariáns az időbeli- frekvenciabeli eltolásra és a skálázásra. A két jel összegének WV eloszlása nem egyenlő a jelek WV eloszlásainak összegével. A transzformáció következtében megjelenik egy harmadik tag, mely megnehezíti az adatok helyes kiértékelését. Ezt a tényezőt vegyes tagnak „*Cross-term*” nevezünk.

[5] Heisenberg-féle (Heisenberg-Gabor féle) bizonytalansági reláció kimondja, hogy egy részecske helyét vagy impulzusát viszonylagos pontossággal meg lehet határozni, de a kettőt együtt csak valamilyen bizonytalansággal lehet megbecsülni.

3. WAVELET ANALÍZIS

A wavelet analízis az utóbbi évtizedekben került a figyelem középpontjába. Az analízisnek ezt a fajtáját a tranziens jelek hatékony ábrázolásának képessége teszi népszerűvé a jelfeldolgozás területén. Különböző típusú és fajtájú wavelet bázisfüggvények állnak a felhasználók rendelkezésére. A bázisfüggvények különböznek *support*[6]-ban, eltűnési tényezőben *(vanishing moments*[7]), regularitásban, szimmetriában és ortogonalitásban. A bázisfüggvény lehet komplex vagy valós értékű. Ortogonalitás szerint megkülönböztetünk *semiortogonális*, *ortogonális* és *biortogonális* waveleteket. Az értekezésben csak az ortogonális wavelet bázisfüggvények létrehozásával foglalkozom.

3.1 WAVELET BÁZISFÜGGVÉNYEK

A wavelet bázisfüggvények konstruálásának története a *Haar*-féle ortogonális rendszer megalkotásával kezdődött a múlt század elején (1909) [77]. Ekkor alkotta meg *Haar Alfréd* elsőként a *Hilbert* térnek $L^2(R)$ egy teljes ortonormált rendszerét melyet később *Haar* waveletnek kereszteltek át. A 80-as években megjelent a *Morlet-* , majd a *Gauss*-függvény szerű és *Mexican-Hat wavelet*. További wavelet bázis függvények - a teljesség igénye nélkül - a *Shannon*, *Meyer*, *Battle-Lemarié*, *Daubechies*, *Symlets*, *Coiflets*, *B-spline*, és biortogonális waveletek.

A waveletek olyan normalizált $\|\psi\| = 1$ függvények, melyeket egy "*mother wavelet*"-nek nevezett $\psi(t)$ bázis függvényből eltolással és nyújtással állítunk elő.

$$\psi_{b,a}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}}\psi\left(\frac{t-b}{a}\right), \quad a > 0 \tag{3.1}$$

ahol "a" a nyújtásért és zsugorításért felelős *skálaparaméter*
"b" az *eltolási paraméter*

Ahhoz, hogy egy $\psi(t)$ függvényt wavelet függvénynek nevezhessünk, valamint ahhoz, hogy transzformáció segítségével egy $f(t) \in L^2$ időfüggvényt vissza lehessen állítani wavelet együtthatóiból a függvénynek teljesítenie kell az alábbi feltételeket:

1. A $\psi(t)$ függvény integráljának nullának kell lennie.

$$\hat{\psi}(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \psi(t)\, dt = 0 \tag{3.2}$$

---

[6] *support*: egy függvény azon pontjainak halmaza ahol a függvény értéke nem zérus.
[7] *vanishing moments*: annak a mértéke, hogy egy wavelet a frekvencia tartományban hányszor differenciálható folytonosan az ω=0 helyen.

2. A $\psi(t)$ függvénynek teljesítenie kell a megengedhetőségi[8] feltételt.

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\left|\hat{\psi}(\omega)\right|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \tag{3.3}$$

ahol C_Ψ az analizáláshoz használt wavelettől függő állandó

A (3.2) egyenlet értelmében a wavelet oszcilláló időfüggvény. Ez a függvény az időtartományban lokalizált. Az oszcilláció mértékét az eltűnési tényező (3.4), az időbeli lokalizáció mértékét a *support* határozza meg.

$$\int_{-\infty}^{+\infty} t^k \psi(t) dt = 0 \qquad 0 \le k < p \tag{3.4}$$

ahol
„p" az eltűnési tényező (*vanishing moments*)

3.2 Változó Felbontású Analízis (MRA)

A vizsgálandó jelek egy része felfogható olyan összetett jeleknek, melyeknél az „alacsony frekvenciás" jelre „nagyfrekvenciás" jelkomponensek szuperponálódnak. Az „alacsony" és a „nagyfrekvenciás" jelző a jelkomponens vizsgált frekvenciatartományon belüli elhelyezkedésre utal. A jelkomponensek megkülönböztethetőségét a *felbontás* határozza meg. A felbontás megadja annak a mértékét, amely alatt a jel részletei már nem észlelhetők. Egy jel adott felbontás melletti közelítésekor elhagyjuk mindazon jelösszetevőket melyek felbontása az adott szint alatti. A felbontás növelésével újabb és újabb részletek adódnak a jelhez. Ha a felbontást egy meghatározott szintig - kivételes esetekben a végtelenségig - növeljük, akkor visszanyerjük az eredeti jelet. Az előbb említett eljárást a szakirodalmak *„Változó Felbontású Analízis*" (MRA[9]) néven említik.

Az MRA wavelet tervezésbeli jelentősége abban áll, hogy ha sikerül találni egy MRA-val összefüggő skálázó függvényt, akkor biztosan találunk hozzá egy ortonormált wavelet bázist [77].

Az MRA elméletét 1986-ban, *Mallat* és *Meyer* fogalmazta meg. Az elmélet szerint az MRA szukcesszív approximációs terek halmazából áll. Ezek a $L^2(R)$ tér olyan zárt alterei melyekre igazak az alábbi összefüggések [77].

$$...V_2 \subset V_1 \subset V_0 \subset V_{-1} \subset V_{-2}... \tag{3.5}$$

$$\forall (j,k) \in Z^2, f(t) \in V_j \Leftrightarrow f(t - 2^j k) \in V_j \tag{3.6}$$

$$\forall j \in Z, \quad V_{j+1} \subset V_j \tag{3.7}$$

$$\forall j \in Z, f(t) \in V_j \Leftrightarrow f\left(\frac{t}{2}\right) \in V_{j+1} \tag{3.8}$$

$$\lim_{j \to +\infty} V_j = \bigcap_{j=-\infty}^{+\infty} V_j = \{ 0 \} \tag{3.9}$$

[8] Angolszász szóhasználatban "admissibility function".
[9] Angolszász nyelvű szakirodalmakban az MRA rövidítést néhol „Multi Resolution Analysis", „Változó Felbontású Analízis", máshol „Multi Resolution Approximations" „Változó Felbontású Közelítések" értelemben használják.

$$\lim_{j \to -\infty} V_j = \overline{\bigcup_{j=-\infty}^{+\infty} V_j} = L^2(R) \tag{3.10}$$

$$\exists \{\phi(t-n)\}_{n \in Z} \text{ mely Riesz bázisa } V_0 \text{ -nak} \tag{3.11}$$

A (3.6) azt jelenti, hogy a $\boldsymbol{V_j}$ alterek invariánsak a 2^j mértékű eltolásra. A (3.7) szerint a 2^{-j} felbontású közelítés minden olyan információt tartalmaz, amely szükséges a 2^{-j-1} felbontású, durvább közelítéshez. A $\boldsymbol{V_j}$ altérben alkalmazott 2-es dilatációs (nyújtó) paraméter megnöveli a felbontást 2-vel (3.8) és garantálja, hogy ez egy újabb közelítést definiál a durvább 2^{-j-1}-es felbontáson. Ahogy a felbontás 2^{-j} tart nullához, úgy az (3.9) szerint elveszítjük az *f(t)* minden részletét. Amint viszont a 2^{-j} tart a végtelenhez (3.10), úgy konvergál a közelítésünk az eredeti jelhez. Az (3.11) biztosítja, hogy bármely $\boldsymbol{V_0}$ -beli *f(t)* függvény előállítható ϕ *Riesz-bázis* függvények segítségével.

A $\{\phi(t-n)\}_{n \in Z}$ *Riesz* bázisa a V_0 térnek, ha a (3.12) egyenlőtlenség teljesül.

$$\frac{1}{B} \le \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left| \hat{\phi}(\omega - 2k\pi) \right|^2 \le \frac{1}{A} \qquad \forall\, \omega \in [-\pi, \pi] \tag{3.12}$$

ahol

$0 < B < A < \infty$ a *Riesz-korlát*[10]

Összefoglalva, egy függvény 2^{-j} felbontású közelítése úgy definiálható, mint a $V_j \subset L^2(R)$ térre vett ortogonális vetület. Az *f(t)* ortogonális vetülete az a $f_j \in V_j$ függvény, amely minimalizálja a $\left\| f - f_j \right\|$ normát. A 2^j szám a *skálaparaméter*, melynek reciproka 2^{-j} a *felbontás*.

Az *f(t)* függvény $\boldsymbol{V_j}$-re vett ortogonális vetületének kiszámításához meg kell keresni $\boldsymbol{V_j}$-nek egy ortonormált bázisát. A bázisok egyetlen, ϕ ún. *skálázó függvény*[11], nyújtással és eltolással előállított verziói segítségével határozhatók meg.

$$\phi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \phi\left(\frac{t - 2^j k}{2^j} \right) \tag{3.13}$$

Az *f(t)*-nek $\boldsymbol{V_j}$-re vett ortogonális vetülete

$$P_{V\,j} f = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \left\langle f, \phi_{j,k} \right\rangle \phi_{j,k} \tag{3.14}$$

ahol $\boldsymbol{P_V}: R \to R$ az ortogonális projekció operátora

$\langle \cdot, \cdot \rangle$ a belső szorzat a $L^2(R)$ térben

Mivel a MRA-t teljes mértékben meghatározza a skálázó függvény, ezért azt úgy kell megkonstruálni, hogy eleget tegyen az (3.5-3.11) feltételeknek.

Legyen $\boldsymbol{W_j}$, $\boldsymbol{V_j}$ -nek $\boldsymbol{V_{j-1}}$ -beli ortogonális komplemense.

[10] Ha *A=B=1* a bázist *ortonormált bázisnak* nevezzük.

[11] Az angolszász elnevezése *Scaling Function*

$$V_{j-1} = V_j \oplus W_j \tag{3.15}$$

akkor *f(t)* –nek ***V*$_{j-1}$** re vett ortogonális vetülete

$$P_{V\,j-1} = P_{V\,j} f + P_{W\,j} f \tag{3.16}$$

ahol ***V*** a közelítés tér és ***W*** a részlet tér

A ***W***-nek egy ortogonális bázisa előállítható, egy skálázott és eltolt verziójú wavelet ψ segítségével (*Mallat*, *Meyer*) [77].

$$\psi_{j,k}(t) = \frac{1}{\sqrt{2^j}} \psi\left(\frac{t - 2^j k}{2^j}\right) \tag{3.17}$$

Az *f(t)* ***V*$_j$** és ***W*$_j$** -beli közelítése (3.18) és (3.19) alakban írható.

$$f_j(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k^j \cdot \frac{1}{\sqrt{2^j}} \cdot \phi\left(\frac{1}{2^j} t - k\right) \tag{3.18}$$

$$g_j(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} d_k^j \cdot \frac{1}{\sqrt{2^j}} \cdot \psi\left(\frac{1}{2^j} t - k\right) \tag{3.19}$$

ahol az együtthatók

$$c_k^j = \left\langle f_{j-1}(t), \phi_{j,k} \right\rangle \tag{3.20}$$

$$d_k^j = \left\langle f_{j-1}(t), \psi_{j,k} \right\rangle \tag{3.21}$$

Ahhoz, hogy az MRA ortonormált legyen, teljesülnie kell a (3.22, 3.23, 3.24) feltételeknek.

$\psi_{j,k}$ és $\phi_{j,k}$ ortonormált bázisa W_j és V_j nek (3.22)

$W_j \perp W_k$ minden $j \neq k$ esetén (3.23)

$$W_j \perp V_j \tag{3.24}$$

A fenti feltételeknek eleget tevő egyenletek (3.25, 3.26, 3.27).

$$\left\langle \phi_{j,k}, \phi_{j,m} \right\rangle = \delta_{k,m} \tag{3.25}$$

$$\left\langle \phi_{j,k}, \psi_{j,m} \right\rangle = 0 \tag{3.26}$$

$$\left\langle \psi_{j,k}, \psi_{l,m} \right\rangle = \delta_{j,l} \cdot \delta_{k,m} \tag{3.27}$$

A skálázó függvény ortonormalitását a frekvencia tartományban a *Poisson összegző formula* fejezi ki (3.28).

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| \hat{\phi}(\omega + 2\pi k) \right|^2 = 1 \tag{3.28}$$

Mivel $\phi(t) \in V_0 \subset V_{-1}$ és $\psi(t) \in W_0 \subset V_{-1}$ ezért bármely V_0 -beli függvény kifejthető V_{-1} -beli bázis függvényekkel.

$$\phi(t) = \sqrt{2}\sum_k h_k \cdot \phi(2t-k) \tag{3.29}$$

$$\psi(t) = \sqrt{2}\sum_k g_k \cdot \phi(2t-k) \tag{3.30}$$

A (3.29) egyenletet *finomítási egyenletnek*[12] „*refinement equation*” nevezzük.

A (3.29) és (3.30) frekvencia tartománybeli alakja (3.31) és (3.32).

$$\hat{\phi}(\omega) = H\left(\frac{\omega}{2}\right)\hat{\phi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \tag{3.31}$$

$$\hat{\psi}(\omega) = G\left(\frac{\omega}{2}\right)\hat{\phi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \tag{3.32}$$

ahol $H(\omega)$ és $G(\omega)$ a h_k és g_k Fourier-transzformáltja.

A (3.31) értelmében bármely MRA-beli skálázó függvény definiálható egy szűrő segítségével. A (3.32) szerint a skálázó függvényből szintén szűréssel állítható elő a wavelet bázis függvény. A G szűrő a H szűrőnek tükör szűrője (3.33).

$$|H(\omega)|^2 + |G(\omega)|^2 = 1 \tag{3.33}$$

A (3.34) egyenletből látható, hogy a G szűrő impulzus válasz függvénye a H szűrő impulzus válaszfüggvényéből származtatható.

$$G(\omega) = e^{-i\omega} H(\omega + \pi) \tag{3.34}$$

Ezeket a szűrőket *Quadrature Mirror Filter* (QMF) vagy *Conjugate Mirror Filter* (CMF)-nek nevezzük.

A (3.34) szűrő diszkrét alakja a (3.35) formában írható fel.

$$g[k] = (-1)^{1-k} h[1-k] \tag{3.35}$$

A fenti elmélet szerint bármely CMF segítségével ortonormált wavelet bázisfüggvényt lehet konstruálni.

[12] Szokásos elnevezése még a „*dilation equatio*n” vagy „two-scale equation”. Tulajdonságaikat a [51] és [53] publikációk részletesen ismertetik

3.3 WAVELET TRANSZFORMÁCIÓ

A wavelet transzformáció mai ismert alakjának megalkotása *P. Goupillaud*, *A. Grossmann* és *J. Morlet* nevéhez fűződik. A transzformáció alapvetően két alakban létezik. Ezek az analízisre szolgáló *Folytonos Wavelet Transzformáció (Continuous Wavelet Transform -CWT*[13]*)* (3.36) és a *Diszkrét Wavelet Transzformáció (Discrete Wavelet Transform - DWT)* (3.38). A CWT a *skálaparaméter* összes lehetséges értékét, a DWT viszont csak annak meghatározott értékeit veheti fel. A transzformációk a szintézisre szolgáló inverz transzformáció (3.37) és a *Wavelet sorok* (3.39) létezésének feltétele a (3.2) és (3.3) egyenletek teljesülése.

$$CWT\ \{f(s,u)\} = \langle f, \psi_{s,u} \rangle = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \frac{1}{\sqrt{s}} \psi^* \left(\frac{t-u}{s} \right) dt \tag{3.36}$$

$$f(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{+\infty}\int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{s^2} \left[CWT\ \{f(s,u)\} \right] \psi_{s,u}(t)\ ds\ du \tag{3.37}$$

$$DWT\ \left\{ f\left(k \cdot 2^{-s}, 2^{-s} \right) \right\} = 2^{\frac{s}{2}} \int_{-\infty}^{+\infty} f(n) \cdot \psi\left(2^s n - k \right)\ dt \tag{3.38}$$

$$f(n) = \sum_s \sum_k \left[DWT \left\{ f\left(k \cdot 2^{-s}, 2^{-s} \right) \right\} \right] \psi_{s,k}(n) \tag{3.39}$$

ahol

“2^{-s}” a nyújtásért és zsugorításért felelős diszkrét, *diadikus skálaparaméter*

“k” a *diszkrét eltolási paraméter* $k,s \in Z$

A CWT használatának előnye az, hogy a *skálaparaméter* megváltoztatásával a waveletnek mind az időtartománybeli kiterjedése mind a sávszélessége megváltozik. Ezáltal jobb idő vagy frekvencia tartománybeli felbontást lehet elérni mind amellett, hogy az analizáló függvény (wavelet) alakja ugyanazt marad.

3.4 SCALOGRAM

A *Scalogram* (3.40) mindig nem negatív, valós értékű idő-skálaparaméter eloszlás, mely a CWT abszolút értékének négyzeteként definiálható. Ez a transzformáció energiatartó. Frekvencia tartománybeli felbontása függ a skála paramétertől.

$$SC\{f(a,b)\} = \left| CWT\{f(a,b)\} \right|^2 = \left| \int_{-\infty}^{+\infty} f(t) \cdot \frac{1}{\sqrt{a}} \psi^* \left(\frac{t-b}{a} \right) dt \right|^2 \tag{3.40}$$

A CWT nem a jel frekvencia tartománybeli, hanem skála paraméter szerinti vizsgálatát teszi lehetővé. A wavelet sávszélességét és sávközépi frekvenciáját meghatározó skála paraméter azonban felhasználható arra, hogy skála paraméter szerinti analízisből a frekvencia tartománybeli vizsgálatra

[13] Szakirodalmi hivatkozásokban gyakran „*Integral Wavelet Transform” (IWT)* néven is említik

térjünk át (3.41). A disszertációban ezért a scalogramot is az idő-frekvencia eloszlások csoportjába sorolom.

A konverzió képlete (3.41):

$$f_{ps} = \frac{f_c}{a \cdot f_{mv}} \tag{3.41}$$

ahol

a	a *skálaparaméter*
f_{mv}	a mintavételi frekvencia [Hz]
f_c	a wavelet sávközépi frekvenciája [Hz]
f_{ps}	A skála paraméternek megfelelő látszólagos (pseudo) frekvencia Hz-ben

4. PONTSZERŰ MEGHIBÁSODÁS GERJESZTETTE REZGÉSEK JELMODELLÉNEK VIZSGÁLATA

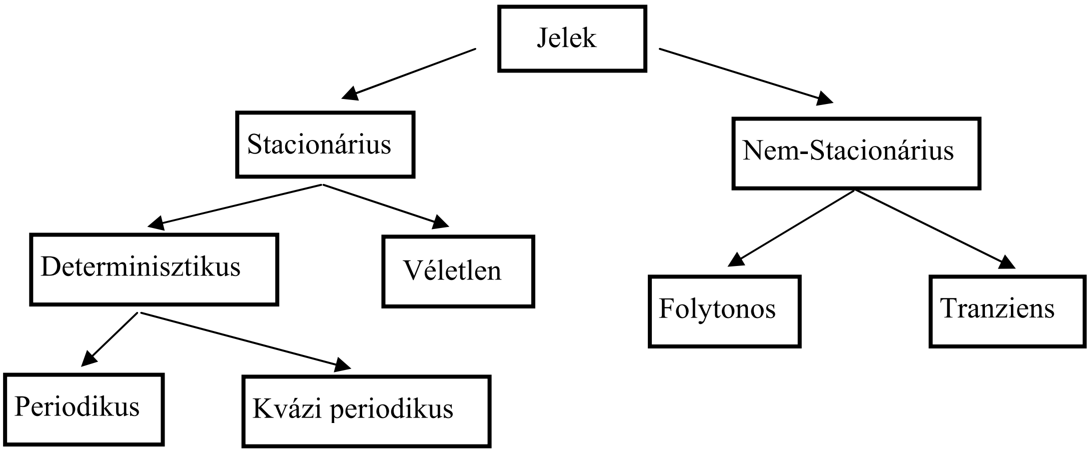
A jel az információ hordozója. A jelfeldolgozás célja a jelnek az eredetitől eltérő jeltérben való reprezentációja azért, hogy minél több információt nyerjünk az adott jelenségről. A reprezentáció kiválasztása döntő fontosságú az analízis szempontjából. Az integrál transzformációk a kommunikációelmélet legfontosabb eszközei. A legismertebb példája a *Fourier*-transzformáció, de ezen kívül más transzformációk is léteznek (*Hartley*, *Hilbert, Laplace*). A villamosságtanban, fizikában, matematikában leggyakrabban használt segédeszköz a *Fourier-* és a *Laplace*-transzformáció. A *Fourier* analízis nélkülözhetetlen segédeszköz, mely kielégítően jellemzi a stacionárius jeleket, azonban nem képes lokalizálni tranziens eseményeket. A legtöbb valós jel időben változik és rövid időtartamú. A *Fourier* analízis feltételezi a jel állandóságát, ami szükségessé teszi a jel teljes időtartományban ($-\infty,+\infty$) való ismeretét. Ez ellentmondásban áll a véges időtartamú tranziens jelek tulajdonságaival. Az eljárásnak nagy hibája az, hogy *Fourier*-transzformáció minden jelet, így az összetett jeleket is szinuszos jelkomponensek szuperpozíciójaként írja le. A tranziens jelek esetében ezért ez az eljárás azon időpillanatokban is egymást kioltó szinuszos jeleket feltételez, ahol eredetileg az analizálandó jel zérusértékű. Természetesen a valóság más, amit a gyakorlat nem ritkán bizonyít. Ennek következtében az olyan módszerek, melyek alkalmasak nem-stacionáris és tranziens jelek analizálására, ebben a tekintetben sokkal előnyösebbek, mint a tradicionális spektrális analízis. Ilyen módszer a *wavelet* transzformáció és az ebből származtatható idő-frekvencia eloszlás a *scalogram* is.

Az értekezés egyik célkitűzése az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy, belső gyűrű pontszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem által gerjesztett tranziens impulzus (a továbbiakban: tranziens impulzus) analizálására alkalmas wavelet bázisfüggvény létrehozása.

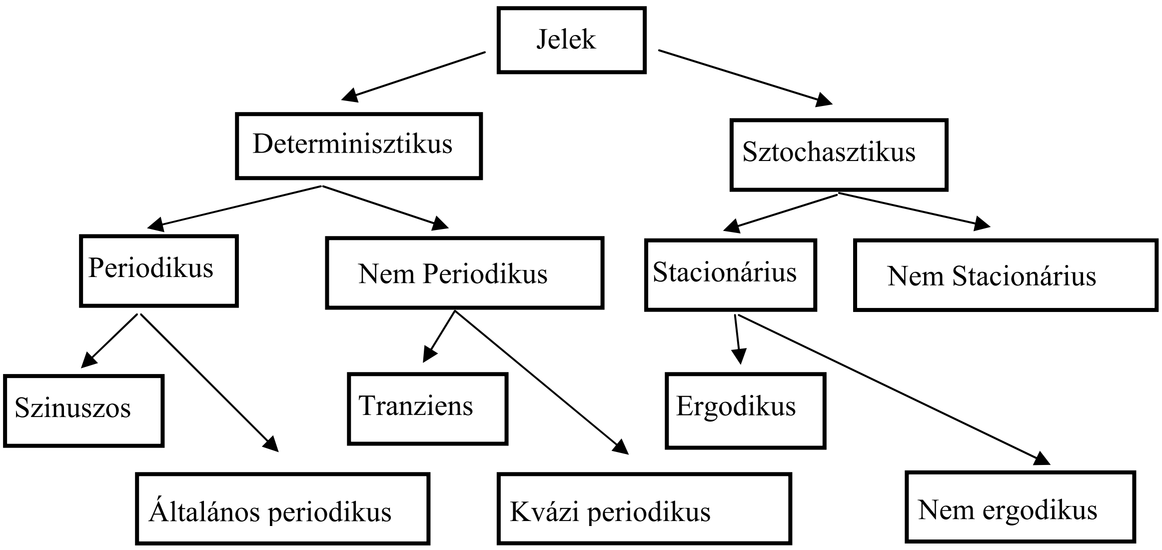
Ebben a fejezetben bemutatom a meghibásodás mesterséges kialakítására, a tranziens impulzus sorozat mintavételezésére és szűrésére valamint a jelmodell felvételére használt eljárásokat. Létrehozom azt a jelmodellt, mely a hatodik fejezetben található wavelet bázisfüggvény létrehozásának alapja.

4.1 JELEK ÉS JELMODELLEK

A jelek típusa meghatározza az analízis és paramétereinek kiválasztását. A jelek osztályozása a fellelhető szakirodalmakban különféle módon történik. Az értekezés vizsgálatának tárgyát képező egysoros mélyhornyú golyóscsapágyban, a pontszerű meghibásodáson áthaladó gördülőelem által gerjesztett periodikusan ismétlődő, amplitúdóban modulált, tranziens impulzus sorozat (4.13 ábra) a [43] szakirodalomban található osztályozási mód szerint (4.1 ábra) *stacionárius – determinisztikus – kvázi periodikus*, az [35] szakirodalom szerint (4.2 ábra) a *determinisztikus – nem periodikus – kvázi* *periodikus* jelek osztályába sorolható. A jel kvázi periodikus volta lehetővé teszi a Fourier sorfejtés alkalmazását. Ez az információ a hiba helyének beazonosítását teszi lehetővé. Az egyes tranziens impulzusok az [35] szakirodalom szerint *nem stacionárius – tranziens*, a [43] szakirodalom szerint *determinisztikus – nem periodikus – tranziens* osztályba sorolhatók. A tranziens impulzusok vizsgálata a *Fourier* integrál, *Laplace* transzformált vagy *wavelet* transzformáció használatát kívánja meg.



4.1 ábra Jelek osztályozása. [43]



4.2 ábra Jelek osztályozása. [35]

4.2 JELMODELL FELVÉTELE

A jelmodell felvételéhez ki kellett választani a vizsgálat tárgyát képező csapágytípust. Mesterségesen létre kellett hozni egy pontszerű meghibásodást. Meg kellett tervezni a szabványban előírt radiális terhelés megvalósítására alkalmas szerkezeti kialakítást. Ki kellett választani a tranziens rezgések érzékelésére alkalmas szenzort, valamint el kellett készíteni a mérésadatgyűjtés feladatát ellátó szoftvert.

A csapágy kiválasztásnál elsődleges szempont a tesztelésre való alkalmasság volt. Olyan csapágyat kellett választani, amely roncsolás mentesen szét- és összeszerelhető.

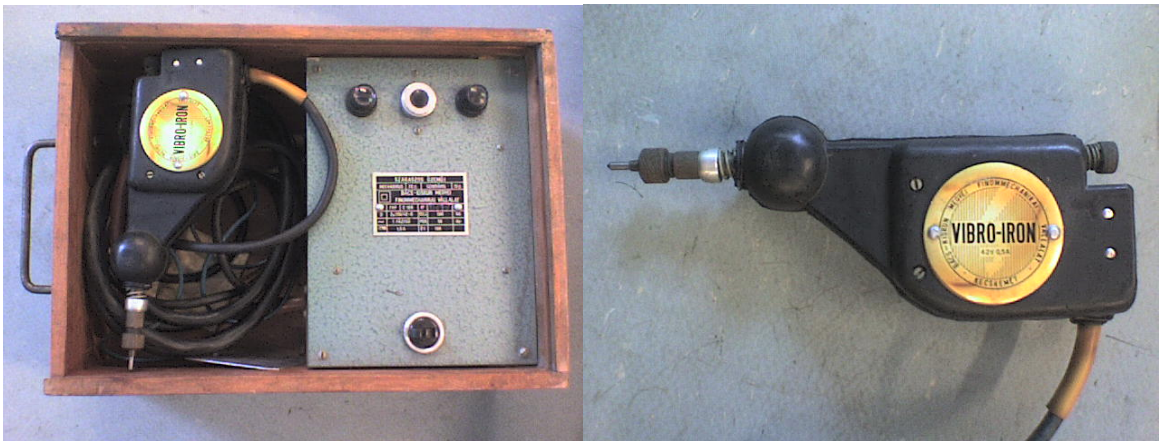
A fenti szempontok és a rendelkezésre álló források figyelembe vételével a 6204 típusú, műanyag kosaras, egysorú, mélyhornyú, radiális terhelésű golyóscsapágyra esett a választás (4.3 ábra).

4.3 ábra A teszt adatok felvételéhez használt 6204-es típusú műanyag kosaras, egysoros mélyhornyú golyóscsapágy össze- és szétszerelt állapotban

A jelmodell felvételéhez mesterségesen kellett meghibásodást létrehozni a gördülőcsapágy belső gyűrűjének felületén. A csapágy szétszereléséhez először a műanyag kosarat kellett eltávolítani. Ezután a golyókat a csapágy alsó részén összeterelve, majd a belső gyűrű felső részét a külső gyűrű felső részének irányába fogóval elmozdítva a csapágy roncsolás mentesen szétbonthatóvá vált. Az összeszerelés hasonló módon a fordított sorrendben történt.

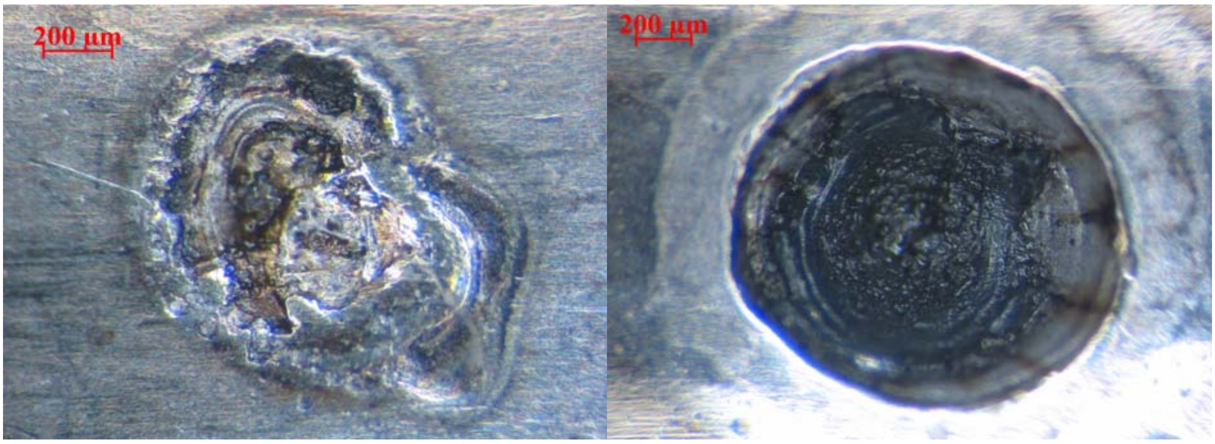
Mivel a csapágy anyaga nagyon kemény (HRC 58 – HRC 65), a hiba létrehozásához a mechanikai módszerek alkalmazását elvetettem. A pontszerű meghibásodást egy *„Vibro-Iron”* márkájú vibrációs-ívfényes gravírozó (4.4. ábra) és egy lézeres fúró-vágó berendezés segítségével is sikerült létrehozni.

A *„Vibro-Iron”-t* egy oszlopos fúrógép orsójához, a csapágyat fúróasztalhoz leszorított satuba rögzítettem. A szakaszos üzemű *„Vibro-Iron”* által létrehozott 42V/1,5A-es villamos ív 0,6mm széles krátert hozott létre a belső gyűrű gördülőpályáján.



4.4 ábra Pontszerű meghibásodás létrehozására használt vibrációs-ívfényes gravírozó

A villamos ív által létrehozott meghibásodás alakja függ a fémben folyó áram útjától. Annak alakja az ív kialakulásának függvénye, mely eltért az ideális körtől (4.5 bal oldali ábra). A lézersugaras vágó berendezés ezzel szemben az ideális kör alakot nagyon megközelítő furatot hozott létre. (4.5 jobb oldali ábra)



4.5 ábra Villamos ív (baloldal) és lézersugár által létrehozott „kráter” a gördölő csapágy belső gyűrűjének futófelületén

4.6 ábra A gördülőpályán mesterségesen létrehozott pontszerű meghibásodás

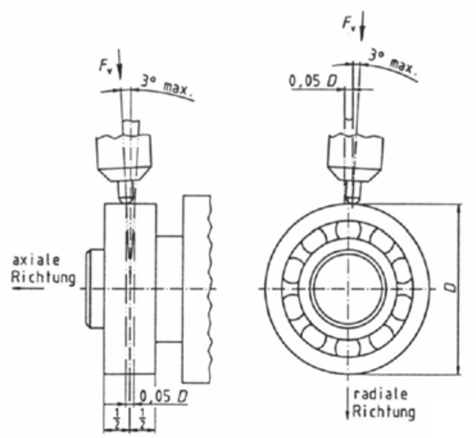
A rezgésméréshez KISTLER gyártmányú 8702B50 típusú gyorsulásmérő szenzort választottam. A gyorsulásmérő szenzor adatlapja [113] szerint a mérési tartomány ± 50 g, az érzékenység 100 mV/g (±5 %), az átviteli görbe 0,5 kHz – 10 kHz (±5 %) tartományon belül állandó értékű és a nonlinearitás ±1 %FSO. A rezgésgyorsulás mérés előnye, hogy a kimeneti jel integrálásával a rezgéssebesség és az elmozdulás értéke is előállítható.

A gyorsulásmérő szenzor csapágyhoz való rögzítésére a csapágy külső gyűrűjén egy síkfelületet alakítottam ki köszörüléssel (4.7 ábra).

4.7 ábra Köszörüléssel megmunkált külső gyűrű

4.8 ábra Radiális terhelés megvalósítása E1N típusú esztergapad felhasználásával

A szabványokban [S1-S5] előírt radiális csapágyterhelés megvalósításához (4.9 ábra) egy E1N típusú esztergapadot használtam. Az összeszerelt csapágyat a tokmányba befogott és szegnyereggel megtámasztott, méretre esztergált csapra illesztettem (B. melléklet). Az esztergapad késtartójába egy rövid tüskét fogtam be. A tüske segítségével radiális terhelést adtam a csapágyra (4.8 ábra). A gyorsulásmérő szenzort méhviasszal rögzítettem a lemunkált felületre. A szerkezeti kialakításánál elsődleges szempont az erő/rezgés átviteli út minimalizálása volt. Mérési elrendezés helyes beállítását oszcilloszkóp segítségével ellenőriztem.



4.9 ábra Mérőfej DIN 5426 német szabvány szerinti elhelyezése [S5]

A jelmodell felvételéhez az alábbi eszközök álltak rendelkezésre:

- HAMEG, HM507 analóg-digitális oszcilloszkóp, 100 Ms/s valós idejű mintavételi sebesség
- HITACHI VG-4429 típusú függvénygenerátor
- VOLTCRAFT DS-01 típusú digitális stroboszkóp, villanófrekvencia: 2-175 Hz, (20…10500 min^{-1})
- KISTLER Gyorsulásmérő szenzor 8702B50, érzékenység: 100mV/g
- KISTLER 5108 típusú töltéserősítő
- PCI 6063E PCMCIA mérésadatgyűjtő kártya, 500 kS/s mintavételi sebesség
- NI LABWINDOWS CVI programcsomag
- NEC Versa P440 Laptop

A rezgés adatok rögzítéséhez szoftvert fejlesztettem LabWindows CVI környezetben. A program vezérli a számítógéphez csatlakoztatott mérésadatgyűjtő kártyát. Beállítható a mintavételezés sebessége, a minták száma és az erősítés mértéke (D. melléklet). A felhasználónak lehetősége nyílik a mért adatok letárolására, beolvasására és feldolgozására. A mintavételezett jelek ASCII formátumban kódolt feszültség értékek alakjában kerültek lementésre. A program a feszültség értékeken kívül minden egyes fájl mellé automatikusan letárolja a mintavételezéskor használt mérésadatgyűjtő kártya beállításokat egy „.cfg” kiterjesztésű fájlba.

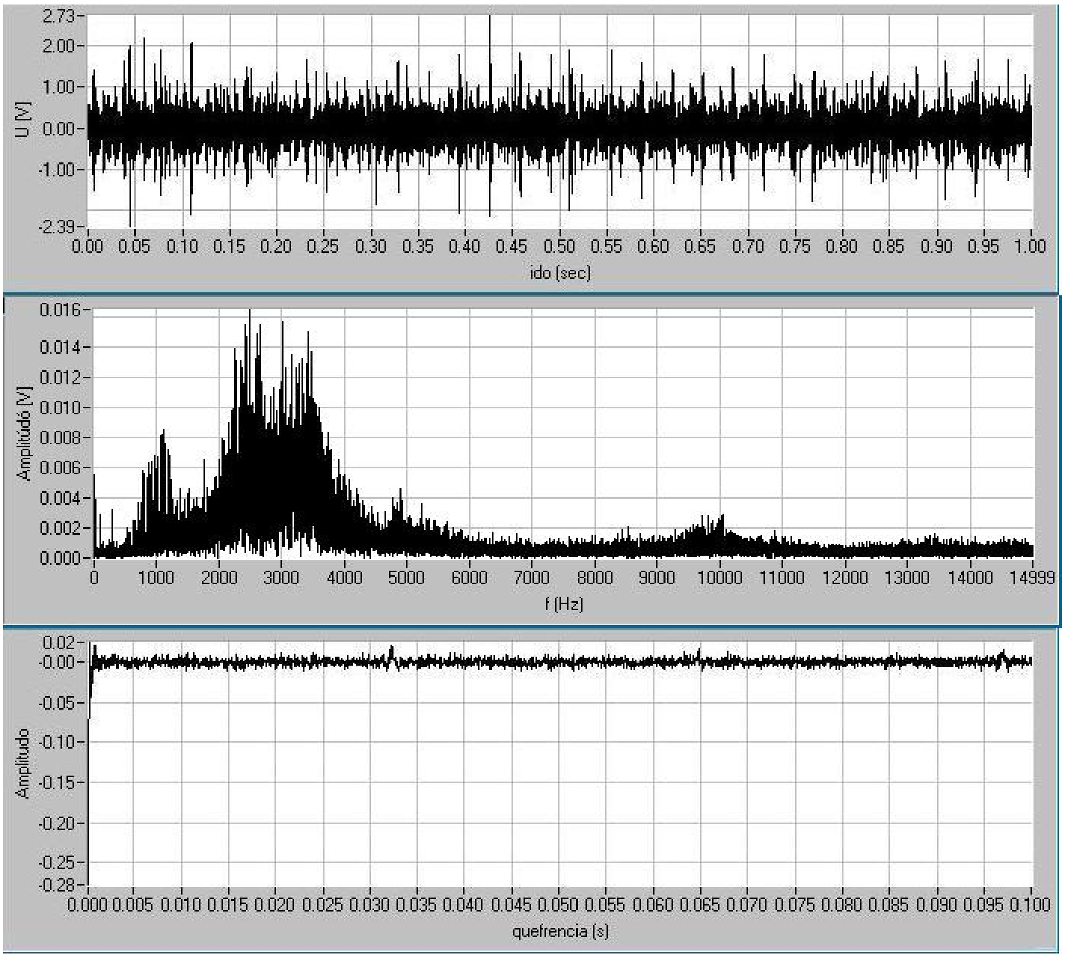
A mérésadatgyűjtő kártya mintavételi frekvenciáját a gyorsulásmérő adatlapján feltüntetett paramétereknek megfelelően 30 kHz-re állítottam be[14]. Az amplitúdó karakterisztika felbontását 1 Hz-re választottam. A minták száma ennek megfelelően 30000 minta volt.

Az esztergapad főorsójának fordulatszámát 1860 min^{-1}-ra (31 Hz) állítottam. Ezen kívül kikapcsoltam vezér- illetve vonó orsó meghajtását, ami esetünkben járulékos zajforrásnak tekinthető.

[14] A szakirodalmak általában 2,3-es szorzót ajánlják a szükséges mintavételi frekvencia meghatározására. Mivel jelen esetben a jelmodell időtartománybeli alakjának minél pontosabb meghatározása volt a cél ezért az elméleti értékhez képest 1,5-szeres túl-mintavételezést (angol nyelvű szakirodalmakban „oversampling”) alkalmaztam.

A főorsó fordulatszámát digitális stroboszkóp segítségével megmértem. A mért érték a névleges fordulatszámnál kisebb, 1812 min^{-1} (30,2 Hz) volt. Ez a fordulatszám teljesíti a német és amerikai szabványban előírt 1800 min^{-1} ±2 %-os értéket.

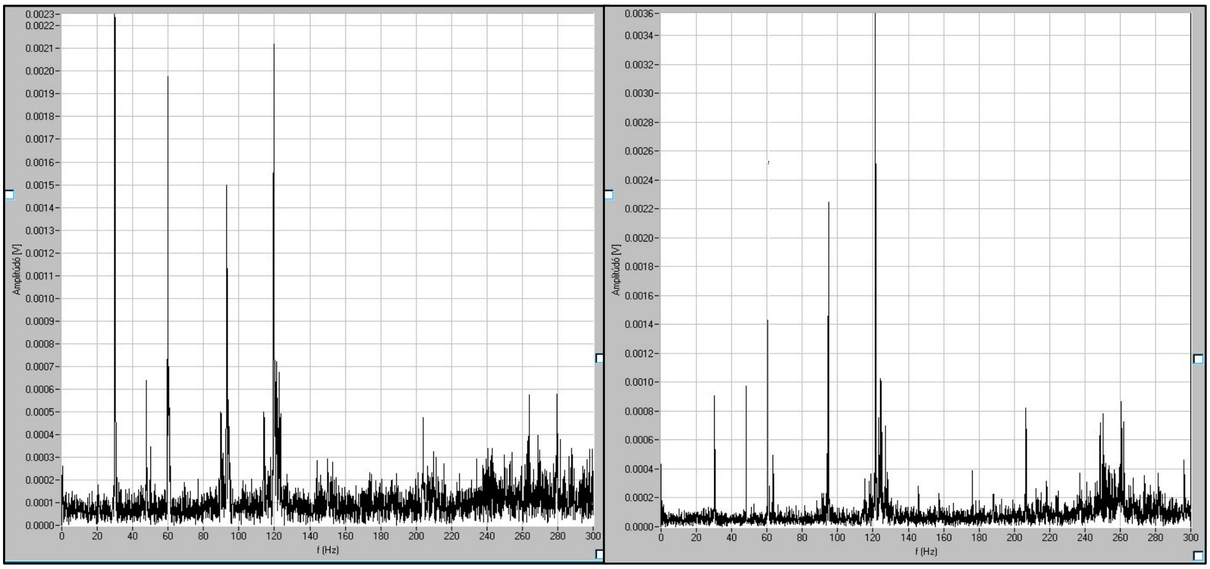
A lézerrel bepontozott (továbbiakban: „teszt”) csapágy rezgésképe, amplitúdó spektruma és cepstruma a 4.10 ábrán látható. Mind az idő- mind pedig frekvenciatartománybeli karakterisztikák jelentős mennyiségű zaj jelenlétét mutatják ki.



4.10 ábra A „teszt” csapágy rezgésképe (f_{mv}=30 kHz, A=1, N=30000, f_0=1 Hz, T=1 s)

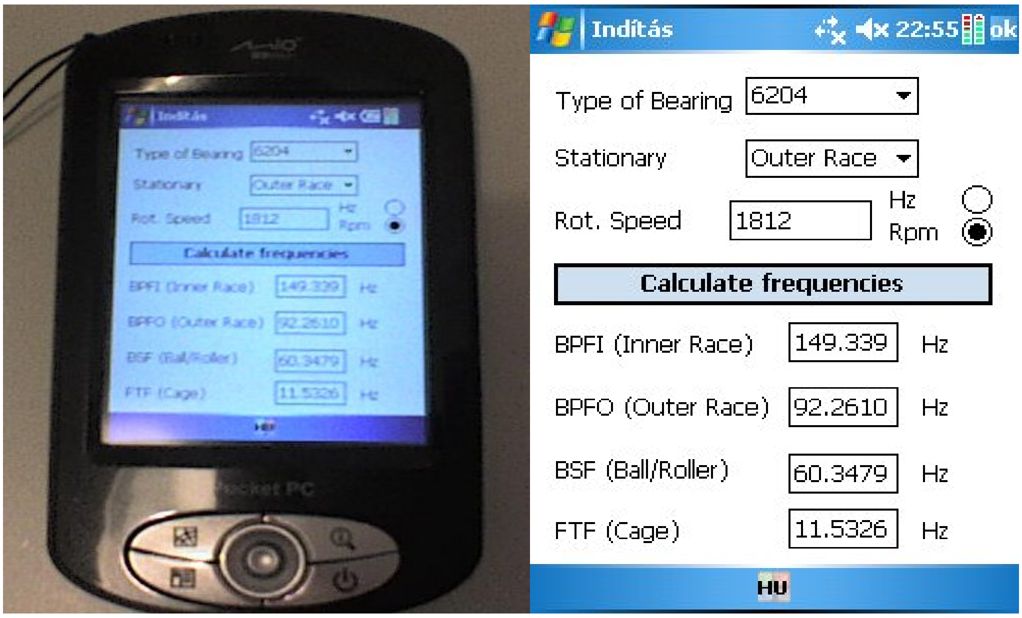
A zajok forrásának meghatározására a mérési paraméterek változatlanul hagyása mellett felvettem egy, a „teszt” csapággyal megegyező típusú, hibátlan belső gyűrűvel rendelkező (továbbiakban: „hibátlan”) csapágy rezgésképét. A két amplitúdó karakterisztikát összevetettem és megállapítottam, hogy a mintavételezett jelek energiájának nagy részét a számunkra zajnak tekinthető strukturális (a tesztpad saját működéséből származó) rezgések adják. Mivel a tesztpad erőátviteli lánca fogaskerék hajtóművet tartalmaz, a fogaskerekek által gerjesztett rezgések is megjelentek a spektrumban.

A rezgés spektrum 0-300 Hz–ig terjedő részének pontosabb vizsgálatához egy újabb mérést végeztem el. Előállítottam a „teszt” és a „hibátlan” csapágy 0,1 Hz felbontású amplitúdó spektrumát (4.11 ábra). A spektrumok összehasonlítása kimutatta a csapágy hibafrekvenciák jelenlétét mind a két csapágyban. A tengely forgásából származó frekvencia komponens 30,2 Hz-nél található. Mindkét spektrumból hiányzik a kosárfrekvencia rezgésösszetevő, ami a műanyagkosaras kialakítás következménye. A golyók forgásából adódó frekvencia komponens 60,3 Hz-nél jelentkezik.



4.11 ábra A „hibátlan” és kifúrt csapágy rezgés spektrumának alsó frekvencia tartománya (f_{mv}=30 kHz, A=1, N=300000, f_0=0,1 Hz, T=10 s)

A csapágy hibafrekvenciák elméleti értékeinek kiszámítására szoftvert fejlesztettem Pocket PC típusú PDA-ra. A program segítségével üzemi körülmények között, változó működési paraméterek mellett is lehetővé válik a hibafrekvenciák kiszámítása (4.12. ábra).



4.12 ábra PDA-n futó, csapágy hibafrekvenciák kiszámítására szolgáló, saját fejlesztésű program

A hibafrekvenciák elméleti értéke álló külső gyűrű és 1812 min^{-1} fordulatszámú belső csapágygyűrű esetére a 4.1 táblázatban található.

BPFI	149,339 Hz
BPFO	92,261 Hz
BSF	60,349 Hz
FTF_i	11,533 Hz

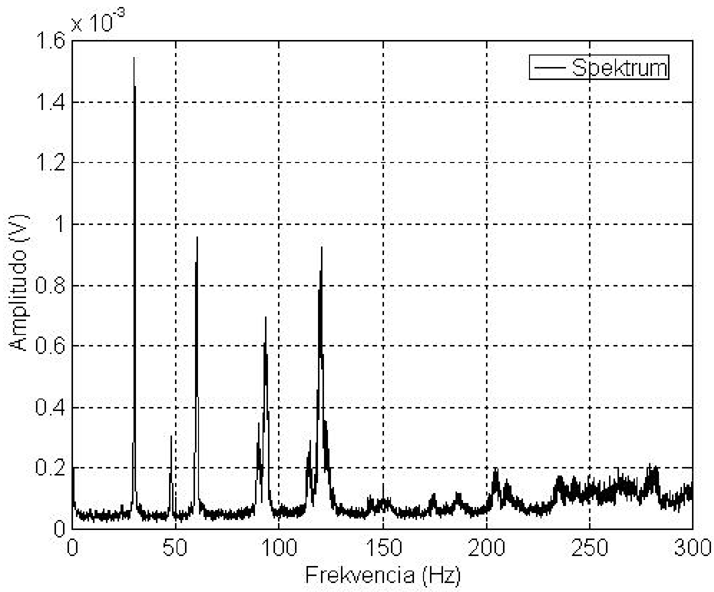
4.1 táblázat A 6204 típusú csapágy hibafrekvenciáinak értékei, n =1812 min^{-1}, álló külső gyűrű esetére

A csapágyfrekvenciák elméleti és valóságos értéknek összehasonlítására 11 mérésből álló mérési sorozatot végeztem a „teszt” csapágyon. A mérési eredmények a 4.2 táblázatban találhatók.

A mérési sorozat kiértékelése jól mutatja a valóságos értékek elméleti értékek körüli szóródását. Ennek oka az, hogy a gördülőelem mozgása csúszva-gördülés. Az sem feltételezhető, hogy a gördülőelem mindig ugyanazon a pályán halad. Hasonló eredményre jutottam a „hibátlan” csapágyon végzett mérési sorozat kiértékelésekor (4.3 táblázat). A csapágyfrekvenciák amplitúdó spektruma a 4.13 ábrán látható.

Mérés sorszáma	**Mintavételi frekvencia [kHz]**	**Minták száma [ezer db]**	**Spektrum felbontása [Hz]**	**Tengely ford. sz. [Hz]**	**FTF [Hz]**	**BSF [Hz]**	**BPFO [Hz]**	**BPFI [Hz]**
1.	20	200	0,1	29,9	n.a.	59,9	89,9	n.a.
2.	20	200	0,1	29,7	11,3	59,4	89,2	148,5
3.	20	200	0,1	30,0	n.a.	60,0	90,0	147,9
4.	20	200	0,1	30,2	11,8	60,5	90,5	148,9
5.	25	250	0,1	30,1	11,8	60,4	90,6	n.a.
6.	25	250	0,1	30,0	11,9	60,2	90,2	147,8
7.	25	250	0,1	30,1	11,8	60,2	90,1	148,6
8.	25	250	0,1	30,1	11,7	60,2	90,4	148,7
9.	25	250	0,1	29,8	11,6	59,6	89,3	148,7
10.	25	250	0,1	30,2	11,7	60,5	90,4	149,7
11.	30	300	0,1	29,9	11,6	59,7	89,5	149,2
Átlag				**30,0**	**11,7**	**60,0**	**90,0**	**148,7**
Elméleti érték				**30,0**	**11,5**	**59,9**	**91,7**	**148,4**

4.2 táblázat A 6204 típusú, lézerrel kifúrt csapágy hibafrekvenciáinak értékei, n =1800 min^{-1} fordulatszámú belső és álló külső gyűrű esetére (n.a. = nincs adat)

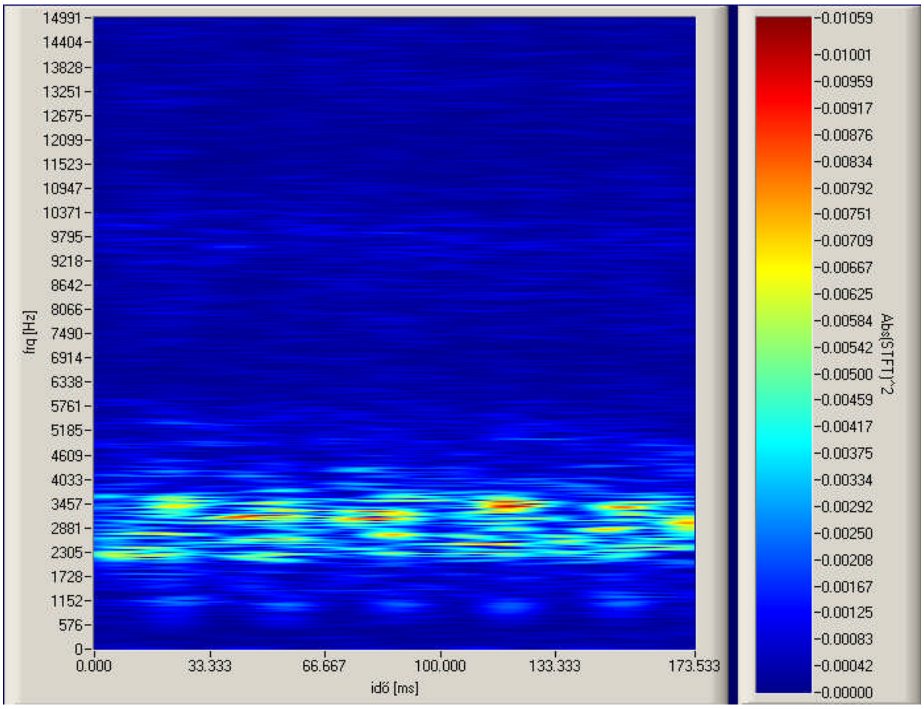


4.13 ábra Csapágy frekvenciák amplutúdó spektruma.

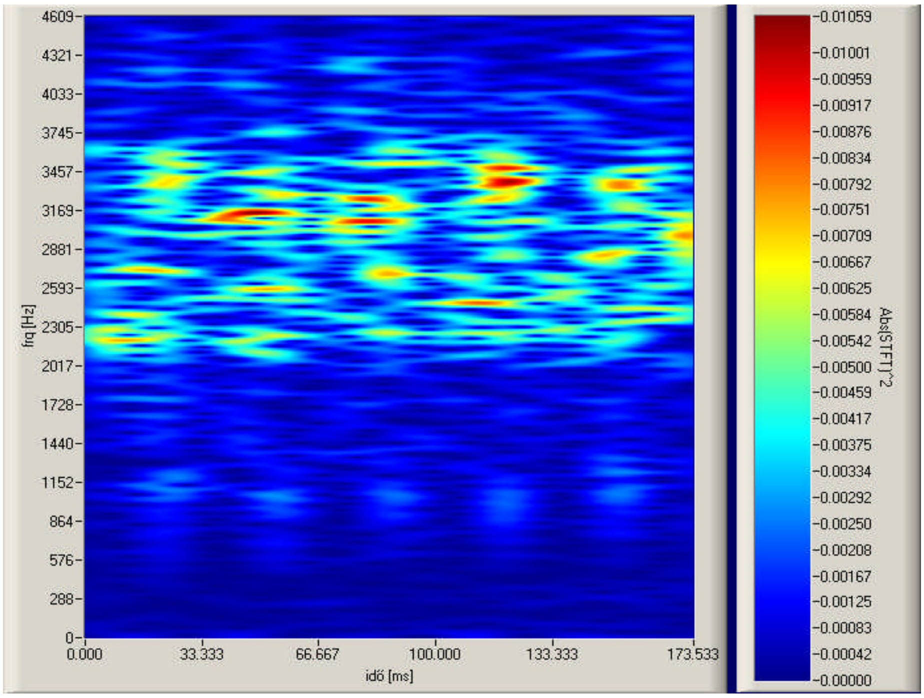
Mérés sorszáma	Mintavételi frekvencia [kHz]	Minták száma [ezer db]	Spektrum felbontása [Hz]	Tengely ford. sz. [Hz]	FTF [Hz]	BSF [Hz]	BPFO [Hz]	BPFI [Hz]
1.	20	200	0,1	30,1	11,8	60,2	90,5	148,4
2.	20	200	0,1	30,4	12,1	60,8	92,0	149,8
3.	20	200	0,1	30,2	11,2	60,5	90,8	148,0
4.	20	400	0,05	30,3	11,4	60,6	90,9	149,55
5.	25	250	0,1	30,3	11,6	60,6	90,8	149,4
6.	25	250	0,1	30,2	11,0	60,5	90,9	149,4
7.	25	250	0,1	30,2	11,8	60,5	90,9	149,0
8.	25	250	0,1	30,2	n.a.	60,5	90,7	149,2
9.	25	250	0,1	30,2	11,5	60,4	90,6	149,0
10.	30	300	0,1	30,3	11,5	60,4	90,6	149,0
11.	30	300	0,1	30,3	n.a.	60,6	90,9	149,6
Átlag				**30,3**	**11,5**	**60,5**	**91,0**	**149,1**
Elméleti érték				**30,3**	**11,6**	**60,5**	**92,6**	**149,8**

4.3 táblázat A 6204 típusú, „hibátlan" csapágy csapágyfrekvenciáinak értékei, n =1818 min^{-1} fordulatszámú belső és álló külső gyűrű esetére (n.a. = nincs adat)

A véges energiájú tranziens impulzusok frekvencia tartománybeli kiterjedésének meghatározására előállítottam a jelek spektrogramját (idő-frekvencia tartománybeli energia eloszlását), ablakozott *Fourier*-transzformáció (STFT) segítségével (4.14, 4.15 ábrák).



4.14 ábra A „teszt"csapágy spektrogramja 1024 pontos Blackmann ablak felhasználásával, eltolás mértéke: 1 minta (f_{mv}=30kHz, N=5207, f=[0-15kHz])

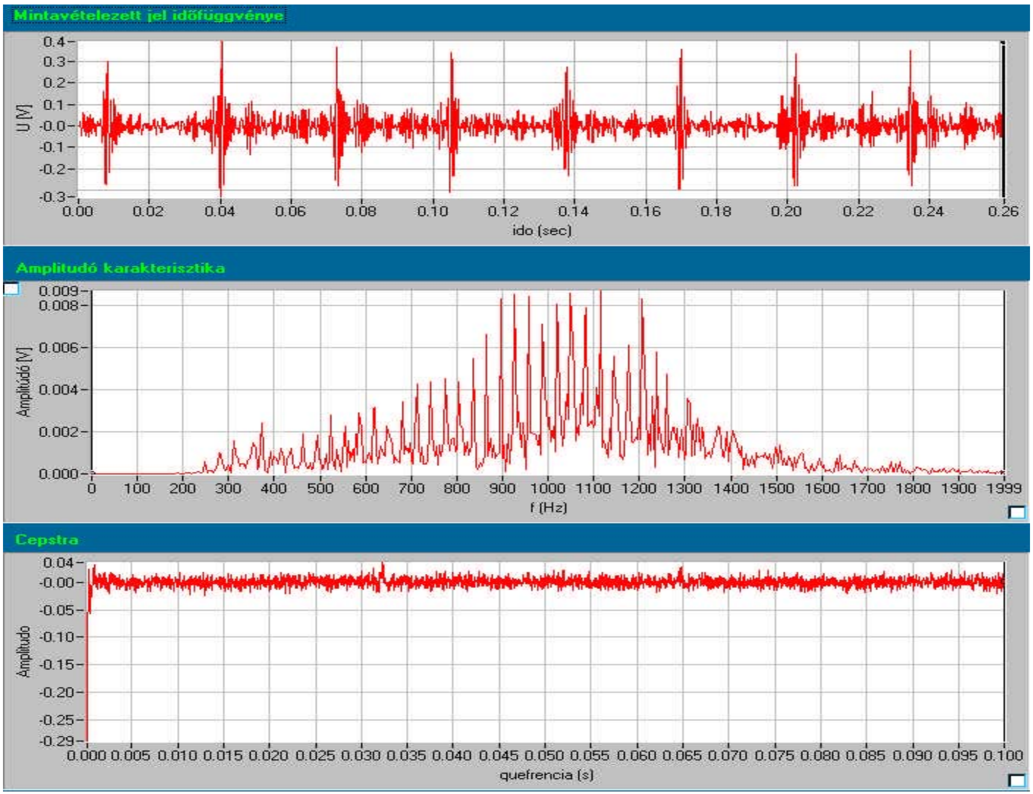


4.15 ábra A „teszt” csapágy spektrogramja 1024 pontos Blackmann ablak felhasználásával, eltolás mértéke: 1 minta (f_{mv}=30kHz, N=5207, f=[0-4609Hz])

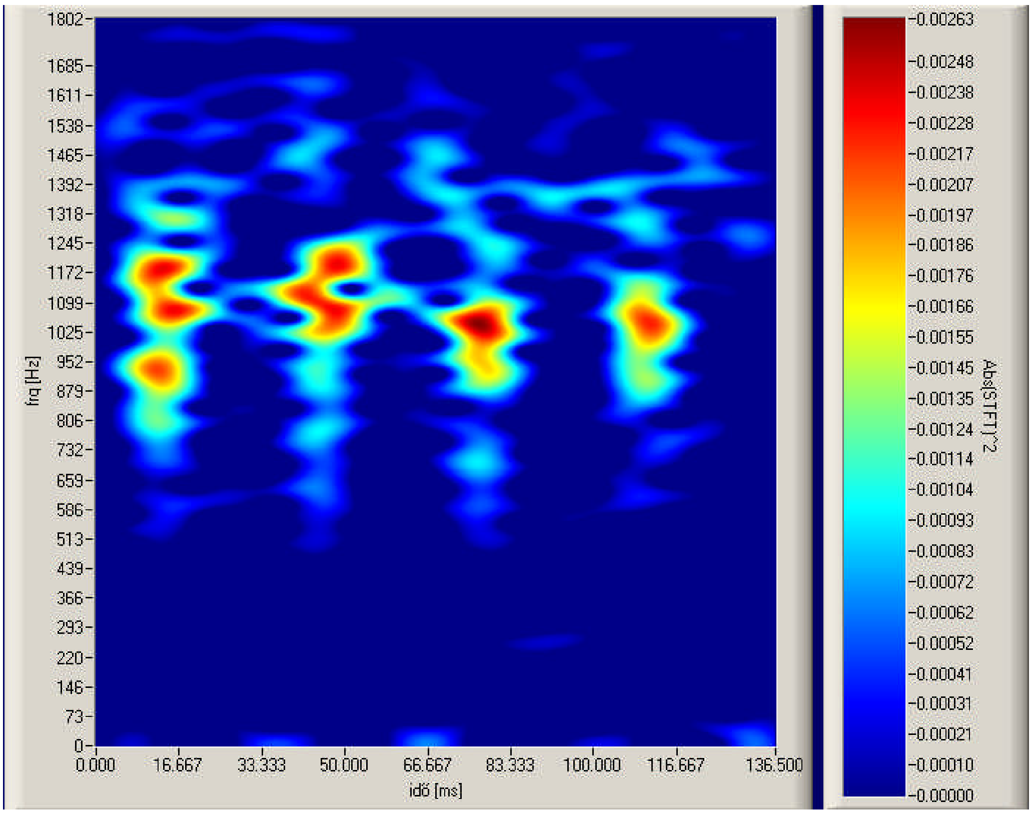
A referenciamérések, a „teszt” csapágyon végzett mérések és az elméleti megfontolásokat figyelembe vevő számítások alapján arra a megállapításra jutottam, hogy a hibahelyek által gerjesztett rezgéseket az angol és a német szabványokkal összhangban az 1,8 kHz alatti frekvencia tartományban kell keresni. A számunkra zajnak tekinthető nagyfrekvenciás (f > 1,8 kHz) rezgések energiatartalma (2.60) jóval nagyobb, mint a keresett tranziens impulzusoké, ezért a szűretlen jel spektrogramjában (4.15 ábra) ezek a kis spektrális vonalak elbújnak. A csapágy hibafrekvenciák a legalsó frekvencia tartományban (f < 300 Hz) helyezkednek el (4.13 ábra). Az előbb említett rezgésösszetevők nem alkotóelemei a véges energiájú tranziens impulzusoknak, ugyanis jelen vannak a „hibátlan” csapágy spektrumában is. Ezért a 300 Hz alatti rezgéskomponensek a tranziens impulzusok szempontjából zajnak tekinthetők.

A felesleges szerkezeti és fogaskerék zajból származó nagyfrekvenciás rezgéseket valamint a csapágy hibafrekvenciákat az áteresztő sávban maximális laposságú, 6. fokú Butterworth sávszűrő segítségével távolítottam el. A „teszt” csapágy mintavételezett, szűrt jelének idő tartománybeli és frekvencia tartománybeli alakja a 4.16 ábrán látható.

A szűrő kimenetén megjelenő időfüggvény zajtartalma még mindig nagy.



4.16 ábra A „teszt” csapágy szűrt rezgésképe (f_{mv}=30 kHz, A=1, N=7833, f_0=3,83 Hz, T=0.261 s)



4.17 ábra A „teszt” csapágy spektrogramja 1024 pontos Blackmann-Harris ablak felhasználásával, eltolás mértéke: 1 minta (f_{mv}=30kHz, N=4096, f=[0-1802Hz])

Meg kell még vizsgálnunk, hogy a 300-700 Hz-es frekvencia tartományban jelen lévő rezgésösszetevők a tranziens impulzusokkal összefüggésben vannak vagy sem. Ennek eldöntésére előállítottam a „teszt" csapágy adott frekvencia tartományra vonatkozó spektrogramját (4.17 ábra).

A spektrogram világosan mutatja a periodikusan ismétlődő, véges energiájú tranziens impulzusok jelenlétét 1000 Hz környékén. A periódusidő értéke 30,4 ms. Az 500-700 Hz-es frekvencia tartományban jelen lévő frekvencia komponensek ugyan periodikusan ismétlődnek, de energia tartalmuk csak töredéke az 1000 Hz környéki komponenseknek.

A fenti megállapításokat figyelembe véve a tranziensek rezgés összetevőit a 700-1300 Hz-es frekvencia tartományban kell keresnünk.

A jelmodell megalkotásához olyan időfüggvényre van szükség, ami lehetőség szerint zajmentes. A probléma feloldására egy új, a mintavételezett jelről rendelkezésre álló, a priori információkat felhasználó szűrési eljárást dolgoztam ki.

4.2.1 Zajba beágyazott, amplitúdó modulált, tranziens impulzusok szűrése

A mérési gyakorlatban, sok esetben a tranziens impulzusok adnak számot egy berendezés műszaki állapotáról. A gépek mechanikai rezgéseit a már jól ismert technikákkal villamos jellé alakítjuk át. A villamos jeleket az idő vagy frekvencia tartományban feldolgozva, információt nyerünk a berendezésről.

A tranziens jelek definíció szerint olyan véges energiájú jelek (4.1),

$$E=\int_{-\infty}^{\infty} x^2(t)\,dt<\infty \tag{4.1}$$

melyek időtartománybeli jellemzésére a szokásos paraméterek, felfutási idő, túllendülés mértéke, beállási idő, lefutási idő használható.

Minél rövidebb időbeli lefolyású egy tranziens jel annál szélesebb frekvencia tartományban oszlik szét annak frekvencia tartalma.

$$\mathcal{F}\left(\delta(t)\right)=1 \tag{4.2}$$

A mért villamos mennyiségek az esetek többségében valamilyen zajjal terheltek. Ezek a zajok lehetnek a vizsgált berendezés üzemszerű működéséből származó rezgések, a villamos jellé történő átalakítás közben esetleg a villamos jel vezetéken történő továbbítása közben felvett elektromos zavarások, valamint az analóg jel digitális jellé történő átalakítása közben fellépő kvantálási zajok. A zajok forrásuktól függően a frekvencia tartomány egy meghatározott területén vagy a vizsgálat tárgyát képző teljes frekvencia tartományban elhelyezkedhetnek. A zajba beágyazott tranziens jelek hagyományos módszerek segítségével történő szűrése nehézkes a szűrők vágási frekvenciáinak pontos megállapítása miatt.

Bizonyos gépipari folyamatoknál olyan periodikusan ismétlődő tranziens impulzusok keletkeznek, melyek amplitúdója (túllendülése) időben változik valamely fizikai paraméter függvényében. Ez azt jelenti, hogy a periodikusan ismétlődő tranziens impulzusok amplitúdójukban moduláltak. Az amplitúdó moduláció megváltoztatja az eredeti tranziens impulzus spektrumát. A moduláló jel időbeli lefutásának és a modulációs index nagyságának függvényében más és más lesz az oldalsávok elhelyezkedése. Ráadásul ez a spektrum a jel-zaj viszony (SNR) mértékétől függően eltemetődik a korábban említett zajok valamelyikében.

Feltételezve, hogy az egyes tranziens impulzusok ugyanolyan valószínűséggel jelennek meg a mintaregisztrátumban, valamint minden egyes tranziens impulzus időbeli lefolyása – az amplitúdómoduláció okozta amplitúdóbeli különbségektől eltekintve – ugyanolyan, így abban az esetben kapjuk meg a tranziensek legpontosabb frekvencia tartománybeli reprezentációját, ha a tranziens jelből minél több, egész periódusnyi mintát veszünk a mintavételezési törvény figyelembe vételével.

Ha a keletkező tranziens impulzusok valamely determinisztikus folyamat eredményei, akkor az ismétlődési gyakoriság állandó vagy jól meghatározható.

Véges energiájú, abszolút integrálható, véges intervallumon belül csak véges számú helyi szélsőértéket és szakadást tartalmazó, tranziens jelek Fourier-transzformáltja (Fourier integráltja) a frekvencia tartományban véges kiterjedésű, folytonos függvény. Időtartományban periodikus függvények spektruma vonalas, ahol az egyes spektrum vonalak közötti távolság a periódus időből számított frekvencia. Ennek következtében az időben periodikusan ismétlődő tranziens jelek Fourier-transzformáltja a frekvencia tartományban is véges kiterjedésű vonalas spektrum kell legyen.

Ha egy időtartományban periodikus jelet amplitúdóban modulálunk, akkor a spektrum vonal(ak)nak oldalsávjai jelennek meg. A spektrum vonal(ak) a vivő frekvenciá(k)nak, az oldalsávok a moduláló jel frekvenciájának (frekvenciáinak) felelnek meg.

Amplitúdó moduláció egyik időtartománybeli alakja (kétoldalsávos amplitúdómoduláció AM-DSB, vagy A3E) (4.3)

$$x(t)=[A+m(t)]\cdot c(t) \tag{4.3}$$

ahol

x(t) az amplitúdó modulált jel
m(t) az információ (moduláló jel, alapsávi jel)
c(t) a vivő hullám
„A” konstans

A vivő hullám általános alakja

$$c(t)=C\cdot\sin(\omega_c t+\phi_c) \tag{4.4}$$

ahol

„C” és ϕ_c a vivő amplitúdója és fázisa

A moduláló jel időfüggvénye

$$m(t)=M\cdot\cos(\omega_m t+\phi) \tag{4.5}$$

ahol

„M” a moduláló jel amplitúdójának maximális értéke és *„ ϕ”* a fázisa

A vivő és a moduláló jel frekvenciája a (4.6) és (4.7) képletek alapján számolható.

$$f_c=\frac{\omega_c}{2\pi} \tag{4.6}$$

$$f_m=\frac{\omega_m}{2\pi} \tag{4.7}$$

A vivő frekvencia mindig nagyobb, mint a moduláló jel frekvenciája (4.8).

$$f_c>>f_m \tag{4.8}$$

Ha A=0 akkor vivőelnyomásos kétoldalsávos amplitúdómodulációról (DSBSC) beszélünk.
A kétoldalsávos amplitúdómoduláció feltétele: $A\geq M$.

A modulációs mélység a (4.9) képlet alapján számolható.

$$m = \frac{M}{A} \tag{4.9}$$

Additív, egyenletes eloszlású „fehérzajt” *e(t)* feltételezve melynek középértéke nulla, a zajba beágyazott amplitúdó modulált jel (4.10) alakban írható.

$$y(t) = x(t) + e(t) \tag{4.10}$$

A fehérzaj definíció szerint olyan jel melynek egymást követő mintái nem korrelálnak (4.11)

$$E\left\{ e(t_1)\, e^*(t_2) \right\} = \begin{cases} \sigma^2 \delta_{t_1,t_2} \,, & t_1 = t_2 \\ 0 \,, & t_1 \neq t_2 \end{cases} \tag{4.11}$$

ahol
E{e(t)} az *e(t)* valószínűségi változó várható értéke (középértéke, átlagértéke)
$\sigma^2 = E\{|e(t)|^2\}$ az *e(t)* valószínűségi változó varianciája (teljesítménye)

A fehérzaj autókorrelációs függvénye egy impulzus a $t_1 = t_2$ helyen.

Mivel az autókorrelációs függvény Fourier-transzformáltja a teljesítménysűrűség spektrum (PSD), ezért a fehérzaj PSD-je állandó értékű a teljes frekvencia tartományban. Ez azt jelenti, hogy a fehérzajban minden frekvencia egyaránt jelen van (4.12).

$$\mathcal{F}\{ e(t) \} = \sigma_e^2 \tag{4.12}$$

A zajjal terhelt, amplitúdó modulált jel Fourier-transzformáltja (4.13).

$$\mathcal{F}\{ y(t) \} = A \cdot \mathcal{F}\{ c(t) \} + \mathcal{F}\{ m(t) \cdot c(t) \} + \mathcal{F}\{ e(t) \} \tag{4.13}$$

ahol az egyenlet jobb oldalának első tagja a vivő hullám Fourier-transzformáltja, a második tag az információ által modulált vivő Fourier-transzformáltja, a harmadik tag pedig a fehérzaj PSD-je. A második tag Fourier-transzformálja a (4.14) képlet alapján számolható.

$$\mathcal{F}\{ m(t) \cdot c(t) \} = \frac{1}{2\pi} \hat{m}(\omega) * \hat{c}(\omega) \tag{4.14}$$

Ebben a tagban lévő harmonikusok a nagyobb frekvenciás vivőre lesznek szimmetrikusak. A vivőt megtestesítő harmonikusok pedig hiányoznak a spektrumból.

Bizonyítás:

legyen

$$\begin{aligned} m(t) &= \cos(t) \\ c(t) &= \cos(3t) \end{aligned} \tag{4.15}$$

akkor

$$\begin{aligned} \hat{m}(\omega) &= \pi \cdot \delta(\omega - 1) + \pi \cdot \delta(\omega + 1) \\ \hat{c}(\omega) &= \pi \cdot \delta(\omega - 3) + \pi \cdot \delta(\omega + 3) \end{aligned} \tag{4.16}$$

A (4.14) azonosságot felhasználva

$$\mathcal{F}\{\, m(t)\cdot c(t)\} = \frac{1}{2}\pi\left[\delta(w-4)+\delta(w+2)+\delta(w-2)+\delta(\omega+4)\right] \qquad (4.17)$$

A számunkra hasznos jelnek tekinthető tranziens impulzusokat a (4.13) egyenlet jobb oldalának első tagja testesíti meg.

$$\hat{C}(\omega) = \mathcal{F}\{\, c(t)\,\} \qquad (4.18)$$

Ez a tag mivel periodikus függvényről van szó vonalas spektrumot ad, ahol a spektrum vonalak távolsága a korábban említett ismétlődési frekvencia.

Ha időben változik a moduláló jel amplitúdója vagy frekvenciája, akkor a (4.13) egyenletben a vivőfrekvenciát(ákat) megtestesítő spektrális vonal(ak) helyzete nem, viszont az oldalsávok (második tag) amplitúdói és vivőtől való távolságai megváltoznak. Az oldalsávok elhelyezkedését a moduláló jel határozza meg.

$$\hat{M}(\omega) = \mathcal{F}\{m(t)\cdot c(t)\} \qquad (4.19)$$

A (4.13) egyenlet a fenti megfontolásokat figyelembe véve az alábbi alakban írható fel. (4.20)

$$\hat{Y}(\omega) = A\cdot\hat{C}(\omega) + \hat{M}(\omega) + \sigma_e^2 \qquad (4.20)$$

Spektrális mintavételezéssel eltávolíthatjuk a (4.20) egyenletből a modulációs információt hordozó második tagot, hiszen annak nem lesz a vivőfrekvenciát megtestesítő spektrális komponense.

$$\hat{Y}_s(\omega) = \sum_{n=0}^{N}\delta(\omega - n\cdot\Delta f)\cdot\hat{Y}(\omega) \qquad (4.21)$$

ahol

„Δf” azon periodicitás melyet a mintavételezett jel Cepstrum[15]-ának (4.22) maximális értékéhez tartozó quefrencia[16]-ból kapunk.

$$c[\tau] = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\log\left|\hat{Y}\left(e^{j\omega}\right)\right| e^{j\omega\tau}\, d\omega \qquad (4.22)$$

$$\Delta f = \tau, \quad ahol \quad c(\tau) = \max[c(\tau)] \qquad (4.23)$$

A mintavételezett jelekből a (4.24) egyenlet segítségével a tranziens impulzusok frekvencia tartománybeli alakja meghatározható.

[15] A Cepstrum, azaz a Spektrum-Spektruma, a spektrumban előforduló periodicitások kimutatásához nyújt segítséget.

[16] A Cepstrum független változóját quefrenciának, az egyes quefrenciákhoz tartozó cepstrum értékeket rahmonikusoknak nevezzük.

$$\hat{C}(\omega) = \frac{1}{A}\hat{Y}_s - \sigma_e^2 \tag{4.24}$$

Az „*A*” konstans értékét a moduláló jel amplitúdója határozza meg.
Ha ez nem ismert, akkor értéke $A = 1$.

$$c(t) = \mathcal{F}^{-1}\left\{\hat{C}(\omega)\right\} \tag{4.25}$$

A keresett tranziens impulzusokat inverz-Fourier-transzformáció segítségével határozhatjuk meg (4.25).

4.2.1.1 Az új módszer teszt adatokkal történő vizsgálata

A módszer használhatóságát teszt adatok segítségével vizsgáltam. MATLAB környezetben különböző időbeli lefutású, amplitúdó modulált, fehérzajba beágyazott jelet generáltam. Az egymást követő teszt adatok jel-zaj viszonyát (SNR) változtatva megpróbáltam visszaállítani az eredeti jelet mind az új módszer, mind pedig a hagyományosnak számító digitális szűrési módszer segítségével. Digitális szűréshez 6-odfokú *Butterworth*, aluláteresztő szűrőt használtam. A szűrő vágási frekvenciáját úgy állítottam be, hogy mindkét módszer esetében ugyanazt a frekvencia tartományt szűrjék ki. A módszerek összehasonlításához négyzetes hiba összeget (MSE) számoltam mindkét esetre.

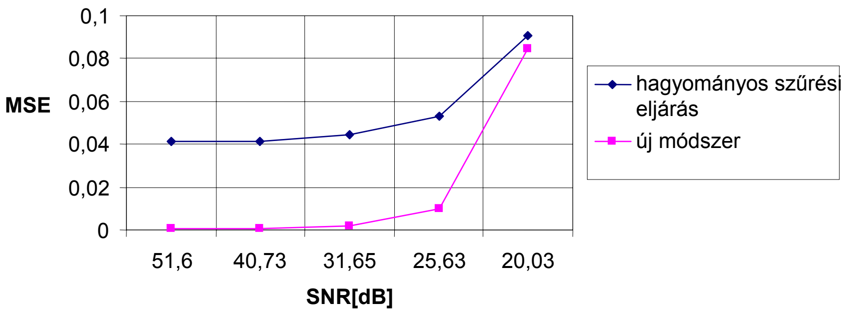
Az egyes futási eredményeket a 4.4 táblázatban foglaltam össze.

MSE	SNR				
	51,6dB	40,73dB	31,65dB	25,63dB	20,03dB
Hagyományos módszerrel	0,0411	0,0415	0,0442	0,0529	0,0905
Új módszerrel	$5{,}5 \cdot 10^{-4}$	$8 \cdot 10^{-4}$	0,0016	0,0099	0,0844

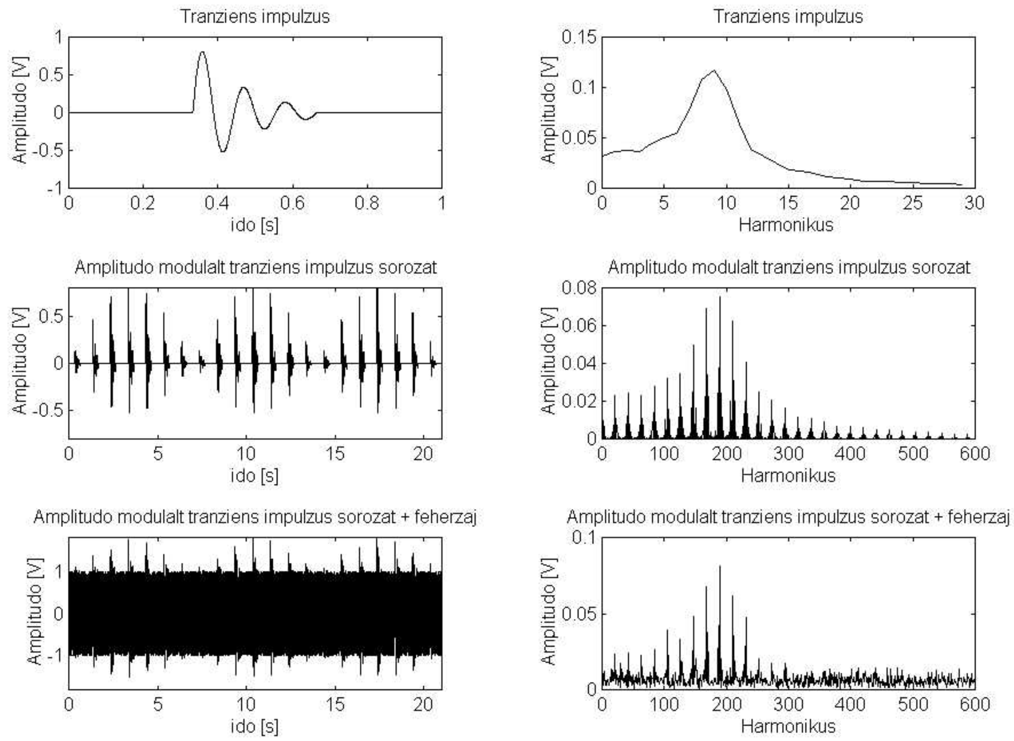
4.4 táblázat MSE értékek különböző SNR értékek esetére

A 4.4 táblázat számított MSE értékeit grafikonos formában jelenítettem meg az 4.18. ábrán.

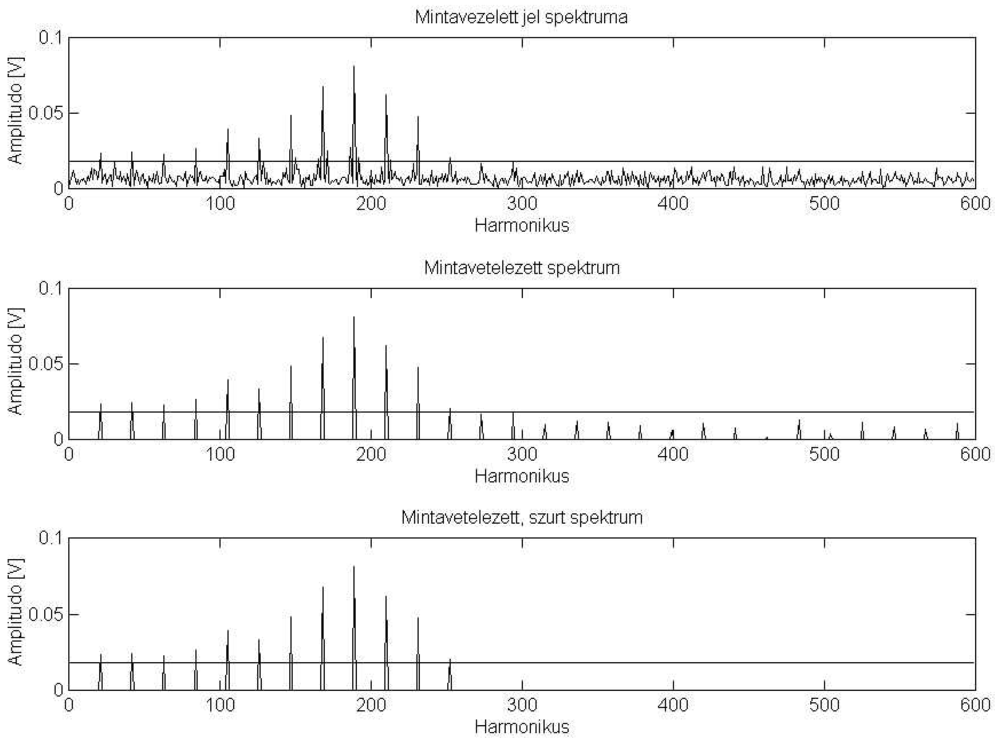
A hagyományos szűrési eljárás és az új módszer összehasonlítása



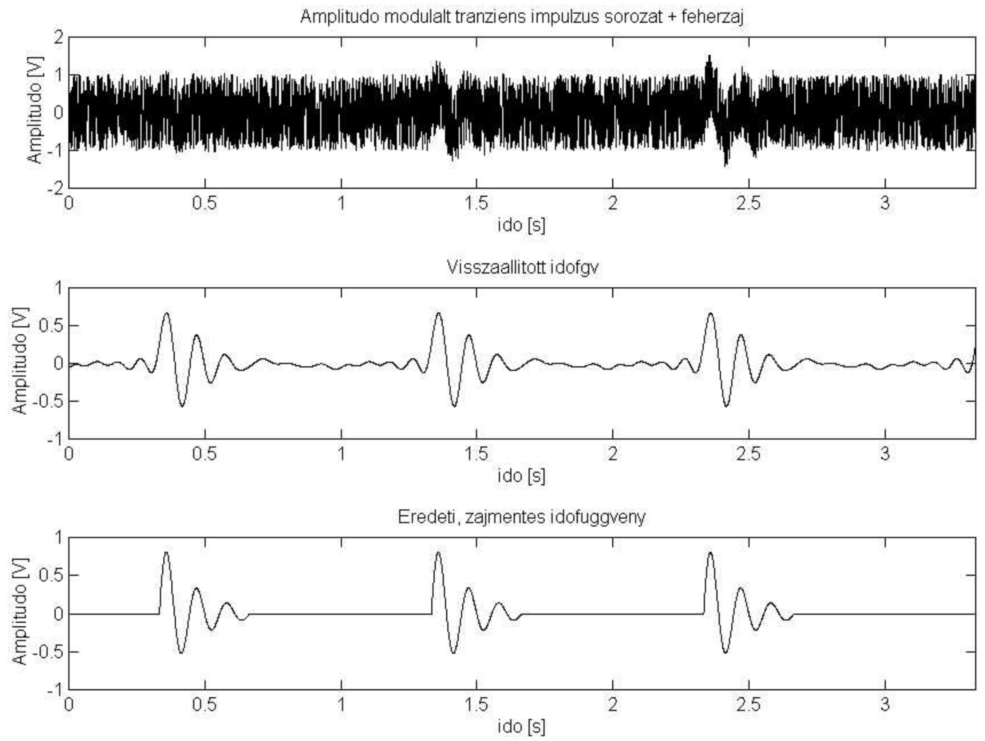
4.18 ábra Számolt MSE értékek különböző jel-zaj viszony esetére.



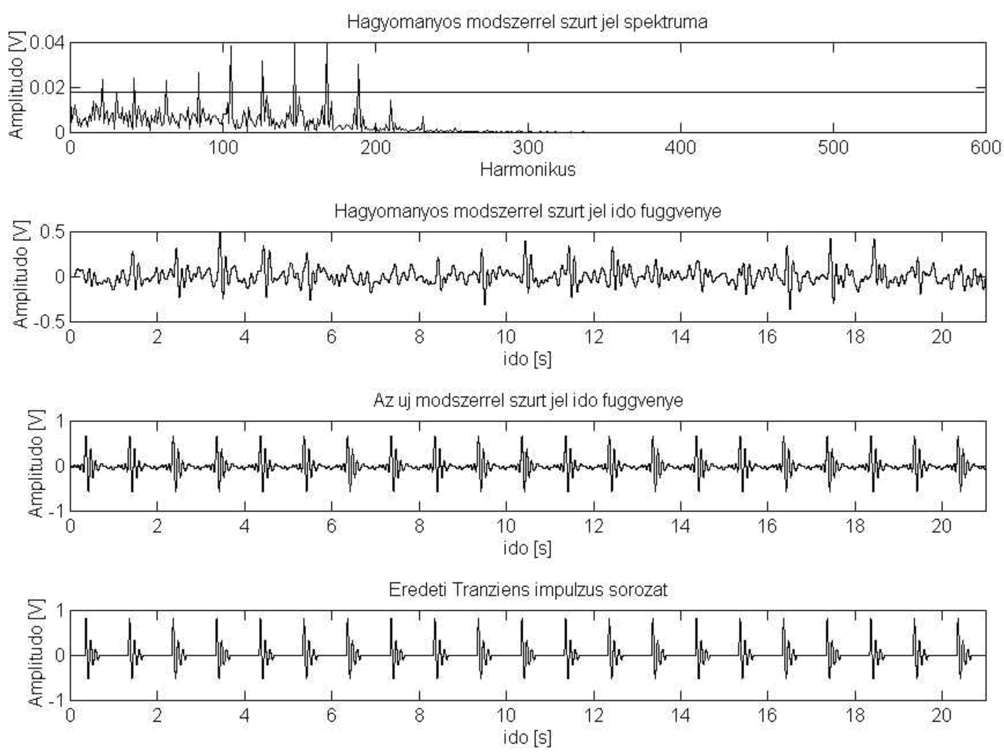
4.19 ábra A teszt adat idő- és frekvencia tartománybeli alakjai



4.20 ábra Spektrális mintavételezés



4.21 ábra A zajban beágyazott amplitúdó modulált, az új módszerrel visszaállított és az eredeti időfüggvények



4.22 ábra A hagyományos és az új módszerrel előállított időfüggvények összehasonlítása az eredeti jellel

Az 4.4 táblázat és az 4.19. ábra adataiból látható, hogy a hagyományos szűrési módszerrel az eredeti, modulálatlan, zajmentes tranziens impulzus sorozat nem állítható vissza maradéktalanul, hiszen ezzel a módszerrel - az amplitúdómoduláció hatásaként jelentkező - egyes vivőfrekvenciákat megtestesítő spektrális vonalak közötti oldalsávok nem távolíthatók el.

Az új módszerrel sokkal jobban el lehet távolítani a moduláció hatását zajos környezetben is. Rossz SNR (< 25dB) esetében az eredeti jel visszaállítása ezekkel a módszerekkel már nem lehetséges. Ilyen jelszintekkel a kommunikáció technikában sem lehet információt átvinni. A probléma feloldására a jel-zaj viszonyt javítani kell legalább 30dB-es értékre.

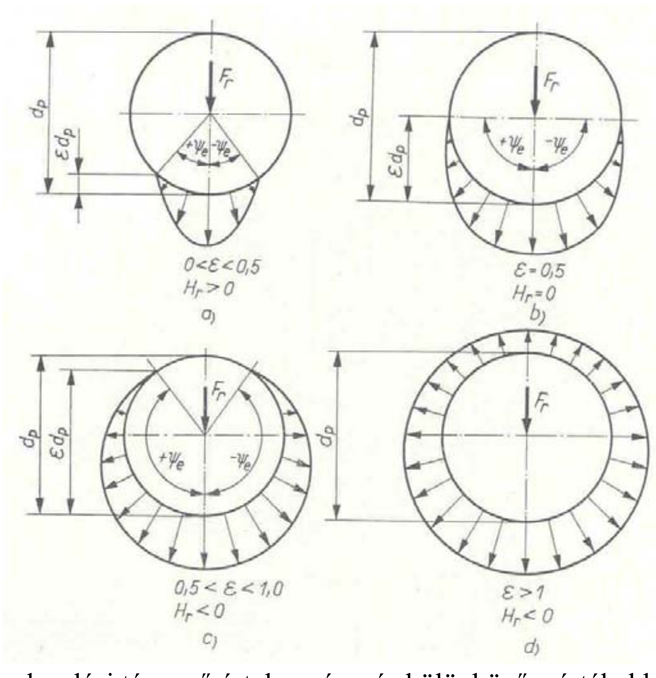
4.2.1.2 Az új módszer alkalmazása csapágyrezgés adatok szűrésére

Célom a zajba beágyazott, amplitúdóban modulált tranziens impulzusok kinyerése a mintaregisztrátumból.

A mintavételezéssel előállított rezgésadatokat az új szűrési eljárást megvalósító MATLAB program segítségével dolgoztam fel.

Esetünkben vivőhullámnak a tranziens impulzusok, moduláló jelnek a terhelés-eloszlási tényező amplitúdómodulációs hatása (4.23 ábra) felel meg.

Eszerint minél közelebb helyezkedik el a meghibásodás a *terhelési zónához* annál nagyobb a tranziens amplitúdója.



4.23 ábra Az ε terhelés-eloszlási tényező értelmezése, és különböző ε értékekhez tartozó jellegzetes terheléseloszlások [11]

$\varepsilon < 1$ esetén a terhelt zónát jellemezhetjük a Ψ_e fél körülforgási szöggel is [11].

A Ψ_e értéke a $\delta_\psi = 0$ feltétel esetén a (4.26) egyenlettel adható meg,

$$\Psi_e = \arccos(1 - 2\varepsilon) \tag{4.26}$$

ahol a δ_ψ a radiális irányú rugalmas alakváltozás.

Egy tetszőleges Ψ_e szöghelyzetben lévő gördülőelem terhelése (4.27)

$$Q_\Psi = Q_{\max} \cdot \left[1 - \frac{1}{2\varepsilon} \cdot (1 - \cos(\Psi))\right]^n \tag{4.27}$$

ahol Q_{max} a maximális gördülőelem terhelés [11]

„*n*” kitevő pontérintkezésű csapágyakra $n = 3/2$

vonalérintkezésű csapágyakra $n = 10/9$

A csapágy statikus egyensúlyának feltétele, hogy a gördülőelem terhelések függőleges komponenseinek összege egyenlő legyen a külső radiális terheléssel:

$$F_r = \sum_{\Psi=0}^{\Psi=\pm\Psi_e} Q_\Psi \cos(\Psi) \tag{4.28}$$

azaz

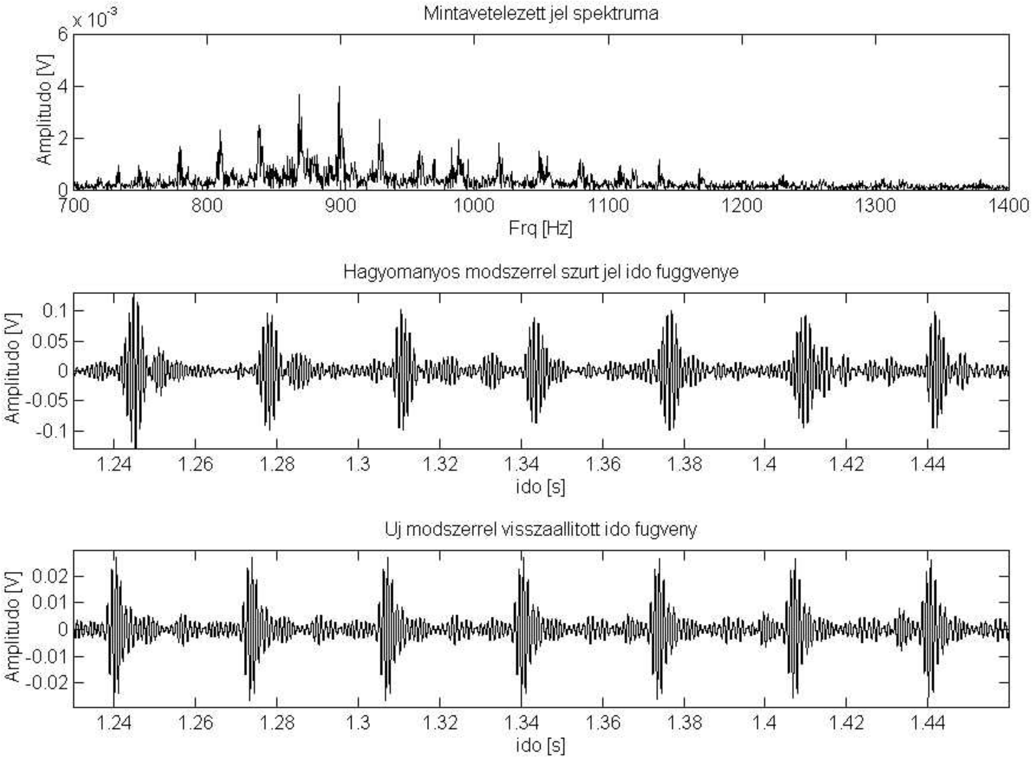
$$F_r = Q_{max} \sum_{\Psi=0}^{\Psi=\pm\Psi_e} \left[1 - \frac{1}{2\varepsilon} \cdot (1 - \cos(\Psi))\right]^n \cos(\Psi) \tag{4.29}$$

Newton második törvénye értelmében a gyorsulás egyenesen arányos az erővel és fordítottan arányos a tömeggel. Így a rezgésgyorsulás pillanatnyi amplitúdó értékeit az adott körülfordulási szöghöz tartozó radiális terhelés (4.29) nagysága határozza meg. Ez amplitúdó modulációt jelent.

Az új szűrési módszert alkalmazva a lézerrel kifúrt „teszt” csapágy mintavételezett rezgéseire a 4.24 ábrán látható, hogy a tranziens impulzusok időbeli lefolyása ugyanolyan, szemben a hagyományos módszerrel szűrt jel tranzienseivel. Az amplitúdó moduláció kedvezőtlen hatását is kiszűrtem.

A két szűrési eljárás közötti különbség abban is megmutatkozik, hogy a hagyományos digitális szűrő alkalmazása esetén, a szűrő kimenetén a jel a bemenetére kerülő jelhez képest időben eltolva jelenik meg. Ez a késés függ a szűrő fokszámától. A késleltetés „Zero-Phase” szűrési algoritmus segítségével kiküszöbölhető, de annak feldolgozási ideje kétszerese a hagyományos szűrési eljárásoknak.

Az új módszer segítségével lehetővé válik a pontszerű meghibásodás által gerjesztett rezgések jelmodelljének felvétele.



4.24 ábra Az új módszerrel előállított rezgés gyorsulás időfüggvény

Javasolt szűrési módszer:

- Mintavételezés a mintavételezési törvény[17]-nek megfelelő frekvenciával.
- Cepstrális analízis végrehajtása a mintavételezett adatokon a spektrumban előforduló periodicitások meghatározására.
- A zajszint meghatározása az amplitúdó spektrumból.
- Az amplitúdó spektrum mintavételezése a cepstrális analízis eredményének megfelelően.
- A mintavételezett amplitúdó értékek csökkentése a zajszintnek megfelelően.
- A jel inverz Fourier-transzformációval történő visszatranszformálása az időtartományba.

[17] Magyar szakirodalmakban „Shannon" mintavételezési törvény néven ismert, de angol nyelvű szakirodalmak gyakran Nyquist vagy Nyquist-Shannon mintavételezési törvény néven említik.

4.2.2 Modell identifikáció MATLAB segítségével

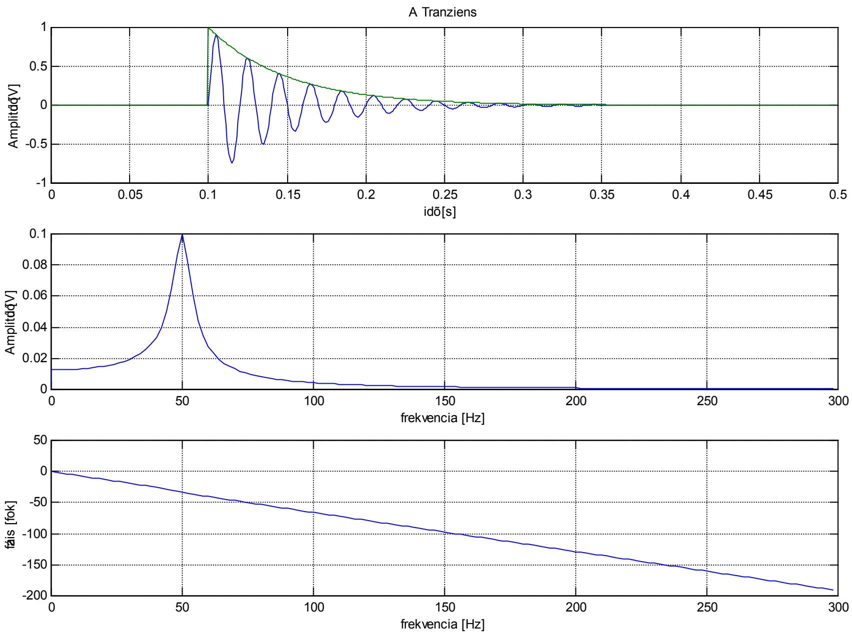
Modell identifikáció többféle képen hajtható végre. A célunk nem egy teljes, az adott folyamat összes számszerűsíthető fizikai paraméterét tartalmazó modell megalkotása, hanem egy részleges, általános terhelési feltételeknek megfelelő minimális jelmodell létrehozása. Annak a jelnek a modelljét keressük melyet a számítógépes adatgyűjtés során egy csapágyházon mintavételezhetünk. Az általam létrehozott jelmodell pontosítja a szakirodalmi hivatkozásokban megjelenő modellt. A folyamat teljes modellje által figyelembe veendő paraméterek pl. erőátviteli út csillapítása, terhelés értéke mind olyan mutatószámok, melyek különbözhetnek konkrét feladatok esetében. Ezeknek a paramétereknek értékeit egy későbbi munka során számszerűsíteni lehet az adott feladat esetére.

A fellelhető szakirodalmakban [22, 33, 97] található, egysoros, mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű gördülőpályájának pontszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem gerjesztette tranziens impulzus jelmodellje egy exponenciálisan csillapított szinusz függvény (4.30).

$$x(t) = A \cdot e^{-C \cdot t} \cdot \sin(\omega_n \cdot t) \tag{4.30}$$

ahol $\omega_n = 2\pi f_n$, f_n a csapágy valamelyik sajátfrekvenciája.

A (4.30) jelmodell idő- és frekvencia tartománybeli viselkedése a 4.25 ábrán látható.



4.25 ábra A szakirodalmakban található jelmodell idő- és frekvencia tartománybeli viselkedése, A=1, C=20, f_n=50 Hz esetére

A fenti ábrákból tisztán látható, hogy a tranziens jel energia tartalma az 50 Hz-es frekvencia környékére koncentrálódik. Az amplitúdó karakterisztika a csapágy sajátfrekvenciáján kívül jelentős mennyiségű felharmonikust tartalmaz mind az 50 Hz alatt és felett. Ez a jelentős felharmonikus tartalom az alkalmazott analízis következménye. A vizsgált időtartományban (0.5 sec) a tranziens, a kezdeti nulla értékről hirtelen elindul (0.1 sec). A kezdeti jelszakasz 0 Hz frekvenciáról (0 V_{DC} szint) hirtelen 50 Hz frekvenciára ugrik. Mivel a Fourier-transzformáció az időtartományban minden jelet szinusz és koszinusz függvények szuperpozíciójaként ír le, ezt a meredek jelváltozást is csak végtelen számú harmonikus összegeként tudja előállítani. A fázismenet lineáris.

A saját jelmodellünk egyenletét az *a priori* ismereteink felhasználásával alkottam meg. Elgondolásom szerint a tranziens jel felbontható a tranziens kialakulásának (felfutásának) és csillapodásának időbeli lefolyását megtestesítő - amplitúdómodulációt okozó - tag és a csapágy valamely sajátfrekvenciájának (rezonanciafrekvenciájának) időben változó szorzatára (4.31).

$$x(t) = m(t) \cdot n(t) \tag{4.31}$$

ahol *m(t)*az amplitúdó modulációt okozó tag egyenlete
*n(t)*a frekvencia modulált tag egyenlete

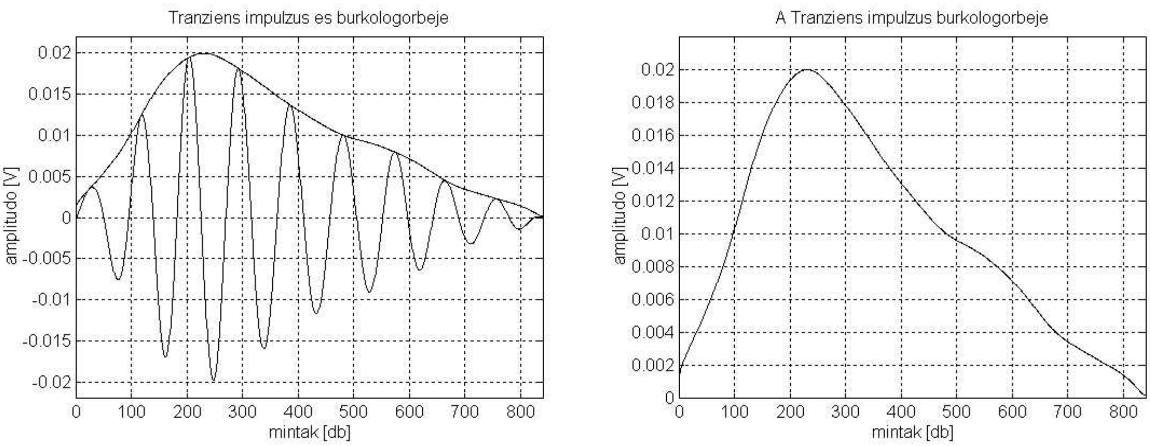
Amplitúdó menet vizsgálata

A mintavételezett és szűrt adatokból a modell paramétereit, burkológörbe detektálást követő közelítési eljárással határoztam meg.

A mintavételezett jel jelmodelljének meghatározásához elő kell állítani a tranziens burkológörbéjét. Az *m(t)* burkológörbét a mintavételezett és szűrt tranziens jel Hilbert transzformáltjának abszolút értéke segítségével határoztam meg.

$$m(t) = \left|\mathcal{H}\{\, x(t)\,\}\right| \tag{4.32}$$

A mintavételezett tranziens és burkológörbéjének időfüggvénye az 4.26 ábrán látható.



4.26 ábra Mintavételezett tranziens impulzus és burkológörbéje

Az (4.30) jelmodell feltételezi a tranziens azonnali felfutását. Ez a leírási mód érvényes lehet olyan folyamatok esetében ahol az anyag lökésszerű impulzussal való gerjesztése és rezgésválaszának vizsgálata ugyanazon anyagon belül történik. Esetünkben a gördülőelem hibahelybe történő begördülése által okozott ütésimpulzus rugalmas alakváltozások sorozatát indítja el. Ez az impulzus a gördülőelemről tovább adódik a külső gyűrűre, majd onnan a megtámasztást és erőátvitelt okozó csapágyházra (esetünkben tüskére) illetve a gyorsulásmérő szenzorra.

Az általam definiált jelmodell már figyelembe veszi a tranziens kialakulásának és lecsengésének folyamatát. Feltételezésünk szerint, ha tudunk olyan együtthatókat találni melyeket felhasználva a jelmodell egy meghatározott hibakritérium szerint jól illeszkedik a mintavételezett tranziens impulzus burkológörbéjére, akkor a jelmodellt megfelelőnek tekinthetjük.

A demodulált tranziens impulzus burkológörbéjét a (4.33) egyenlet szerinti alakban kerestem.

$$m(t) = A \cdot t^n \cdot e^{-C \cdot t}, \quad t \in [0, \infty), \quad A, C, n \in \Re \tag{4.33}$$

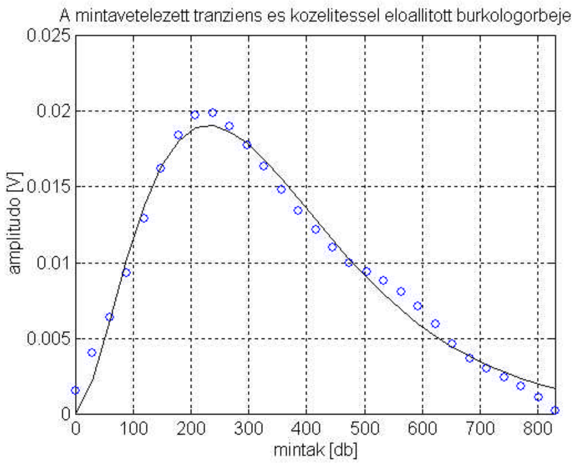
ahol A, C, n a folyamat jellemző paraméterei.

A burkológörbe modell nem-lineáris egyenlet, mely három független változót tartalmaz. A burkológörbéhez legjobban illeszkedő függvény meghatározását a MATLAB függvénytárai segítségével végeztem el. A függvény közelítéséhez *Nelder-Mead* nem-lineáris szimplex módszerét használtam. A módszer heurisztikus optimalizációs eljárás, melynek sikeressége jelentősen függ a kezdeti értékek helyes megválasztásától. Hibakritériumnak a hibák négyzetes összegét választottam.

A	5.5749e-6
n	1.8334
C	0.008
MSE	1.8729e-5

4.5 táblázat Az illeszkedő görbe paraméterei

A közelítés eredményének (folytonos vonal) és a mintavételezett burkológörbének (körök) függvényei a 4.27 ábrán láthatók.



4.27 ábra A mintavételezett és közelítéssel előállított burkológörbe

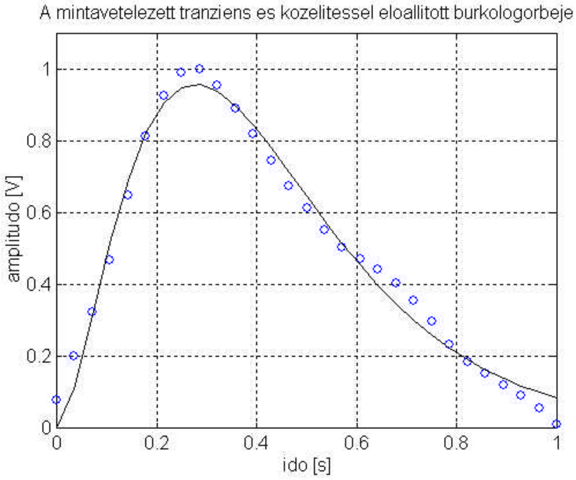
A közelítéssel előállított függvény viszonylag jól követi a mintavételezett tranziens időbeli lefolyását reprezentáló burkológörbét. Az eltérést az elméleti és a valóságos működési paraméterek közötti különbség okozza.

Mivel sikerült olyan paramétereket találni melyekkel az általam felírt egyenlet jól közelíti, a mintavételezett tranziensek burkológörbéjét a jelmodell egyenletét megfelelőnek tekinthetjük.

Általánosan használható modell esetére előállítottam a [0,1] időtartamra és [0,1] amplitúdó tartományra vonatkozó modell paramétereket is (4.6 táblázat).

A	63.1735
n	1.8337
C	6.6248
MSE	0.0473

4.6 táblázat A [0,1] időtartamra és [0,1] amplitúdó tartományra vonatkozó modell paraméterek



4.28 ábra A mintavételezett és közelítéssel előállított burkológörbe

Négy ismeretlenes közelítés

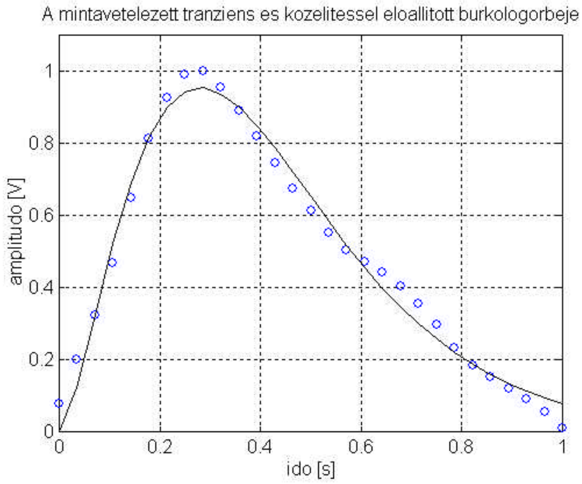
Az 4.31 és 4.33 egyenletekkel leírt jelmodell minél pontosabb alakjának felírásához megvizsgáltam a tranziens impulzus időbeli lefutását reprezentáló exponenciális tag viselkedését. Bevezettem az exponenciális tag időtartománybeli viselkedését befolyásoló negyedik ismeretlent, melyet „m”-betűvel jelöltem. A demodulált tranziens impulzus burkológörbéjét most a (4.34) egyenlet szerinti alakban kerestem.

$$m(t) = A \cdot t^n \cdot e^{-C \cdot t^m}, \quad t \in [0, \infty), \quad A, C, n \in \Re \tag{4.34}$$

A közelítés eredményét reprezentáló modell paramétereket és a közelítés hibáját az 4.7 táblázatban foglaltam össze.

A	33.9074
n	1.6397
C	6.0658
m	1.1063
MSE	0.0466

4.7 táblázat A [0,1] időtartamra és [0,1] amplitúdó tartományra vonatkozó modell paraméterek négy ismeretlen (A, C, n, m) esetében

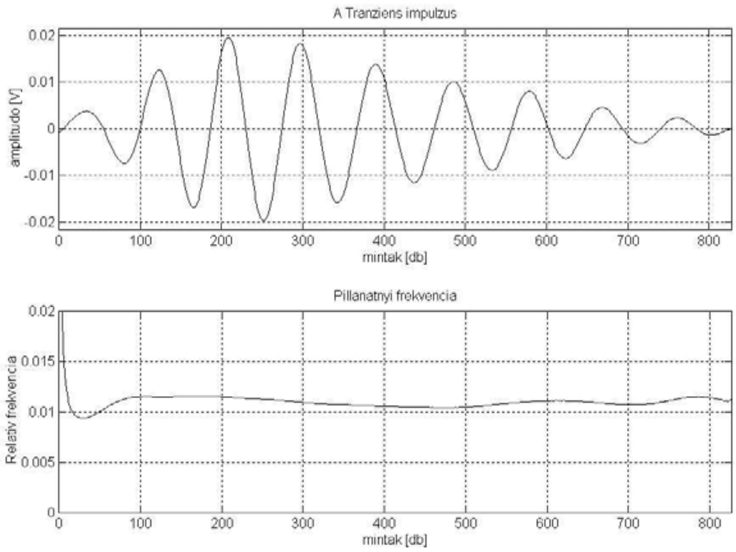


4.29 ábra A mintavételezett és közelítéssel előállított burkológörbe négy ismeretlen (A, C, n, m) esetére

A négy ismeretlenes közelítési eljárás igazolta az egyszerűbb 4.33 egyenlet helyességét. A negyedik ismeretlenként bevezetésre került „m" paraméter értéke alig különbözik egytől, ráadásul a közelítés hibája sem javult számottevő mértékben. Ezért a 4.34 egyenlet m ≅ 1 esetén elhanyagolhatóan kis hibával helyettesíthető a 4.33 egyenlettel.

Frekvenciamenet vizsgálata

A frekvencia tartománybeli viselkedés vizsgálatához előállítottam a tranziens impulzus pillanatnyi frekvencia-idő(minta) függvényét (4.30 ábra). A pillanatnyi-frekvenciát normalizált frekvencia[18] (relatív frekvencia) értékként tüntettem fel a diagramban.



4.30 ábra A mintavételezett tranziens frekvenciamenete

[18] A *normalizált frekvencia* vagy *relatív frekvencia* a frekvenciának a mintavételi frekvenciához viszonyított értéket jelenti. $f_n = \dfrac{f}{f_{mv}}$

A tranziens impulzus frekvencia menetét megvizsgálva megállapítható, hogy annak értéke gyakorlatilag nem változik az idő függvényében. A kialakuló tranziens impulzus nem frekvencia modulált. Az 4.31 egyenlet második tagja a szakirodalmi adatokkal összhangban a 4.35 alakban írható fel.

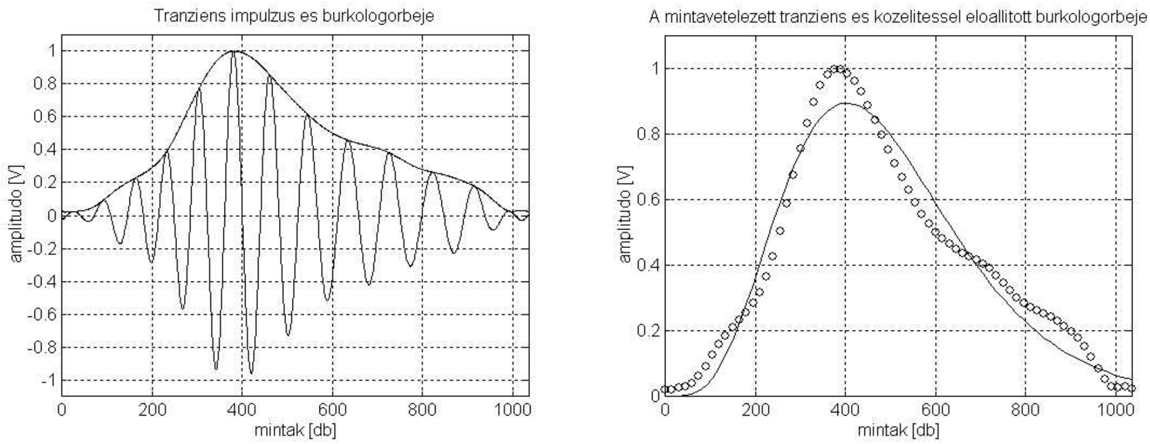
$$n(t) = \sin(\omega_n \cdot t) \tag{4.35}$$

ahol $\omega_n = 2\pi f_n$, f_n a csapágy valamelyik sajátfrekvenciája.

4.2.3 Modell verifikáció MATLAB segítségével

A modell helyességét egy fárasztó vizsgálatnak kitett és a vizsgálat közben meghibásodott 6209 típusú, egysorú mélyhornyú golyóscsapágy rezgésmintáin teszteltem.

A rezgés adatokat a teszt adatok felvételével azonos módon, stroboszkóppal mért, n = 1800min-1 fordulatszámon végeztem. A rezgés adatok szűrése után elvégeztem a burkológörbe közelítését.



4.31 ábra Mintavételezett tranziens impulzus és burkológörbéje

A burkológörbe közelítése során sikerült olyan együtthatókat találnunk melyek kis hibával kielégítették a jelmodellre felírt (4.33) egyenletünket. Az együtthatók értékeit és a közelítés hibáját a tranziens impulzus burkológörbéjéhez képest 4.8 táblázatban foglaltam össze.

A	1.0065e-10
N	4.583
C	0.0114
MSE	0.2765

4.8 táblázat A közelítés paraméterei

Az elvégzett vizsgálatok alapján a pontszerű meghibásodás okozta tranziens impulzusok részleges jelmodelljére az (4.36) egyenlet szerinti alakot javasolom.

$$x(t) = A \cdot t^n \cdot e^{-C \cdot t} \cdot \sin(\omega_n \cdot t), \quad t \in [0, \infty), \quad A, C, n \in \Re \tag{4.36}$$

ahol $\omega_0 = 2\pi f_n$, f_n a csapágy valamelyik sajátfrekvenciája.

Az egyes paraméterek aktuális értékei mindig az adott alkalmazás függvényében változnak.

4.3 ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK

Igazoltam, hogy létezik olyan új szűrési eljárás, amely alkalmas a periodikusan ismétlődő, amplitúdó modulált, zajjal terhelt tranziens impulzusok szűrésére. Az eljárás alapját a vonalas spektrum mintavételezése adja. Amplitúdómoduláció hatására az egyes spektrumvonalaknak oldalsávjai jelennek meg. A spektrális mintavételezéssel valamint – additív zajt feltételezve – a mintavételezett frekvencia komponensek amplitúdóinak – a zaj energiaszintnek – megfelelő amplitúdó értékkel való csökkentésével, a nem kívánt információ eltávolítható a jelről. Az időtartományba történő áttranszformálás után a visszanyerjük az eredeti modulálatlan jelet.

Igazoltam, hogy az új módszer alkalmazásával lehetőség nyílik a modulálatlan, zajmentes impulzus sorozat elhanyagolhatóan kis hibával történő visszaállítása **≥30dB**-es jel-zaj viszony (SNR) értékig.

Összehasonlítva a hagyományos szűrési eljárás és az új módszer alkalmazhatóságát különböző jel-zaj viszony esetére azt találtam, hogy a hagyományos szűrési módszerrel az eredeti modulálatlan, zajmentes impulzus sorozat – ellentétben az általam kidolgozott eljárással – nem állítható vissza maradéktalanul. Rosszabb SNR értékek esetén a két módszer hibája egy adott érték felé konvergál.

Bemutattam az új módszer alkalmazhatóságát csapágyrezgés adatok kiszűrésére.

Kidolgoztam egy új mérési eljárást az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű felületén keletkező pontszerű meghibásodás valósághű jelmodelljének felvételére. A szerkezeti kialakítás tekintetében elsődleges cél az erő/rezgés átviteli út minimalizálása volt. A mintavételezett rezgés impulzusok idő-frekvencia vizsgálatai (*STFT*, *Wiegner-Ville*) kimutatták, hogy a tranziensek frekvenciában nem moduláltak.

A jelmodell felvételénél feltételeztem és bebizonyítottam, hogy a tranziens impulzus előállítható a tranziens időbeli lefolyását megtestesítő burkológörbe és a csapágy valamely sajátfrekvenciájának szorzataként.

Előállítottam a mintavételezett, szűrt tranziens impulzus burkológörbéjét *Hilbert* transzformáció felhasználásával. A burkológörbe egyenletének alakját *a priori* ismereteink alapján egy három ismeretlent tartalmazó függvénnyel adtam meg. A függvényközelítéshez a *Nelder-Mead* nem-lineáris szimplex módszerét használtam fel. Hibakritériumnak a hibák négyzetes összegét választottam.

Az új mérési (vizsgálati) módszer alkalmazásával sikerült olyan paramétereket találni melyekkel a burkológörbe egyenlete az adott tartományon belül jó illeszkedett a mesterségesen létrehozott meghibásodás által gerjesztett tranziens impulzus burkológörbéjére.

A burkológörbe közelítését elvégeztem négy ismeretlent tartalmazó jelmodellel is. A negyedik paraméter értéke alig különbözött egytől, ráadásul a közelítés hibája sem javult számottevő mértékben. Ezért a hároparaméteres jelmodell tekinthető az ilyen típusú meghibásodás valósághű jelmodelljének.

Kidolgoztam az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű felületén keletkező pontszerű meghibásodás valósághű jelmodelljét.

5. SÁVHATÁROLT SKÁLÁZÓ FÜGGVÉNYŰ ORTONORMÁLT WAVELET LÉTREHOZÁSA

Wavelet bázisfüggvények létrehozása több módszerrel is lehetséges. *Battle-Lemarié* folytonos, m-ed rendű *B-Spline* függvények ortogonalizálásával állítja elő az ortonormált skálázó függvényét. *Meyer* pontonként folytonos skálázó függvénnyel definiálja az ortonormált waveletét. A skálázó függvényt egy n-ed fokú polinom alakban megadott elvékonyító függvénnyel (*taper function*) adja meg. *Daubechies* spektrális faktorizáció segítségével keresi a szűrőegyütthatókat úgy, hogy az ortogonalitási és momentum feltételek teljesüljenek. *Sweldens*, az általa kidolgozott „*lifting*" módszer segítségével egy adott biortogonális wavelet bázisból végtelen számú biortogonális wavelet bázist állít elő.

A disszertációban sávhatárolt skálázó függvényből állítom elő az ortonormált wavelet bázis függvényt. A skálázó függvényt pontokként folytonos függvény alakjában adom meg majd ortogonalizálom. Kimutatom, hogy a létrehozott wavelet „n"-ed rendű közelítése egy ideális sávszűrőnek.

5.1 SÁVHATÁROLT SKÁLÁZÓ FÜGGVÉNYŰ ORTONORMÁLT WAVELET

Egy skálázó függvényt sávhatároltnak nevezzük, ha megszámlálható számú zérus értéke van egy adott $\omega \in [-\omega_m, \omega_m]$ intervallumon belül és értéke zérus a tartományon kívül[19] (*Chapa, Rao*) [83].

ahol

$$\omega_m \leq \pi + \alpha\,, \quad 0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{3} \tag{5.1}$$

A sávhatárolt skálázó függvény létezésének szükséges és elégséges feltételei az (5.2) és (5.3) egyenletek.

$$\left|\hat{\phi}(\omega)\right| = 1 \qquad |\omega| < \pi - \alpha \tag{5.2}$$

$$\left|\hat{\phi}(\omega)\right|^2 + \left|\hat{\phi}(2\pi - \omega)\right|^2 = 1 \qquad \pi - \alpha < |\omega| < \pi + \alpha \tag{5.3}$$

A sávhatárolt skálázó függvény létezésének következménye a sávhatárolt wavelet létezése, melynek supportja $|\omega| \in [\pi - \alpha, 2\pi + 2\alpha]$ [83]. Továbbá, a wavelet kifejezhető a skálázó függvény segítségével.

[19] Az ω és az α körfrekvencia azaz [rad] dimenziójú mennyiségek.

$$\left|\hat{\psi}(\omega)\right| := \begin{cases} 0 & 0 \le |\omega| < \pi - \alpha \\ \left|\hat{\phi}(2\pi - \omega)\right| & \pi - \alpha \le |\omega| < \pi + \alpha \\ 1 & \pi + \alpha \le |\omega| < 2\pi - 2\alpha \\ \left|\hat{\phi}\left(\frac{\omega}{2}\right)\right| & 2\pi - 2\alpha \le |\omega| < 2\pi + 2\alpha \\ 0 & 2\pi + 2\alpha \le |\omega| \end{cases} \tag{5.4}$$

A (5.4) egyenlettel meghatározott wavelet szimmetrikus $\omega = 4\pi / 3$-ra. Ez a szimmetria további feltételeket (5.5), (5.6) határoz meg a waveletre nézve [83].

$$\left|\hat{\psi}(\omega)\right| = \left|\hat{\psi}(4\pi - 2\omega)\right| \qquad \pi - \alpha < |\omega| < \frac{4\pi}{3} \tag{5.5}$$

$$\left|\hat{\psi}(\omega)\right|^2 + \left|\hat{\psi}(2\pi - \omega)\right|^2 = 1 \qquad \pi - \alpha < |\omega| < \frac{4\pi}{3} \tag{5.6}$$

5.2 ORTONORMÁLT WAVELET BÁZIS FÜGGVÉNY LÉTREHOZÁSA

Definiálok egy pontonként folytonos skálázó függvényt (5.7) mely a megkívánt értékeket veszi fel a határoknál ($\alpha = \pi / 3$).

$$\hat{\phi}_n(\omega) := \begin{cases} 1 & |\omega| < \frac{2\pi}{3} \\ 0 & |\omega| \ge \frac{4\pi}{3} \\ \left[\sin\left(\frac{3}{4}\omega\right)\right]^{2\cdot n+2} & \textit{egyébként} \end{cases} \quad , n \in Z^+ \tag{5.7}$$

A fenti skálázó függvény nem alkothat ortonormált bázis függvényt, mivel nem teljesíti a (3.28) egyenletet.

$$\sum_{k \in Z} \left|\hat{\phi}_0(\omega + 2\pi k)\right|^2 = \frac{3 + \cos(3\omega)}{4} \tag{5.8}$$

A skálázó függvény ortonormalizálható a (5.9) felhasználásával.

$$\hat{\phi}^{\perp}(\omega) = \frac{\hat{\phi}(\omega)}{\sqrt{\sum_{k=-\infty}^{\infty} \left|\hat{\phi}(\omega + 2\pi k)\right|^2}} \tag{5.9}$$

Az új ortogonális, sávhatárolt skálázó függvény n = 0 esetére a (5.10) alakban adható meg.

$$\hat{\phi}_0(\omega) := \begin{cases} 1 & |\omega| < \dfrac{2\pi}{3} \\ 0 & |\omega| \geq \dfrac{4\pi}{3} \\ \dfrac{2 \cdot \sin^2\left(\frac{3}{4}\omega\right)}{\sqrt{3 + \cos(3\omega)}} & egyébként \end{cases} \tag{5.10}$$

A skálázó függvény (5.10) ortonormalitása nyilvánvaló, hiszen $\hat{\phi}(\omega)$ 2π szerint periodikus és teljesíti az ortonormalitás feltételét (5.11).

$$\hat{\phi}(\omega) + \hat{\phi}(2\pi - \omega) = \left(\frac{2 \cdot \sin^2\left(\frac{3}{4}\omega\right)}{\sqrt{3 + \cos(3\omega)}} \right)^2 + \left(\frac{2 \cdot \sin^2\left(\frac{3}{4}(2\pi - \omega)\right)}{\sqrt{3 + \cos(3(2\pi - \omega))}} \right)^2 = 1 \tag{5.11}$$

A (5.10) átírható polinom alakba a (5.12) felhasználásával.

$$\sum_{k \in Z} \left| \hat{\phi}_m(\omega + 2\,\pi\,k) \right|^2 = x^m + \sum_{k=0}^{m} (-1)^k \binom{m}{k} x^k \tag{5.12}$$

ahol

$m = 2 \cdot n + 2, \quad n \in Z^+$

$x = \cos^2\left(\dfrac{3 \cdot \omega}{4}\right)$

A skálázó függvény frekvencia tartománybeli alakja (5.12) egyenletet felhasználva (5.13) alakban adható meg,

$$\hat{\phi}_n(\omega) := \begin{cases} 1 & |\omega| < \dfrac{2\pi}{3} \\ 0 & |\omega| \geq \dfrac{4\pi}{3} \\ \dfrac{\left[\sin\left(\frac{3}{4}\omega\right)\right]^m}{\left(x^m + \sum_{k=0}^{m} (-1)^k \binom{m}{k} x^k\right)^{\frac{1}{2}}} & egyébként \end{cases} \tag{5.13}$$

ahol

$m = 2 \cdot n + 2, \quad n \in Z^+$

$x = \cos^2\left(\dfrac{3 \cdot \omega}{4}\right)$

A wavelet frekvencia tartománybeli alakja $\hat{\psi}(\omega)$ megadható a (3.31), (3.32), (3.33) és (3.34) egyenletek felhasználásával (5.14).

$$\hat{\psi}(\omega) = \hat{G}\left(\frac{\omega}{2}\right)\hat{\phi}\left(\frac{\omega}{2}\right) = e^{-i\frac{\omega}{2}}\overline{\hat{H}\left(\frac{\omega}{2}+\pi\right)}\hat{\phi}\left(\frac{\omega}{2}\right) \tag{5.14}$$

Mivel $\hat{\phi}\left(\dfrac{\omega}{2}\right)$ a $[-2\pi, 2\pi]$ tartományban van értelmezve a wavelet frekvencia tartománybeli alakja $\hat{\psi}(\omega)$ megadható (5.15) alakban,

$$\hat{\psi}_n(\omega) := \begin{cases} 0 & 0 \le |\omega| < \dfrac{2\pi}{3} \\ \dfrac{x^m}{\left(x^m + \sum\limits_{k=0}^{m}(-1)^k \binom{m}{k} x^k\right)^{\frac{1}{2}}} & \dfrac{2\pi}{3} \le |\omega| < \dfrac{4\pi}{3} \\ \dfrac{y^m}{\left(y^m + \sum\limits_{k=0}^{m}(-1)^k \binom{m}{k} y^k\right)^{\frac{1}{2}}} & \dfrac{4\pi}{3} \le |\omega| \le \dfrac{8\pi}{3} \\ 0 & |\omega| > \dfrac{8\pi}{3} \end{cases} \tag{5.15}$$

ahol

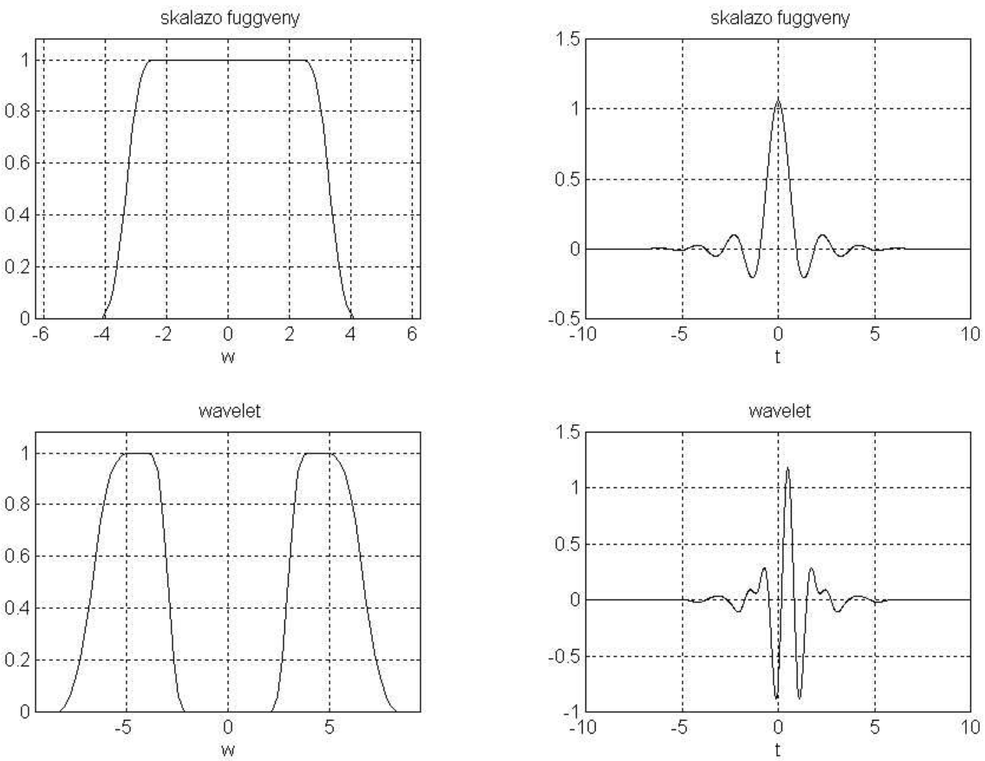
„n” a wavelet fokszáma.

$m = 2 \cdot n + 2, \quad n \in Z^+$

$x = \sin^2\left(\dfrac{3}{4}(2\pi - \omega)\right)$

$y = \sin^2\left(\dfrac{3}{8}\omega\right)$

A $\phi(t)$ zárt alakban történő megadása az esetek többségében nem lehetséges. Ilyenkor $\phi(t)$ értékei numerikus integrálással határozható meg. Hasonlóan a skálázó függvényhez a wavelet függvényt $\psi(t)$ is numerikus integrálással adtam meg. A skálázó függvény $\phi_0(t)$ és a hozzá tartozó wavelet $\psi_0(t)$ idő és frekvencia tartománybeli alakja az 5.1 ábrán látható.



5.1 ábra A skálázó függvény és a hozzá tartozó wavelet frekvencia és időtartománybeli viselkedése n = 0 esetére

A *CMF* szűrő együtthatók a finomítási egyenlet (3.31) átrendezett alakjából (5.16) inverz Fourier-transzformáció segítségével állíthatók elő,

$$\hat{H}(\omega) = \frac{\hat{\phi}(2\omega)}{\hat{\phi}(\omega)} = \hat{\phi}(2\omega) \tag{5.16}$$

ahol

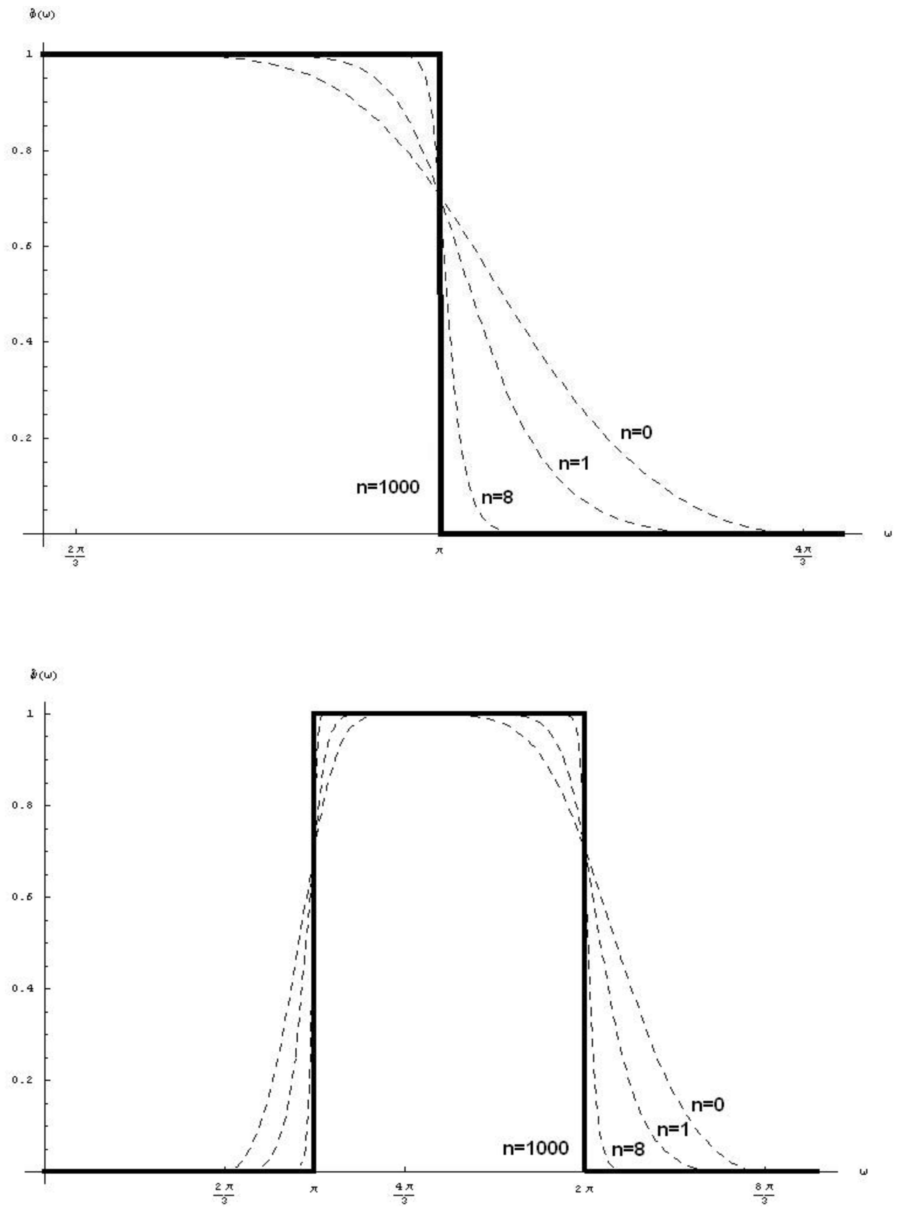
$$\hat{H}(\omega) = \sqrt{2}\sum_{k\in Z} h[k]\cdot e^{-i\cdot k\cdot\omega} \tag{5.17}$$

A $\psi(t)$ wavelet szűrő együtthatói az 5.1 táblázatban találhatók.

K	n=0	n=1	n=2	n=3
±0	0.7496	0.7313	0.7238	0.7198
±1	0.4420	0.4473	0.4488	0.4493
±2	-0.0399	-0.0236	-0.0165	-0.0126
±3	-0.1271	-0.1419	-0.1460	-0.1477
±4	0.0331	0.0219	0.0158	0.0123
±5	0.0564	0.0773	0.0836	0.0862
±6	-0.0239	-0.0193	-0.0148	-0.0118
±7	-0.0252	-0.0481	-0.0558	-0.0591
±8	0.0148	0.0162	0.0135	0.0112
±9	0.0104	0.0313	0.0397	0.0436
±10	-0.0076	-0.0131	-0.0121	-0.0104
±11	-0.0040	-0.0209	-0.0293	-0.0335
±12	0.0030	0.0101	0.0106	0.0096
±13	0.0019	0.0142	0.0220	0.0263
±14	-0.0009	-0.0077	-0.0091	-0.0087
±15	-0.0013	-0.0098	-0.0168	-0.0210
±16	0.0004	0.0057	0.0077	0.0078
±17	0.0010	0.0068	0.0129	0.0170
±18	-0.0004	-0.0042	-0.0065	-0.0070
±19	-0.0005	-0.0048	-0.0100	-0.0138
±20	0.0004	0.0031	0.0054	0.0062
±21	0.0001	0.0035	0.0079	0.0113
±22	-0.0002	-0.0023	-0.0044	-0.0054
±23	0	-0.0025	-0.0062	-0.0094
±24	0	0.0017	0.0037	0.0048
±25	0	0.0018	0.0049	0.0078
±26	0	-0.0012	-0.0030	-0.0042
±27	0	-0.0013	-0.0039	-0.0064
±28	0	0.0009	0.0025	0.0036
±29	0	0.0009	0.0031	0.0054
±30	0	-0.0007	-0.0020	-0.0031
±31	0	-0.0007	-0.0025	-0.0045
±32	0	0.0005	0.0017	0.0027

5.1 táblázat A $\psi(t)$ wavelet szűrő együtthatói $\{h[k]\}$

A skálázó függvény aluláteresztő szűrőként, a wavelet sáváteresztő szűrőként viselkedik (5.1 ábra). Amint a skálázó függvény fokszáma *„n”* tart a végtelenbe az átmeneti tartományt leíró függvény közelít egy ideális ugrásfüggvényhez (5.2 ábra). Ez azt jelenti, hogy a fokszám növelésével a skálázó függvény közelít egy ideális aluláteresztő szűrőhöz a wavelet pedig egy ideális sávszűrőhöz. A waveletünk a fokszám növelésével fokozatosan átmegy *Shannon* waveletbe.



5.2 ábra A skálázó függvény és a hozzá tartozó wavelet frekvencia tartománybeli alakja különböző fokszám értékek esetében

5.3 ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK

Ebben a fejezetben létrehoztam egy sávhatárolt skálázó függvényű, ortonormált wavelet bázisfüggvény családot. Megadtam a wavelet együtthatók numerikus értékeit. Kimutattam, hogy a wavelet „n”-ed rendű közelítése egy ideális sávszűrőnek.

6. A JELMODELLHEZ ILLESZKEDŐ ORTONORMÁLT WAVELET LÉTREHOZÁSA

A wavelet bázisfüggvény kiválasztása döntő jelentőségű az analízis szempontjából. A kiválasztott wavelet az esetek többségében azonban független az analizálandó jeltől. Mivel a wavelet transzformáció illetve az ebből származtatható energia eloszlás is a vizsgálandó jel és a wavelet bázis függvény konvolúcióján alapul, akkor kapunk a legnagyobb kimeneti jelet, ha a wavelet a vizsgálandó jelhez hasonló.

Ez elmúlt évtizedben több publikáció született, egy adott jelhez jól illeszkedő wavelet létrehozásának témájában [56, 68, 83, 87]. *Tewfik*, *Sinha* és *Jorgensen* [56] a jel idő tartománybeli alakjához jól illeszkedő wavelet tervezési algoritmusát dolgozta ki. *Chapa* és *Rao* [83] kifejlesztett egy olyan algoritmust mely a frekvencia tartományban keresi a jól illeszkedő waveletet külön a jelspektrum amplitúdó és fázis menetéhez. Az optimalizálás célfüggvényei a jel és a wavelet amplitúdó spektrumából, illetve a jel és a wavelet csoportfutási idejéből számolt négyzetes hiba minimuma.

Az értekezésben a pontszerű meghibásodás jelmodelljéhez jól illeszkedő, valós együtthatójú, ortonormált wavelet bázist keresem *Chapa* és *Rao* szuboptimális algoritmusa segítségével.

6.1 SKÁLÁZÓ FÜGGVÉNY ELŐÁLLÍTÁSA A WAVELETBŐL

A szuboptimális közelítési algoritmus kiindulópontja a *finomítási egyenlet*[20] (6.1), melynek segítségével a skálázó függvény előállítható a waveletből [54].

$$\left|\hat{\phi}(\omega)\right|^2 = \sum_{j=0}^{\infty}\left|\hat{\psi}\left(2^j\omega\right)\right|^2, \quad \omega \neq 0 \tag{6.1}$$

Chapa megadta a (6.1) diszkrét alakját (6.2) egy adott *„l”* felbontási szintig.

$$\left|\hat{\phi}\left(\frac{\pi k}{2^l}\right)\right|^2 = \sum_{p=0}^{l}\left|\hat{\psi}\left(\frac{2\pi k}{2^p}\right)\right|^2, \quad k \neq 0 \tag{6.2}$$

[20] Angol szóhasználatban „refinement equation”

6.2 AMPLITÚDÓ SPEKTRUM KÖZELÍTÉSE

Az amplitúdó karakterisztika közelítési eljárása valós, szimmetrikus wavelet bázisfüggvények előállítására alkalmas. A közelítés hibájának megadására definiáljuk a (6.3) hiba függvényt [83].

$$E(Y,a) = \int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{8\pi}{3}} \left[W(\omega) - aY(\omega)\right]^2 d\omega \tag{6.3}$$

ahol

$W(\omega) = \left|\hat{f}(\omega)^2\right|$

$Y(\omega) = \left|\hat{\psi}(\omega)\right|^2$

„a” a skálatényező.

A (6.3) hibafüggvény szélső értékét keresve valamint a wavelet spektrum szimmetriáját felhasználva a keresett amplitúdó optimális értékére a (6.4) összefüggés adódik.

$$Y(\omega) = \frac{1}{2} - \frac{1}{4a}\left[W(2\pi - \omega) - W(\omega) + W(2\omega) - W(4\pi - 2\omega)\right] \tag{6.4}$$

A skálatényező optimális értéke (6.5) alakban adható meg.

$$a = \frac{1}{2}\int_{\frac{2\pi}{3}}^{\frac{4\pi}{3}} W(\omega)\, d\omega + \frac{1}{4}\int_{\frac{4\pi}{3}}^{\frac{8\pi}{3}} W(\omega)\, d\omega \tag{6.5}$$

A diszkrét spektrum előállításához az amplitúdó spektrum mintavételezett alakját kell felhasználni.

A (6.2) egyenlet (3.28)-ba való behelyettesítésével (6.6) adódik.

$$\sum_{p=0}^{l} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} Y\left(\frac{2^l}{2^p}\left(k + 2^{l+1}m\right)\right) = 1 \tag{6.6}$$

ahol

$$2^{l-1}/3 < \left|\frac{2^l}{2^p}\left(k + 2^{l+1}m\right)\right| < 2^{l+2}/3 \tag{6.7}$$

A (6.6) egyenlet kifejezhető mátrix alakban (6.8)

$$AY = 1 \tag{6.8}$$

ahol

$A = \left\{\alpha_{ij} \in \{0, 1, 2\};\quad i = 1, \ldots, L;\quad j = 1, \ldots, 2^l\right\}$

Az amplitúdó spektrum közelítési eljárás egy feltételes szélsőérték feladat mely *Lagrange-multiplikátorok* segítségével oldható meg.

Felhasználva a jel és a wavelet amplitúdó spektrumának mintavételezett alakját (6.9), (6.10)

$$W = \left\{ \left| \hat{f}(k\,\Delta\omega) \right|^2 ; k = \lceil 2^l/3 \rceil, \ldots, \lfloor 2^{l+2}/3 \rfloor \right\} \tag{6.9}$$

$$Y = \left\{ \left| \hat{\psi}(k\,\Delta\omega) \right|^2 ; k = \lceil 2^l/3 \rceil, \ldots, \lfloor 2^{l+2}/3 \rfloor \right\} \tag{6.10}$$

a (6.3) hibafüggvény (6.11) alakban írható fel. A szélsőérték feladat feltételét a (6.8) egyenlet adja meg.

$$E = \frac{(W - aY)^T (W - aY)}{W^T W} \tag{6.11}$$

Az optimális wavelet spektrum mátrix alakban (6.12) egyenlet szerint írható.

$$Y = \frac{1}{a} W + A^T \left(A \cdot A^T \right)^{-1} \cdot \left(\mathbf{1} - \frac{1}{a} A \cdot W \right) \tag{6.12}$$

ahol

$$a = \frac{\mathbf{1}^T \left(A \cdot A^T \right)^{-1} A \cdot W}{\mathbf{1}^T \left(A \cdot A^T \right)^{-1} \cdot \mathbf{1}} \tag{6.13}$$

6.3 Fázis spektrum közelítése

A fázismenet közelítése az amplitúdó karakterisztika közelítési eljáráshoz hasonlóan négyzetes hibakritérium alapján történik (6.14). A fázismenet helyett azonban a *csoportfutási idő*[21] eltérést vizsgáljuk.

$$\gamma = \sum_{n=-N/2}^{N/2-1} \left(\Omega(n) \left(\Gamma_F(n) - \Gamma_\psi(n) \right) \right)^2 \tag{6.14}$$

ahol

„N” a minták száma

$\Gamma(n) = 1/2 - \tau(n)$

$\Omega(n) = \dfrac{Y(n)}{\sum Y(n)}$

A csoportfutási időt 2π szerint periodikus, *R*-ed fokú polinomként modellezzük.

[21] *Csoportfutási idő*: a fáziskarakterisztika körfrekvencia szerinti első deriváltja, vagyis $\tau(\omega) = -\dfrac{d\varphi(\omega)}{d\omega}$

$$\lambda(\omega)=\sum_{k=-\infty}^{+\infty}\sum_{r=0}^{R/2}c_r(\omega-2\pi k)^{2r}\Pi\left(\frac{\omega-2\pi k}{2\pi}\right) \tag{6.15}$$

ahol

$\lambda(\omega)=-\tau(\omega)$

$\Pi(\omega)=\begin{cases}1, & -\frac{1}{2}\leq\omega<\frac{1}{2}\\ 0, & egyébként\end{cases}$

c_r a polinom együtthatói

A (6.15) egyenlet diszkrét alakja $\Delta\omega=2\pi/T$ felhasználásával

$$\lambda(n)=\sum_{r=0}^{R/2}c_r\sum_{k=-P/2}^{P/2-1}(n-kT)^{2r}\Pi\left(\frac{n-kt}{T}\right) \tag{6.16}$$

ahol

$P=N/T$

$-N/2\leq n<N/2$

A (6.16) egyenlet átírható mátrix alakba (6.17).

$$\lambda=Bc \tag{6.17}$$

ahol

a B mátrix elemeit a (6.18) egyenlet határozza meg.

$$b_{n,r}=\sum_{k=-P/2}^{P/2}(n-kT)^{2r}\Pi\left(\frac{n-kT}{T}\right) \tag{6.18}$$

A c_r együtthatók optimális értékét a (6.19) egyenlet megoldása (6.20) adja.

$$\nabla_c\gamma=0 \tag{6.19}$$

$$\hat{c}=\left(\overline{D}_\psi^T\overline{D}_\psi\right)^{-1}\overline{D}_\psi^T\overline{\Gamma}_F \tag{6.20}$$

ahol

$$D_\psi=-\frac{1}{2}B_{(q+T/2)}+\sum_{m=2}^{\infty}2^{-m}B_{\left(q/2^m\right)} \tag{6.21}$$

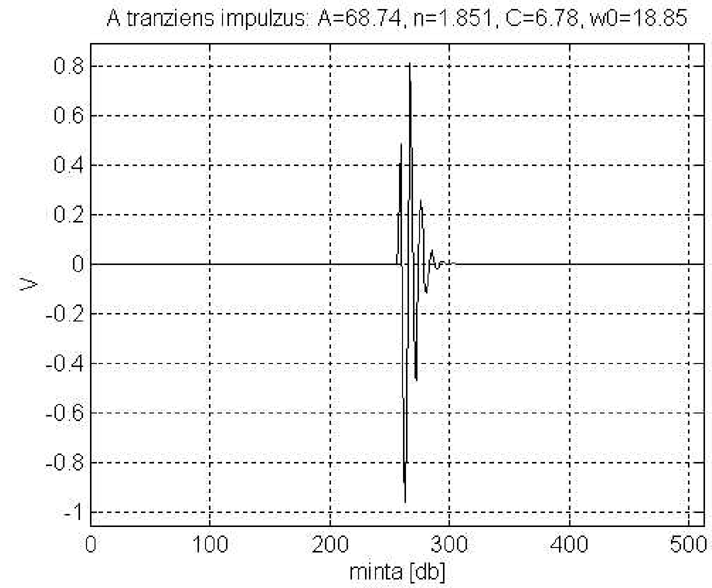
$\overline{\Gamma}_F$ az $\{\Omega(n)\Gamma_F\}$nem zérus elemei és $\overline{D}_\psi$ az $\{\Omega(n)d_{n,r}\}$nem zérus elemei.

A wavelet csoportfutási ideje a (6.20) és (6.21) egyenletek felhasználásával a (6.22) alakban adható meg.

$$\Gamma_\psi=D_\psi\hat{c} \tag{6.22}$$

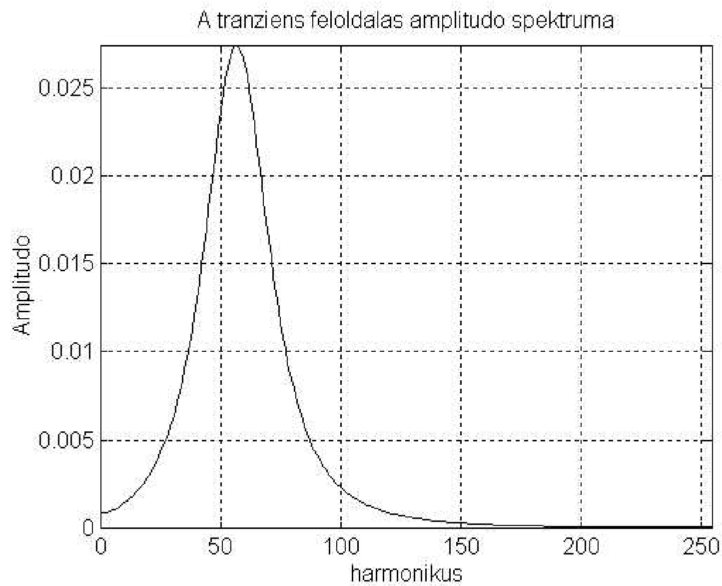
6.4 A JELMODELLHEZ ILLESZKEDŐ ORTONORMÁLT WAVELET LÉTREHOZÁSA

A wavelet bázisfüggvény létrehozásához az (4.36) egyenletben definiált jelmodellel leírható tranziens impulzus 512 pontos mintaregisztrátumát használtam fel a 4.5 táblázatban található modellparaméterek alkalmazásával. A tranziens időfüggvénye a 6.1 ábrán látható.



6.1 ábra Az amplitúdó közelítéshez használt tranziens jel

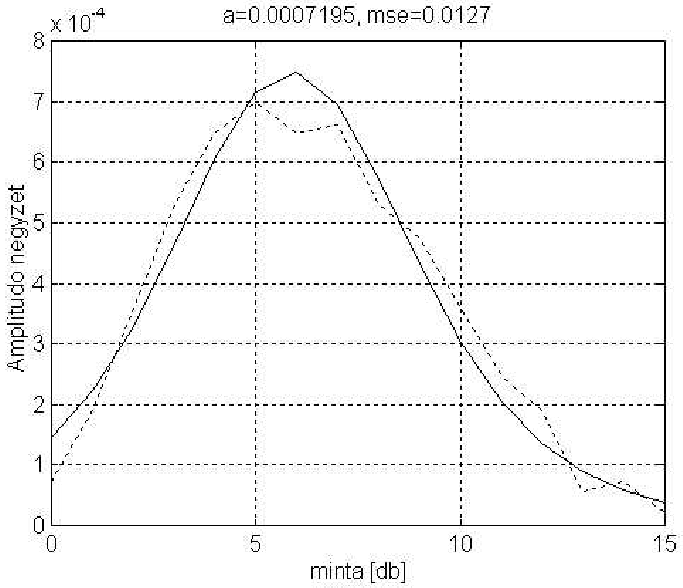
Előállítottam a tranziens féloldalas amplitúdó spektrumát, mely a 6.2 ábrán látható.



6.2 ábra A tranziens impulzus amplitúdó spektruma

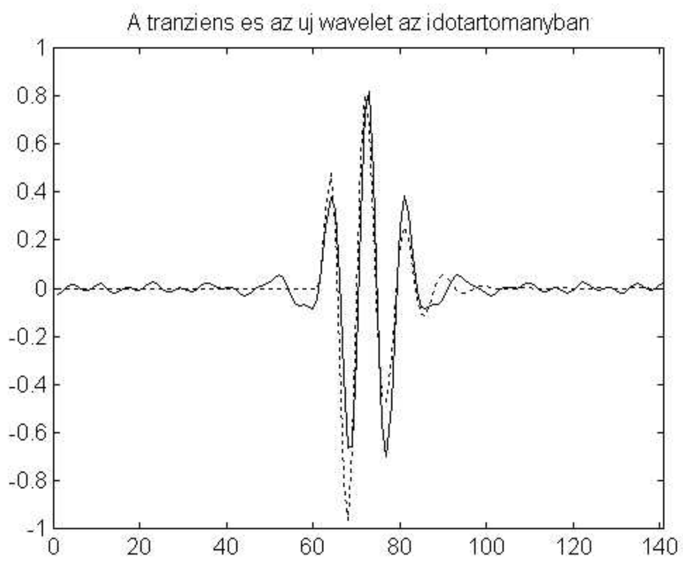
A tranziens impulzus véges energiájú jel, mely mind az idő tartománybeli (6.1 ábra), mind a frekvencia tartománybeli (6.2 ábra) reprezentáción jól látható. Ez megteremti annak a lehetőségét, hogy találjunk hozzá egy jól illeszkedő ortogonális wavelet bázis függvényt.

A wavelet amplitúdó spektrumát 16 ponton közelítettem az átmeneti sávban a tranziens jel spektrumához. Az amplitúdó közelítés eredménye a 6.3 ábrán látható.



6.3 ábra Amplitúdó közelítés az áteresztő sávban (tranziens folytonos vonal, wavelet szaggatott vonal)

A wavelet az áteresztő sávban jól közelíti az eredeti tranziens amplitúdó menetét. A közelítés jóságának megítélésénél szem előtt kell tartani, hogy a közelített amplitúdó karakterisztikának ki kell elégítenie a waveletekre vonatkozó-, valamint az ortogonalítási feltételt is. Az közelítés négyzetes hibája 0,0127. A fázismenet közelítéséhez az amplitúdó karakterisztikánál használt tranziens jel csoportfutási idejét használtam, melyet 16-odfokú polinommal közelítettem.

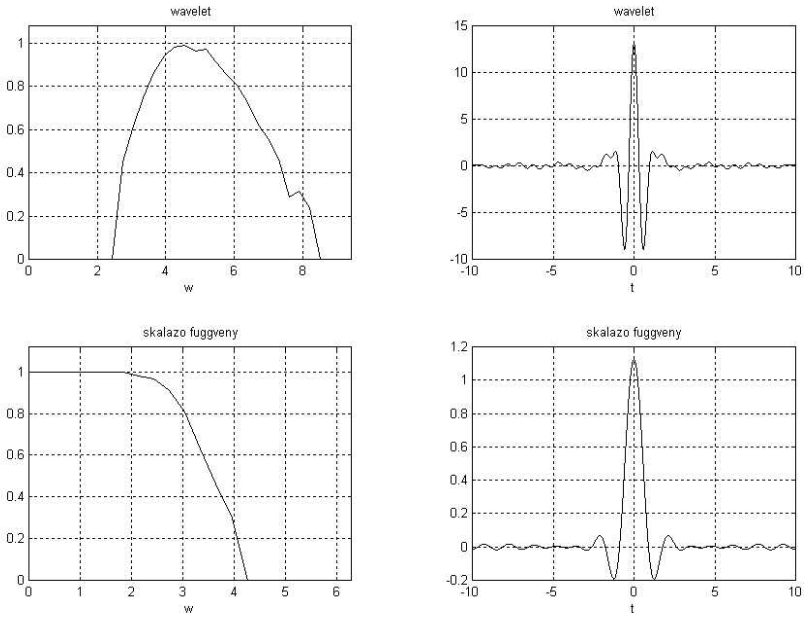


6.4 ábra A tranziens és az új wavelet az időtartományban. (tranziens szaggatott vonal, wavelet folytonos vonal)

Az amplitúdó menet és a fázismenet adatainak kombinálásával előállítható a közelített wavelet időtartománybeli alakja, mely a 6.4 ábrán látható.

Az eredeti tranziens impulzus és a közelített wavelet időtartománybeli alakjainak egymásra rajzolásával jól megfigyelhető a jelek hasonlósága.

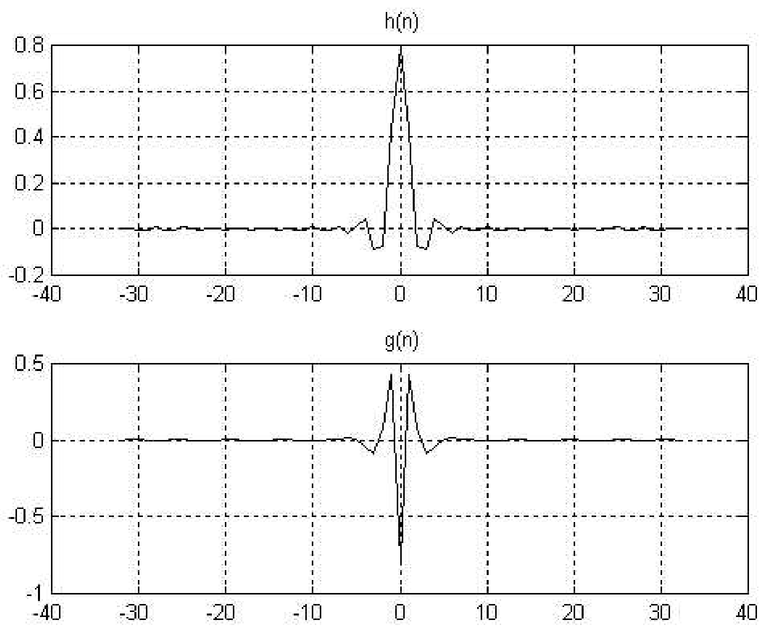
Ahhoz, hogy az új wavelet ortonormált legyen az amplitúdó spektrumát skáláztam.
Előállítottam az új wavelet skálázó függvényét a (6.1) egyenlet felhasználásával. Az új wavelet és skálázó függvény idő illetve frekvencia tartománybeli alakja a 6.5 ábrán látható.



6.5 ábra Az új wavelet és a hozzá tartozó skálázó függvény idő és frekvencia tartománybeli viselkedése

A létrehozott wavelet bázisfüggvény zárt alakban nem adható meg, ezért előállítottam a szűrő együtthatókat (6.1 táblázat).

A szűrők impulzus válasz függvényei a 6.6 ábrán láthatók.



6.6 ábra Az új wavelethez tartozó szűrők impulzusválasz függvényei

k	h(n)	g(n)
±0	0.7948	-0.7948
±1	0.4260	0.4260
±2	-0.0760	0.0760
±3	-0.0872	-0.0872
±4	0.0474	-0.0474
±5	0.0115	0.0115
±6	-0.0166	0.0166
±7	0.0068	0.0068
±8	-0.0028	0.0028
±9	-0.0024	-0.0024
±10	0.0069	-0.0069
±11	-0.0045	-0.0045
±12	-0.0012	0.0012
±13	0.0044	0.0044
±14	-0.0043	0.0043
±15	0.0015	0.0015
±16	0.0040	-0.0040
±17	-0.0065	-0.0065
±18	0.0009	-0.0009
±19	0.0054	0.0054
±20	-0.0053	0.0053
±21	0.0005	0.0005
±22	0.0046	-0.0046
±23	-0.0063	-0.0063
±24	0.0004	-0.0004
±25	0.0073	0.0073
±26	-0.0057	0.0057
±27	-0.0037	-0.0037
±28	0.0071	-0.0071
±29	-0.0010	-0.0010
±30	-0.0040	0.0040
±31	0.0033	0.0033
±32	-0.0005	0.0005

6.1 táblázat Az új $\psi(t)$ wavelet szűrő együtthatói {*h[k]*} és {g*[k]*}

6.5 ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK

Ebben a fejezetben létrehoztam az egysoros, mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű pontszerű meghibásodása által gerjesztett tranziens rezgésimpulzus jelmodelljét, a négyzetes hibakritérium (MSE) alapján jól közelítő wavelet bázisfüggvényt. Megadtam a wavelethez tartozó szűrőegyütthatók numerikus értékeit, melyek segítségével a tranziens impulzusok diszkrét wavelet transzformációja elvégezhető.

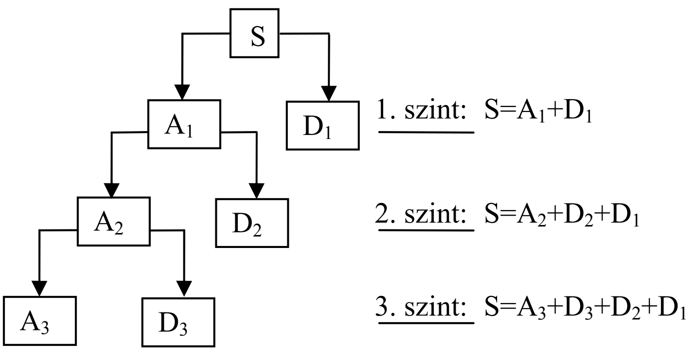
7. SZIMULÁCIÓS ÉS KÍSÉRLETI VIZSGÁLATOK

Az értekezésnek ebben a fejezetében megvizsgálom a létrehozott waveletek használhatóságát különös tekintettel a csapágyrezgés vizsgálatra való alkalmasságuk vonatkozásában.

7.1 TRANZIENS IMPULZUSOK ÚJ WAVELETEK SZERINTI FELBONTÁSA ÉS HELYREÁLLÍTÁSA

Ebben az alfejezetben megvizsgálom, hogy az értekezés ötödik és hatodik fejezetében létrehozott waveletek (a továbbiakban: *lwave1* és *lwave2*) mekkora hibával állítják vissza az eredeti jelet wavelet együtthatóikból. A vizsgálandó jelet DWT segítségével felbontom wavelet együtthatóira, majd a kapott együtthatókból IDWT segítségével visszaállítom az eredeti jelet.

Egy jel DWT szerinti felbontása többlépcsős folyamat. A jelet (S) átvezetve egy megfelelően kiválasztott, frekvencia-sávban szeparált szűrő csoporton[22], az felbontható „alacsony frekvenciás” *közelítés*- és „nagyfrekvenciás” *részlet* jelkomponensekre (A_n, D_n). A felbontás következő szintjén az előzőleg kapott „alacsony frekvenciás” jelkomponenst tovább bontjuk „alacsony frekvenciás” és „nagyfrekvenciás” jelkomponensekre[23]. Az eljárás rekurzív módon tovább folytatható a megkívánt felbontási szintig. A megfelelő felbontási szintek számát valamilyen kritérium, legtöbbször az *entrópia*[24] alapján határozzák meg.

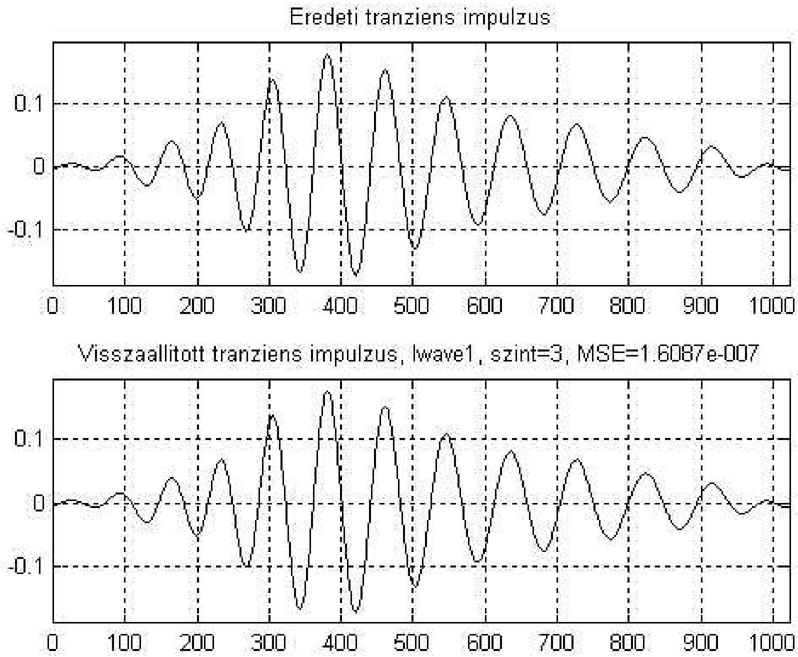


7.1 ábra A jel többszintű felbontása

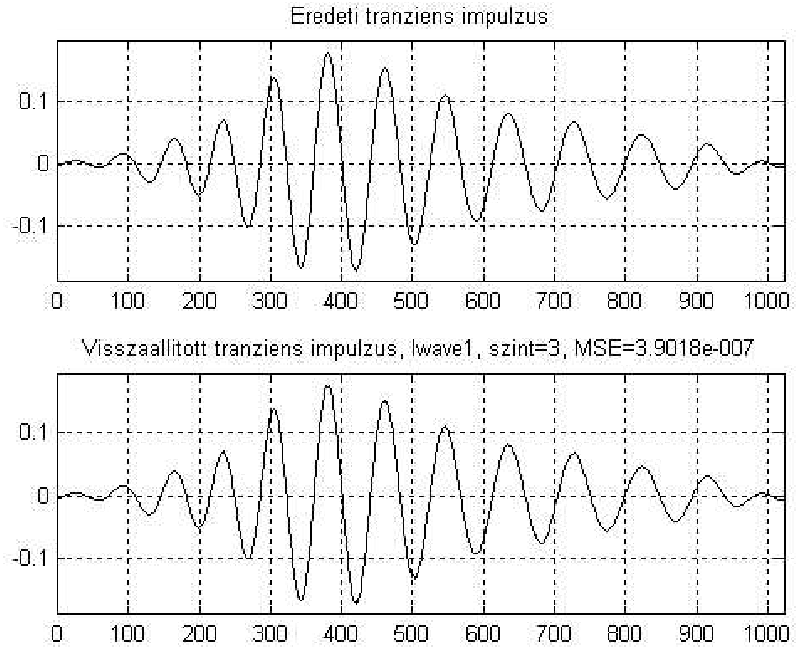
Egy jel IDWT szerinti helyreállítása az előzővel ellentétes folyamat. A szintézisre használt szűrő csoportot az analízisre használt szűrőkből állítjuk elő.

A felbontáshoz és a rekonstrukcióhoz a 7.2 ábrán látható tranziens impulzust használtam fel.

[22] Angol nyelvű szóhasználatban „*filter bank*”
[23] Ezen kívül létezik még a jelek „*wavelet packet*”szerinti felbontása ahol nemcsak a közelítés, hanem a részlet komponenseket is tovább bontjuk „alacsony frekvenciás” és „nagyfrekvenciás” összetevőkre.
[24] entrópia: az információelméletben egy üzenet információ tartalmának várható értékét határozza meg



7.2 ábra A tranziens jel többszintű felbontása és rekonstrukciója „lwave1” wavelet felhasználásával



7.3 ábra A tranziens jel többszintű felbontása és rekonstrukciója „lwave2” wavelet felhasználásával

A felbontást mindkét esetben a 3. szintig végeztem el. A visszaállítás minőségi mutatójának az MSE-t választottam. A vizsgálat eredménye szerint mind a két wavelet alkalmas tranziens jelek wavelet együtthatók szerinti feldolgozására (7.2 ábra, 7.3 ábra).

	lwave1	*lwave2*	*symlet5*
MSE	$1{,}6087 \cdot 10^{-7}$	$3{,}9018 \cdot 10^{-7}$	$1{,}5283 \cdot 10^{-30}$

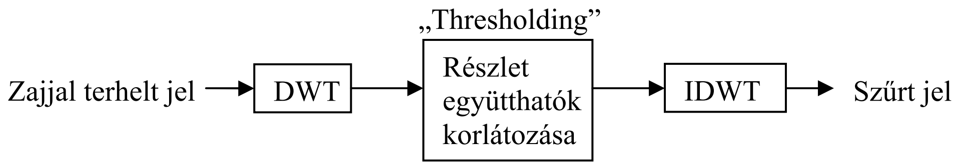
7.1 táblázat A rekonstrukció hibái

Annak ellenére, hogy az *lwave2* wavelet több mint kétszer nagyobb hibával állította vissza az eredeti jelet, mint az *lwave1* wavelet, a hiba mégis elhanyagolhatóan kicsi (10^{-7} nagyságrendű). Az eltérés oka, az hogy az *lwave1* wavelet frekvencia tartományban pontonként folytonos és zárt alakban leírható, azaz minden frekvencián pontosan értelmezett. Ezzel szemben az *lwave2* wavelet mintavételezett spektrumból közelítéssel lett előállítva. Az előbbi vizsgálatot elvégeztem *Daubechies symlet5* waveletének felhasználásával is. A rekonstrukció hibája ebben az esetben $1{,}5283 \cdot 10^{-30}$ volt. A *symlet* waveletek a „*compact support*[25]”-al rendelkező ortogonális waveletek családjába tartoznak. Az általam létrehozott *lwave1* és *lwave2* a *Meyer* waveletek családjába tartoznak, melyek nem rendelkeznek a véges számú együtthatók (*compact support*) tulajdonságával. Az együtthatók számának behatárolása a pontosság csökkenésével jár. A *symlet5* 10db, az általam létrehozott *lwave1* és *lwave2* 20db wavelet együtthatóval érte el ezt az eredményt.

7.2 ZAJBA BEÁGYAZOTT TRANZIENS IMPULZUSOK SZŰRÉSE

Az értekezés harmadik fejezetében bemutatott szűrési eljárás periodikusan ismétlődő tranziens impulzusok szűrésére alkalmas. Abban az esetben, amikor a vizsgált jelből nem áll rendelkezésre több periódusnyi adat, a szakirodalomban „*wavelet thresholding*”-nak nevezett szűrési eljárás alkalmazható.

Az eljárás alapját a vizsgált jel DWT szerinti felbontása adja (7.1. ábra). A felbontás elvégzése után azon részlet együtthatókat melyek egy adott küszöbszintet nem érnek el elhanyagoljuk. A szűrt jelet IDWT segítségével állítjuk vissza wavelet együtthatóiból (7.4. ábra).



7.4 ábra A „Wavelet thresholding” folyamata

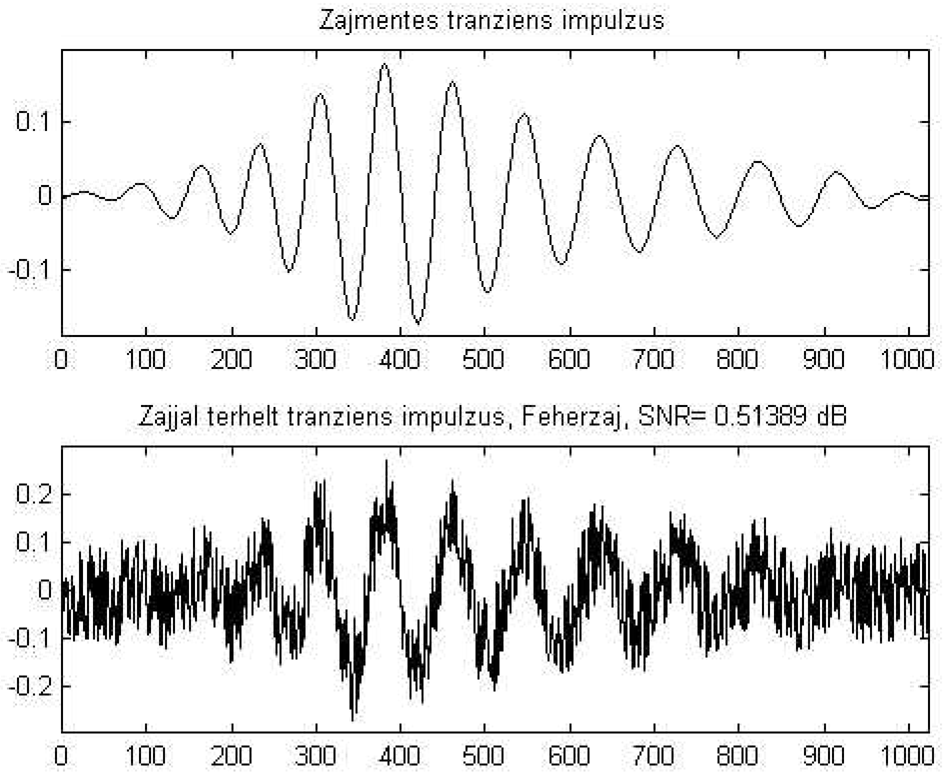
Az általam létrehozott waveletek teszteléséhez egy tranziens impulzus fehérzajjal terhelt mintaregisztrátumát használtam fel (7.5 ábra). A jel-zaj viszony értéke 0,51389 dB, ami erősen zajos jelet jelent. A waveletek szűrőként történő felhasználásának minősítésére MSE értékeket számoltam a szűrt és a zajmentes jelekből (7.2 táblázat).

	lwave1	*lwave2*	*symlet5*
MSE	$2{,}2692 \cdot 10^{-4}$	$2{,}2683 \cdot 10^{-4}$	$2{,}4554 \cdot 10^{-4}$

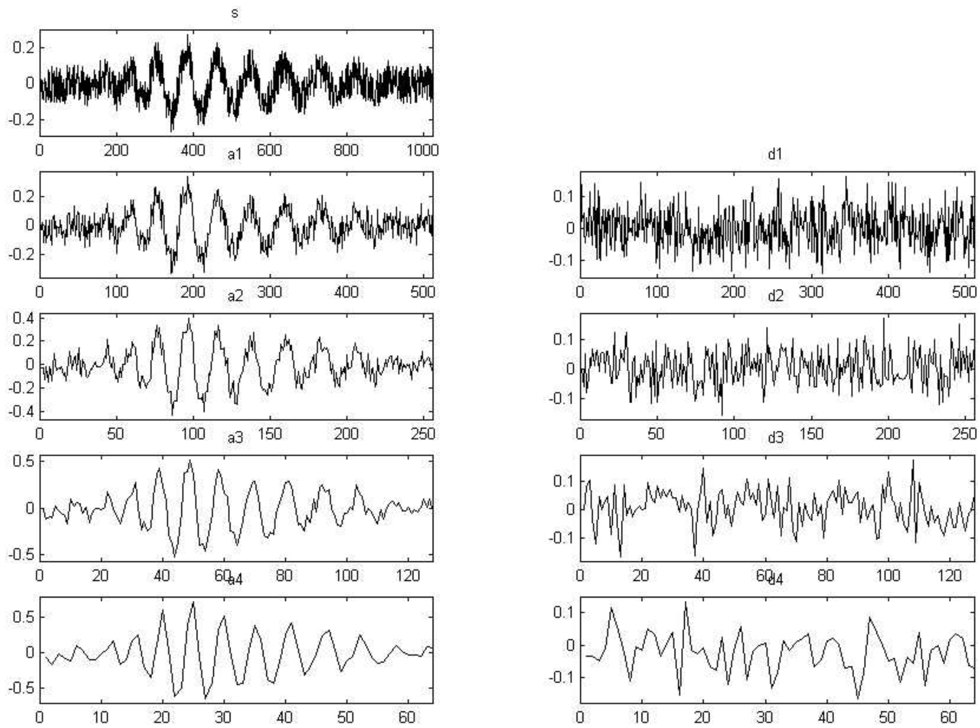
7.2 táblázat A szűrési eljárás MSE értékei

A 7.2 táblázatból kiolvasható, hogy szűrőként való felhasználás tekintetében nincs számottevő különbség a waveletek között. Különbséget csak a számítási igényben tudunk tenni a korábban említett wavelet együtthatók száma miatt.

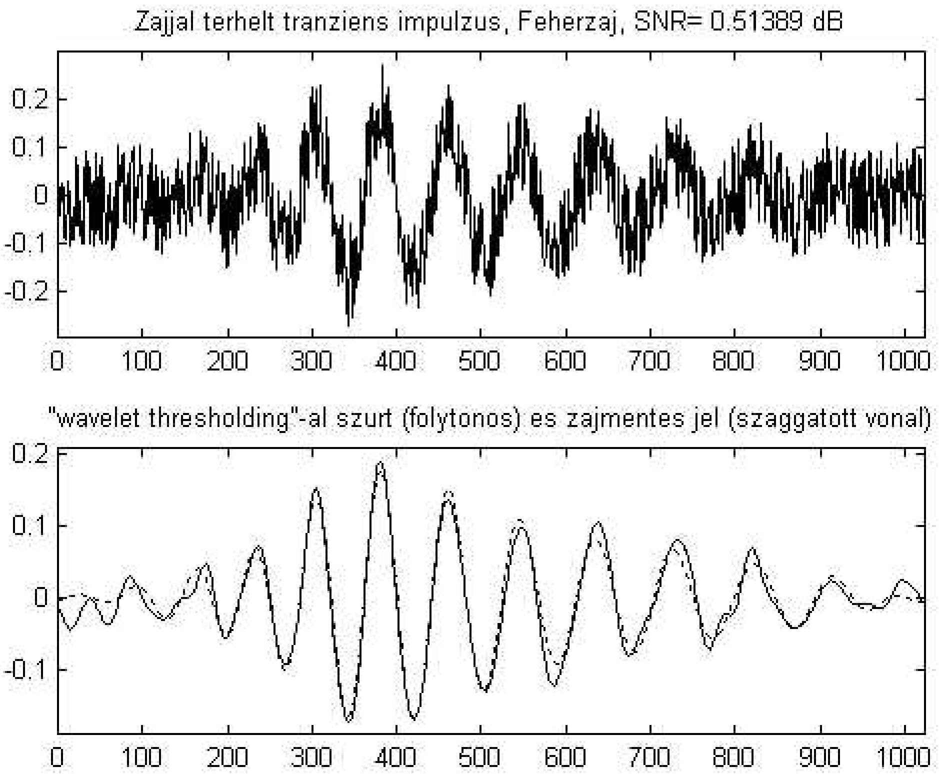
[25] A „compact support” azt jelenti, hogy a skálázó függvény és a szűrő együtthatók megszámlálható, azonos számú nem zérus elemmel rendelkeznek.



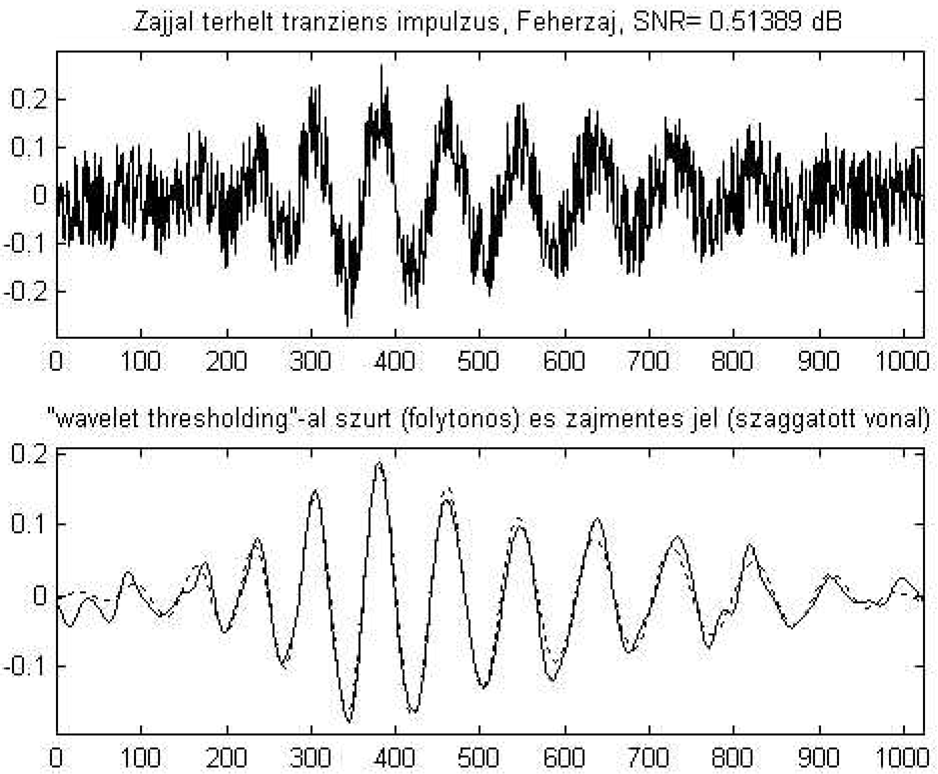
7.5 ábra A waveletek teszteléséhez használt tranziens impulzus



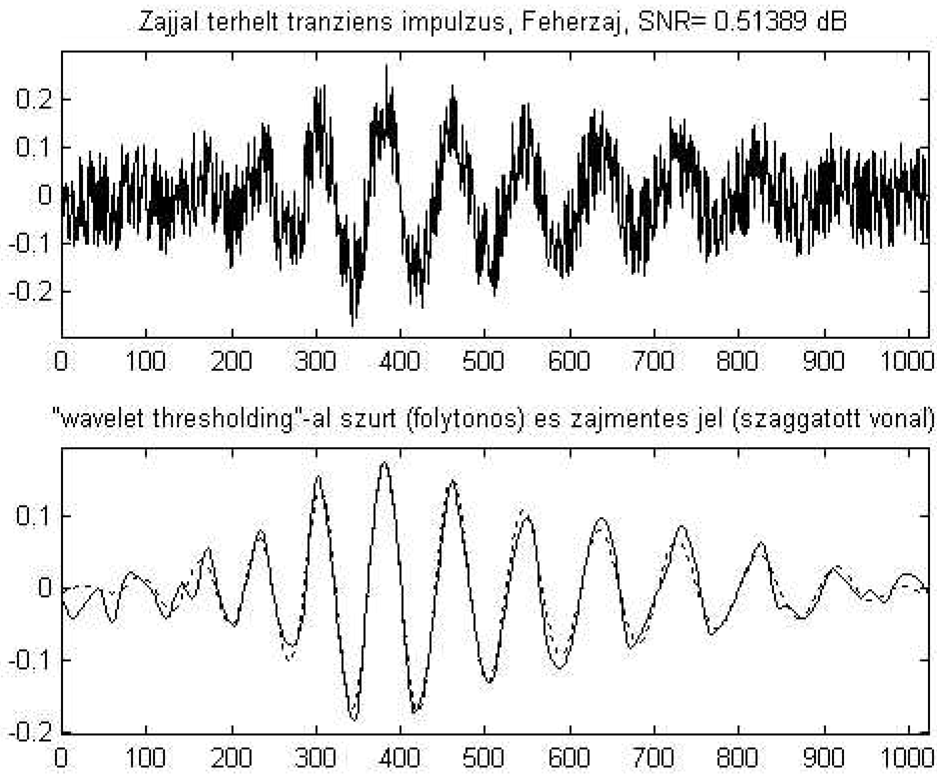
7.6 ábra A tranziens impulzus „lwave1” wavelet szerinti DWT felbontása



7.7 ábra Tranziens impulzus szűrése lwave1 wavelet felhasználásával



7.8 ábra Tranziens impulzus szűrése lwave2 wavelet felhasználásával



7.9 ábra Tranziens impulzus szűrése symlet5 wavelet felhasználásával

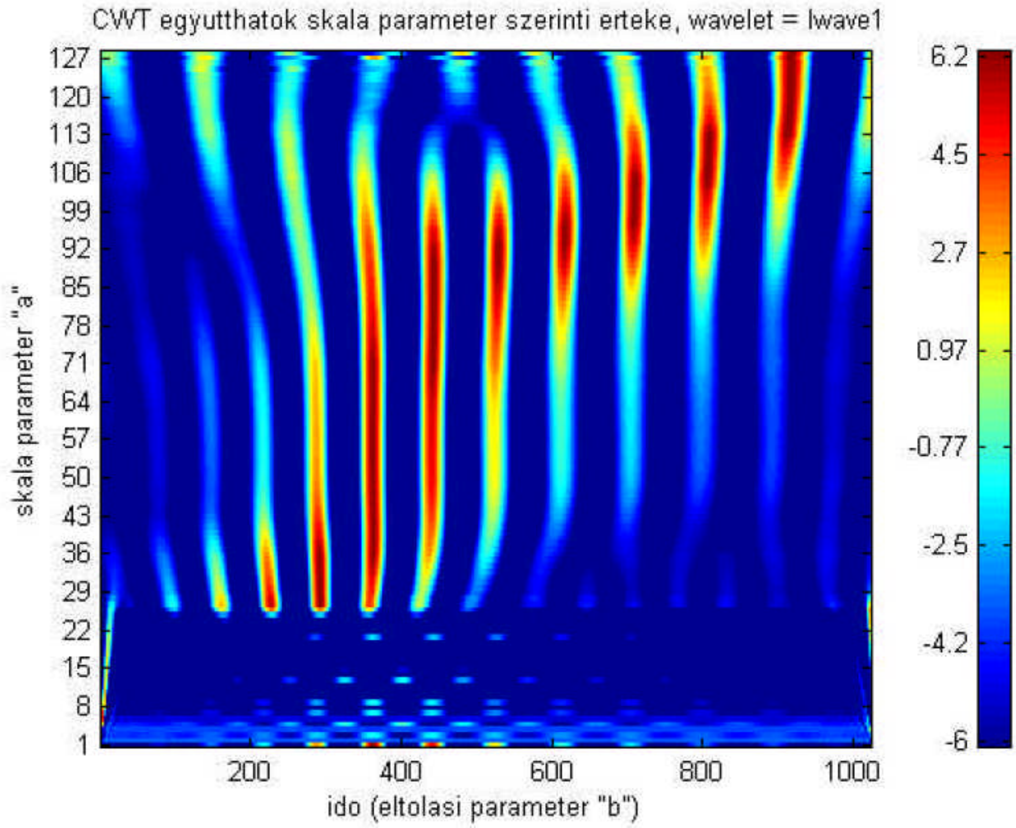
7.3 TRANZIENS IMPULZUSOK CWT VIZSGÁLATA

Ebben az alfejezetben megvizsgálom, hogy az értekezés negyedik és ötödik fejezetében létrehozott *lwave1* és *lwave2* waveletek mennyire alkalmasak tranziens impulzusok detektálására. Viszonyítási alapnak a tranziens jelenségek vizsgálatánál általánosan alkalmazott *Morlet-waveletet* használtam fel. Vizsgálatom tárgya a rekonstrukciós és a szűrési vizsgálatoknál is használt, 7.2 ábrán látható tranziens impulzus.

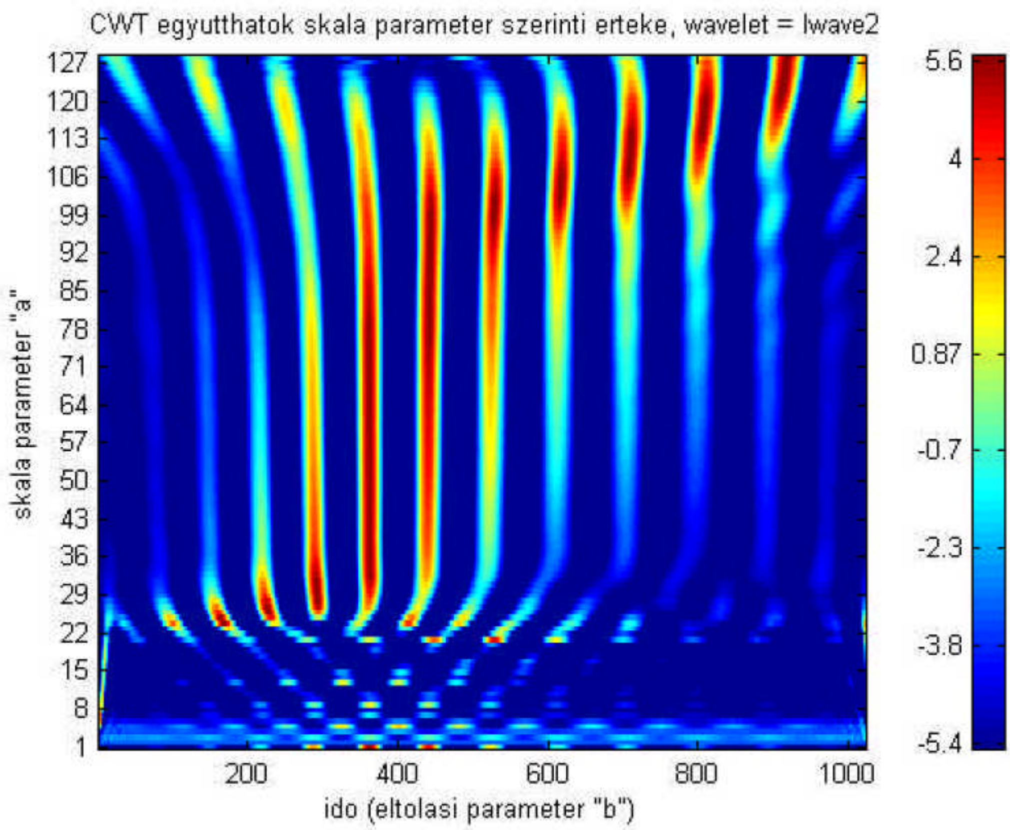
A vizsgálat zajmentes és zajba beágyazott tranziens impulzusok él detektálására terjed ki. Az összehasonlítás alapja a CWT együtthatók maximális értéke.

Előállítottam a zajmentes tranziens jel CWT-jét 128db felbontási szintig *lwave1*, *lwave2* és *Morlet* wavelet felhasználásával. A CWT együtthatók adott skálaparaméter és eltolás szerinti értékeit a 7.10, 7.11 és 7.12 ábrák jobb oldali részén található színskála alapján határozhatjuk meg.

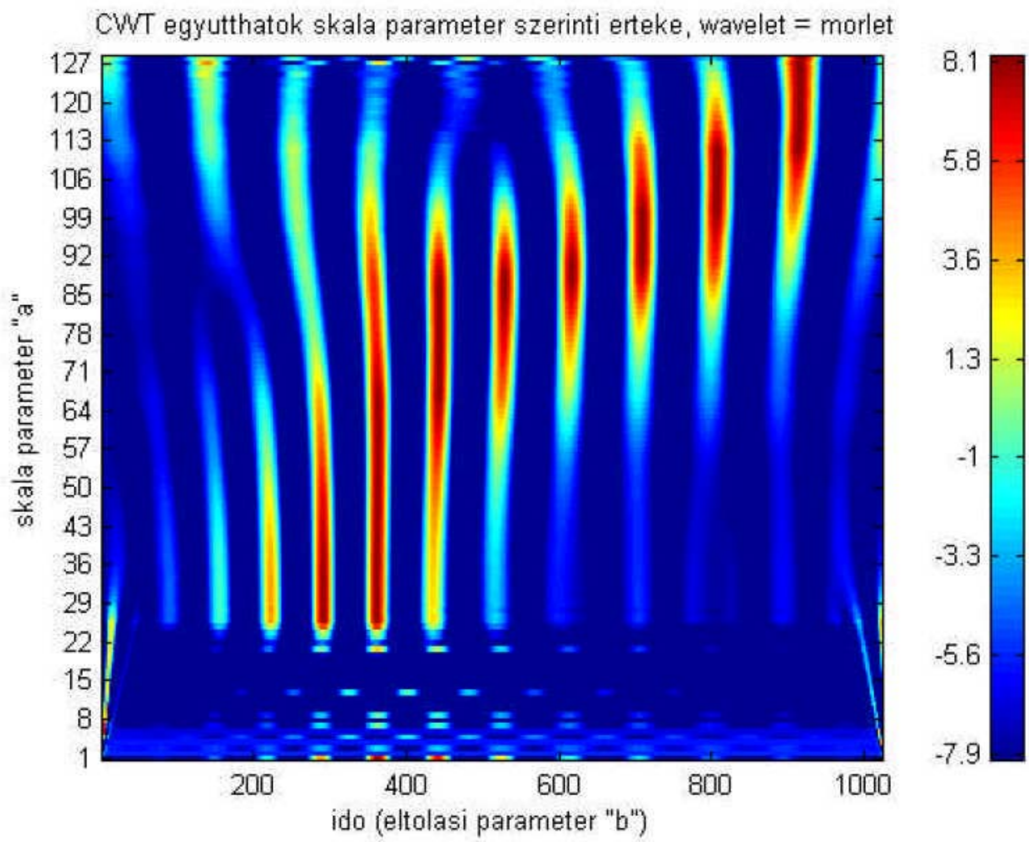
A transzformációk összehasonlítása kimutatta, mind a két új wavelet él detektálásra való alkalmasságát. A függőleges, piros sávok meredek jelváltozást jelölnek adott időpillanatokban. A három különböző wavelet alkalmazása közel azonos eredményt adott a CWT együtthatók elhelyezkedésének tekintetében. Ezek közül is, az *lwave1* és a *Morlet* wavelettel számolt CWT hasonlít a legjobban egymásra. A legnagyobb CWT együtthatókat a *Morlet* wavelet szolgáltatta.



7.10 ábra Tranziens impulzus CWT-je lwave1 wavelet felhasználásával

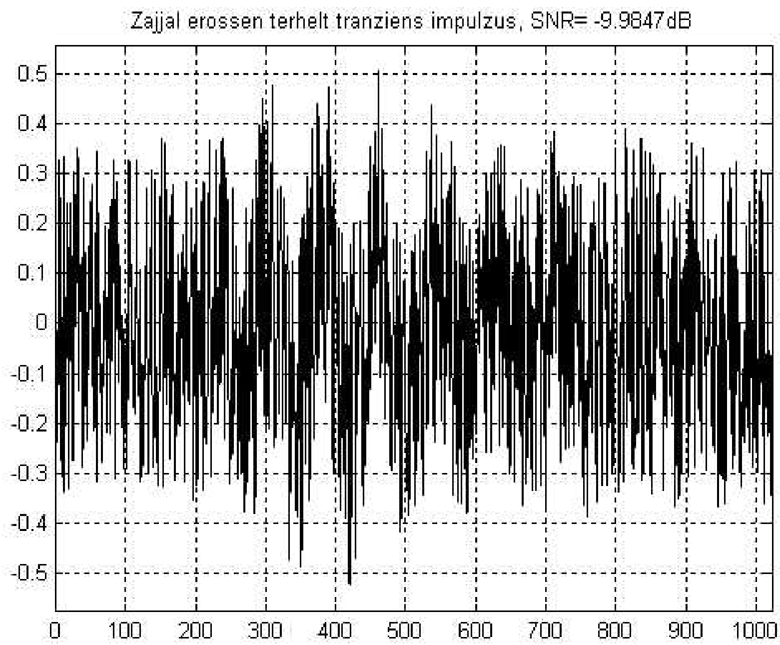


7.11 ábra Tranziens impulzus CWT-je lwave2 wavelet felhasználásával

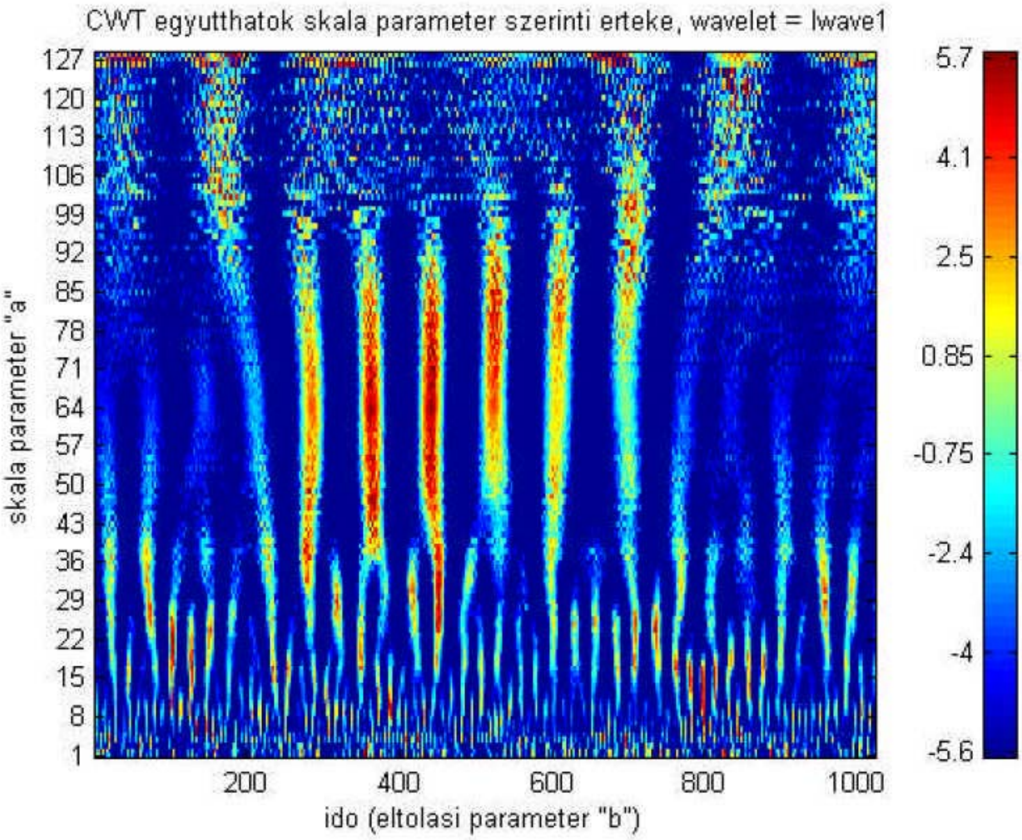


7.12 ábra Tranziens impulzus CWT-je morlet wavelet felhasználásával

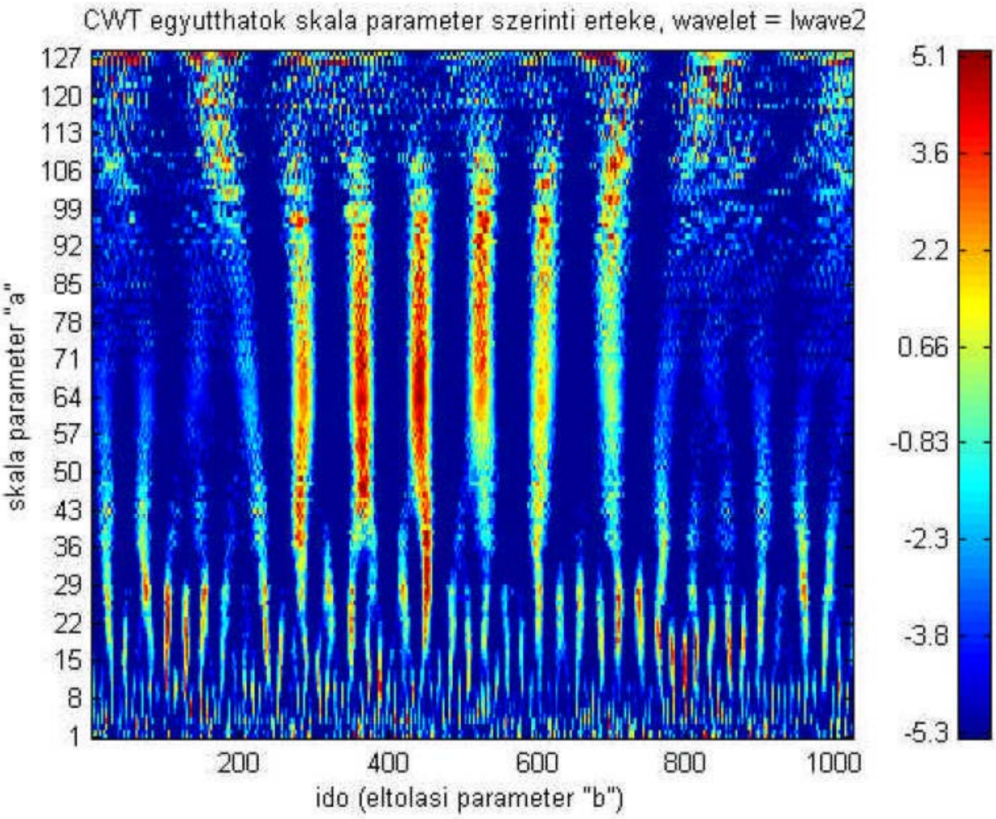
Az előbbi vizsgálatot elvégeztem additív fehér zajba beágyazott tranziens impulzus esetére is. Ebben az esetben a jel-zaj viszony értéke SNR=-9,9847dB volt, ami azt jelenti, hogy a zaj amplitúdója a maximális jel amplitúdó közel kétszerese (7.13. ábra).



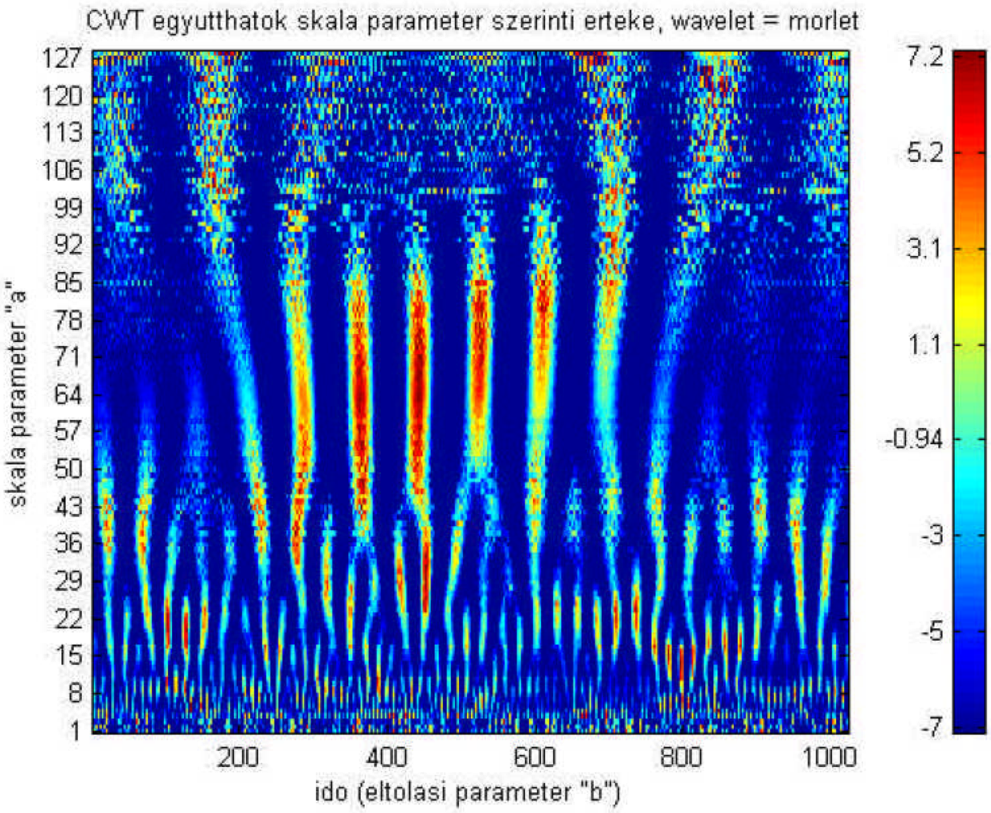
7.13 ábra Zajba beágyazott tranziens impulzus, SNR=-9,9847dB



7.14 ábra Zajba beágyazott tranziens impulzus CWT-je lwave1 wavelet felhasználásával



7.15 ábra Zajba beágyazott tranziens impulzus CWT-je lwave2 wavelet felhasználásával

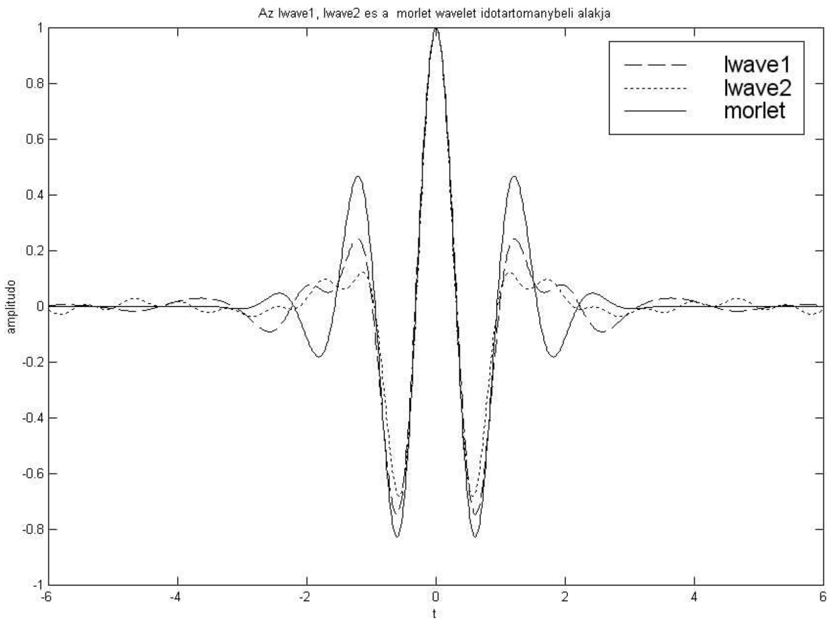


7.16 ábra Zajba beágyazott tranziens impulzus CWT-je morlet wavelet felhasználásával

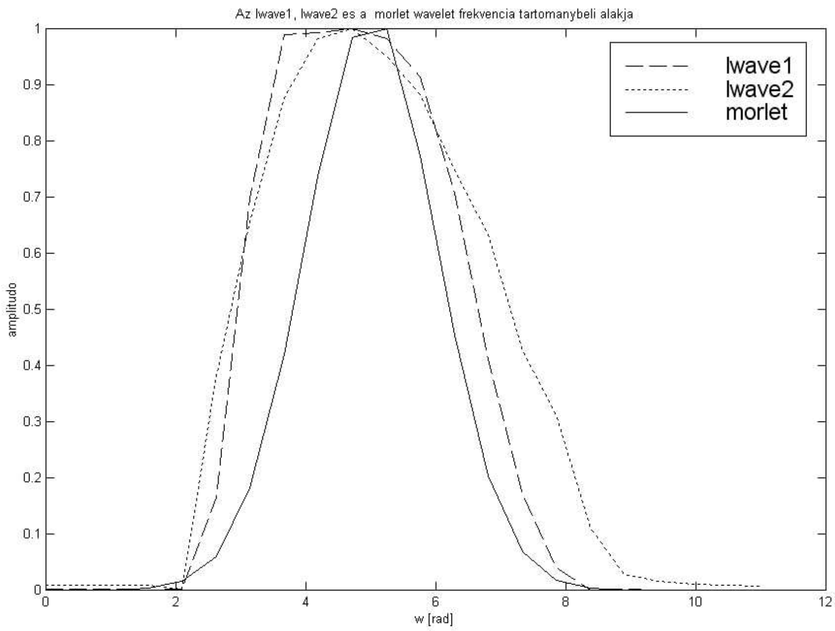
A CWT transzformáltak értékei a 7.14, 7.15 és 7.16 ábrán láthatók. A vizsgálat eredménye kimutatta, hogy zajjal ennyire erősen terhelt tranziens jelek esetében is megállapítható a jelátmenetek helye. A wavelet transzformációt ezen tulajdonsága a többi tranziens vizsgálati módszer elé helyezi. A három wavelet most is közel azonos eredményt produkált. A CWT együtthatók tekintetében a *Morlet* wavelet adta a legnagyobb kimeneti jelet.

A CWT reprezentációk előbb említett hasonlósága felveti a hasonlóság okának kérdését. A három különböző wavelet időtartománybeli alakja a 7.17 ábrán, a frekvencia tartománybeli alakja a 7.18. ábrán látható. A wavelet amplitúdókat az összehasonlítás megkönnyítése érdekében normalizáltam. *A CWT reprezentációk hasonlóságának oka a waveletek hasonlósága.* Ez az időtartománybeli alak [-1,8...1,8] intervallumán látszik a legjobban, ahol az *lwave1*, a csillapodás mértékének eltérésétől eltekintve közelíti a *Morlet* wavelet. A jelek energiájának nagy része az időtartománynak erre a területére koncentrálódik. A frekvencia tartománybeli alak szerint – eltekintve a sávközépi frekvenciák kismértékű eltérésétől, ami a skálázás és eltolás miatt amúgy is változik – természetesen mindegyik wavelet sávszűrőként viselkedik. A legkisebb sávszélességgel a *Morlet* wavelet rendelkezik. Ez szerint, a jel energiáját a *Morlet* wavelet koncentrálja legjobban a sávközépi frekvencia környezetében. Azonban sikerült az általánosan elfogadott *Morlet* wavelethez hasonló analizálási képességgel rendelkező waveletet létrehozni, mely a *Morlet* wavelettel ellentétben digitális szűrőként is felhasználható.

Számos, a tranziens jelenségek wavelet transzformációval történő vizsgálatával foglalkozó publikációban [81, 85, 89, 91] a *Morlet* waveletet használják analizáló waveletként a választás okának megjelölése nélkül. Mivel az *lwave2* wavelet, az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem által gerjesztett tranziens rezgés impulzus felhasználásával készült, és a 7.17 ábrán, a *Morlet* és a *lwave2* waveletek [-1,5...1,5] időtartományra vonatkozó alakjai nagyon hasonlók, megállapítható, hogy *az exponenciális vagy közel-exponenciális függvénnyel amplitúdóban modulált (csillapított) rezgésválaszok analizálására* *alkalmas wavelet a Morlet wavelet*. A wavelet analízis alapjául szolgáló konvolúció ugyanis akkor adja a legnagyobb értéket, ha a vizsgálandó jel és a wavelet hasonló.



7.17 ábra Az lwave1, lwave2 és a morlet wavelet időtartománybeli alakja (normalizált wavelet amplitúdók az összehasonlítás céljából)

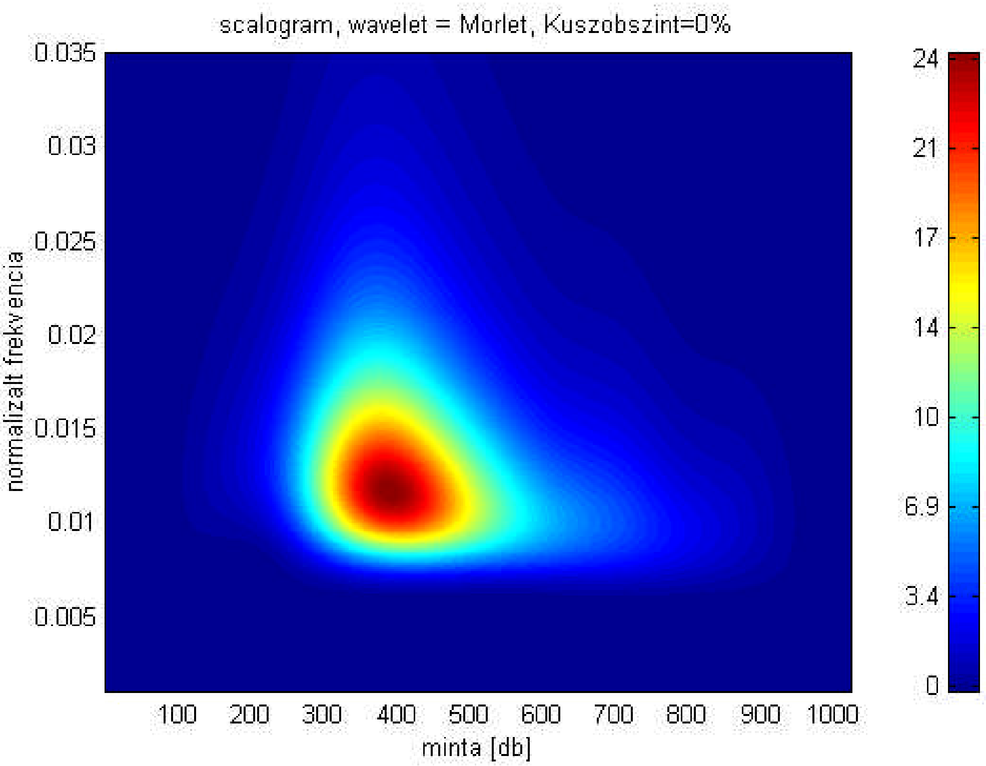


7.18 ábra Az lwave1, lwave2 és a morlet wavelet frekvencia tartománybeli alakja (normalizált wavelet amplitúdók az összehasonlítás céljából)

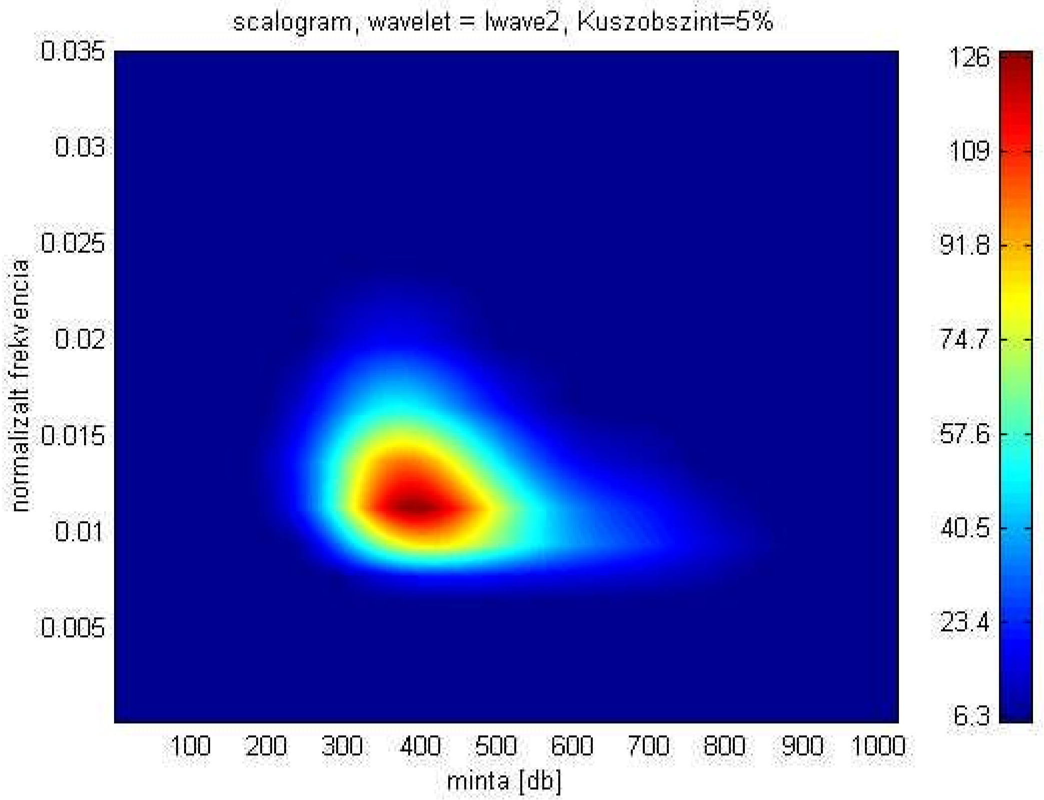
7.4 TRANZIENS IMPULZUSOK IDŐ-FREKVENCIA VIZSGÁLATA

Zajba beágyazott tranziens impulzusok érzékelésére megvizsgálom a *scalogram* alkalmazásának lehetőségét. A *scalogram* kvadratikus idő-frekvencia eloszlás mely a wavelet transzformált abszolút értékének négyzeteként számítható. Analizáló waveletnek az előző alfejezet következtetéseit figyelembe véve a *lwave2* waveletet, viszonyítási alapnak ismét a *Morlet* waveletet használtam. A *Morlet* wavelet számos olyan tulajdonsággal rendelkezik (nem ortogonális, nem rendelkezik „compact support"-al) melyek, nem teszik lehetővé a wavelet transzformáció gyors, digitális szűrőkkel történő megvalósítását. Ezzel szemben a wavelet szimmetrikus, zárt alakban megadható és a tranziens jelek többségére jól illeszkedik. Az általam létrehozott *lwave2* wavelet ortogonális és szimmetrikus, viszont nem rendelkezik a véges együtthatók tulajdonságával, de létezik diszkrét alakja ezért digitális szűrőként felhasználható.

Előállítottam a 7.2 ábrán látható tranziens impulzus scalogramját *Morlet* és *lwave2* waveletek felhasználásával. A 7.19 és 7.20 ábrákon jól látható az időben és frekvenciában jól lokalizált tranziens impulzus energia eloszlása. A vízszintes tengelyen a minták száma, függőleges tengelyen pedig a mintavételi frekvenciához viszonyított frekvencia értékek vannak feltüntetve.

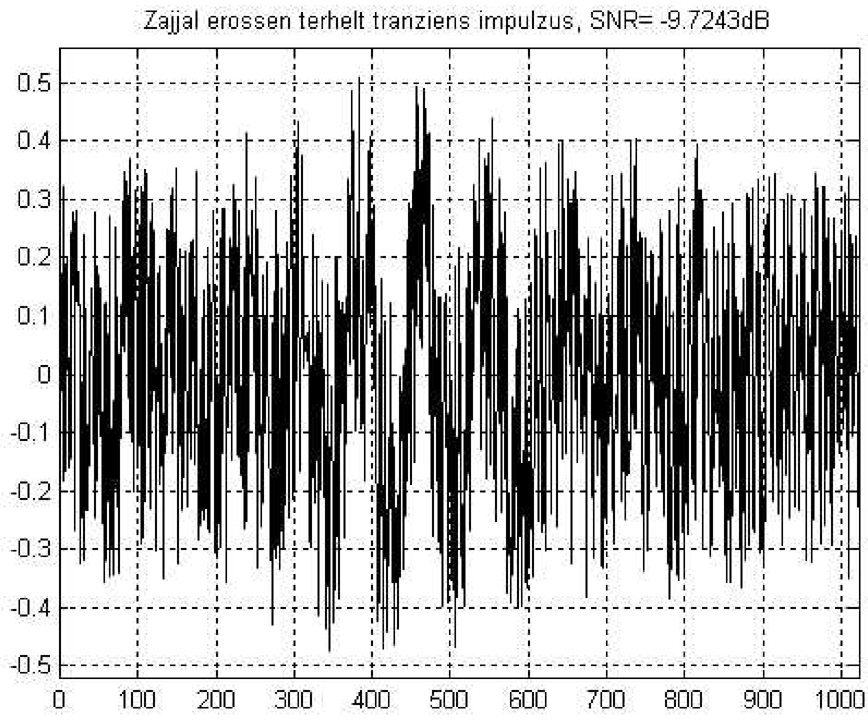


7.19 ábra A tranziens impulzus scalogram-ja *Morlet* wavelet felhasználásával

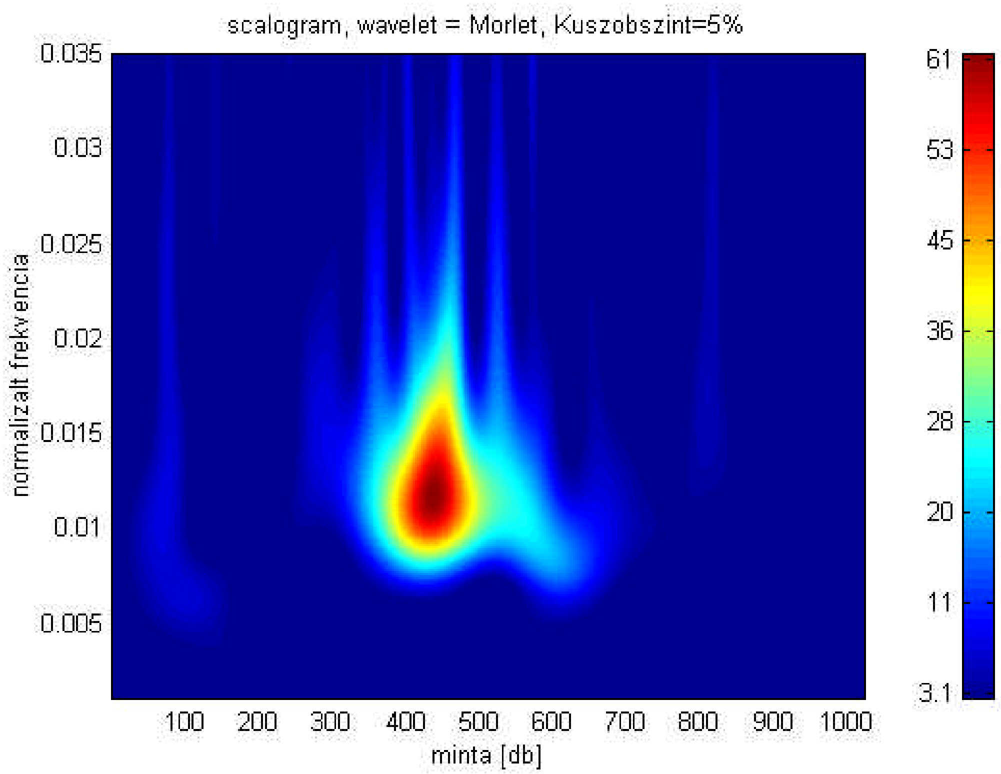


7.20 ábra A tranziens impulzus scalogram-ja *lwave2* wavelet felhasználásával

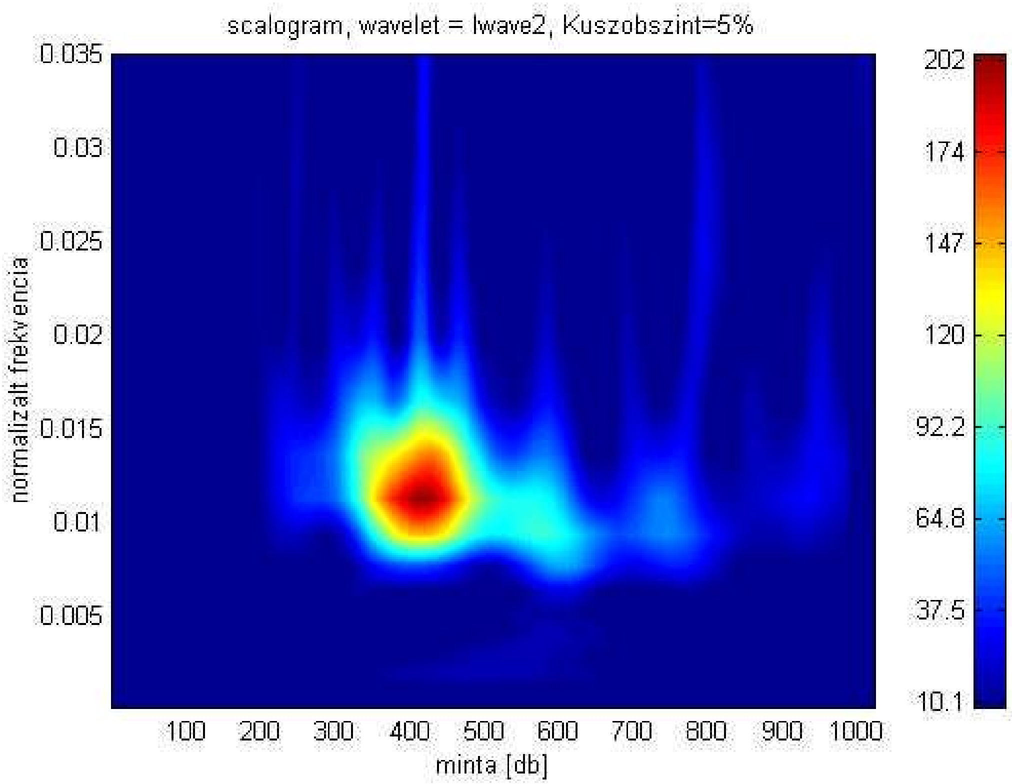
Az előző vizsgálatot megismételtem ugyanazon tranziens impulzus additív fehérzajba beágyazott változatán. A jel-zaj viszony értéke SNR=-9,7243dB volt (7.21 ábra).



7.21 ábra Zajba beágyazott tranziens impulzus, SNR=-9,7243dB



7.22 ábra Az additív fehérzajba beágyazott tranziens impulzus scalogram-ja *Morlet* wavelet felhasználásával (SNR=-9,7243dB)

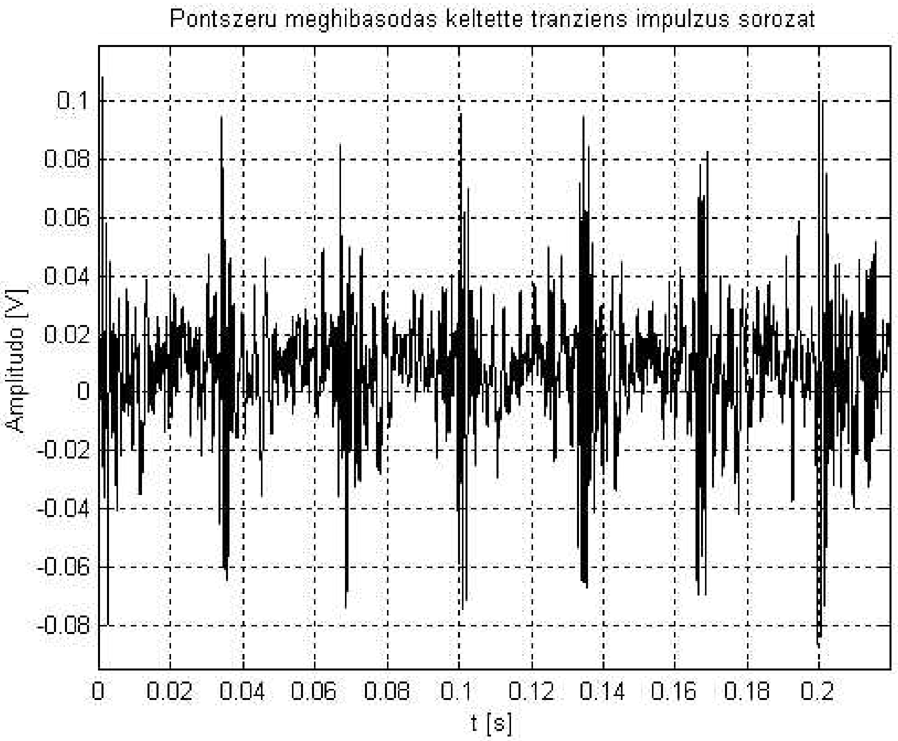


7.23 ábra Az additív fehérzajba beágyazott tranziens impulzus scalogram-ja *lwave2* wavelet felhasználásával (SNR=-9,8631dB)

A *Morlet* és az *lwave2* waveletek felhasználásával előállított *scalogram* (7.22 ábra, 7.23 ábra) még ilyen zajos jel esetében is jól megadja a tranziens jel idő-frekvencia eloszlását. Ennek oka az analizáló wavelet helyes megválasztása. A küszöbszint azt az értéket mutatja a reprezentáció maximális értékéhez képest, amely alatti értékeket szűrési okokból a kirajzolásnál nem veszünk figyelembe.

7.5 PONTSZERŰ MEGHIBÁSODÁS GERJESZTETTE TRANZIENS IMPULZUSOK IDŐ-FREKVENCIA VIZSGÁLATA

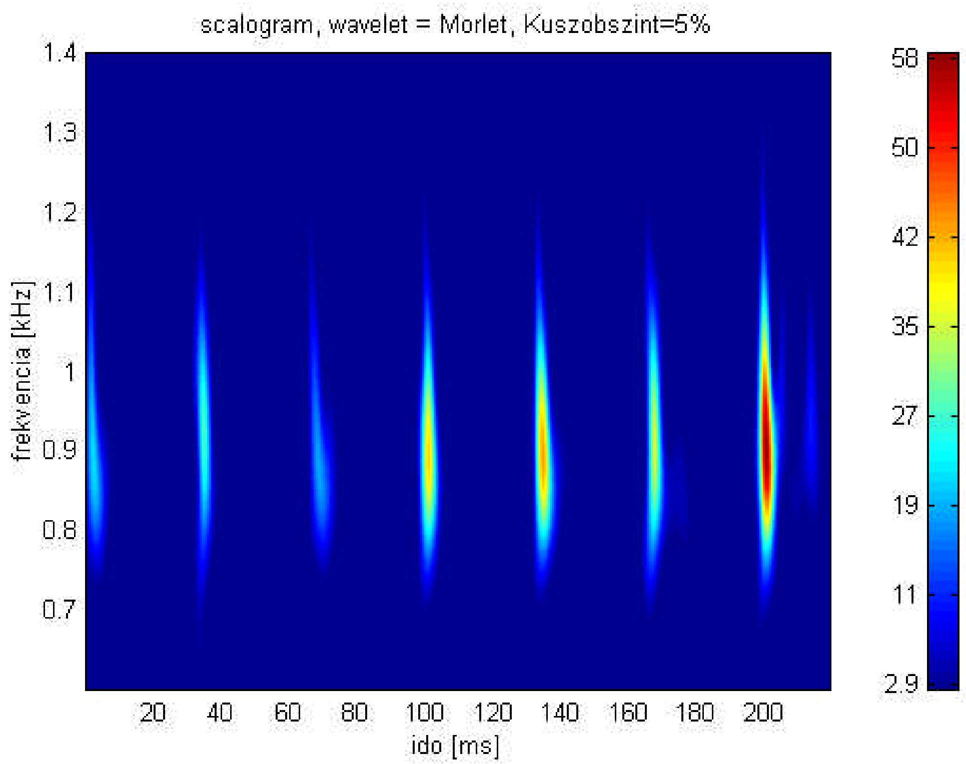
A *scalogram* csapágyrezgés vizsgálatra való alkalmasságának bemutatására, a lézerrel kifúrt „teszt” csapágy rezgésképének, valóságos csapágybeépítést modellező mérési összeállításban (C. melléklet) mintavételezett adatait használtam fel. A rezgésadatok időtartománybeli alakja a 7.24 ábrán látható. A rezgésadatok jel-zaj viszonya elfogadható mértékű.



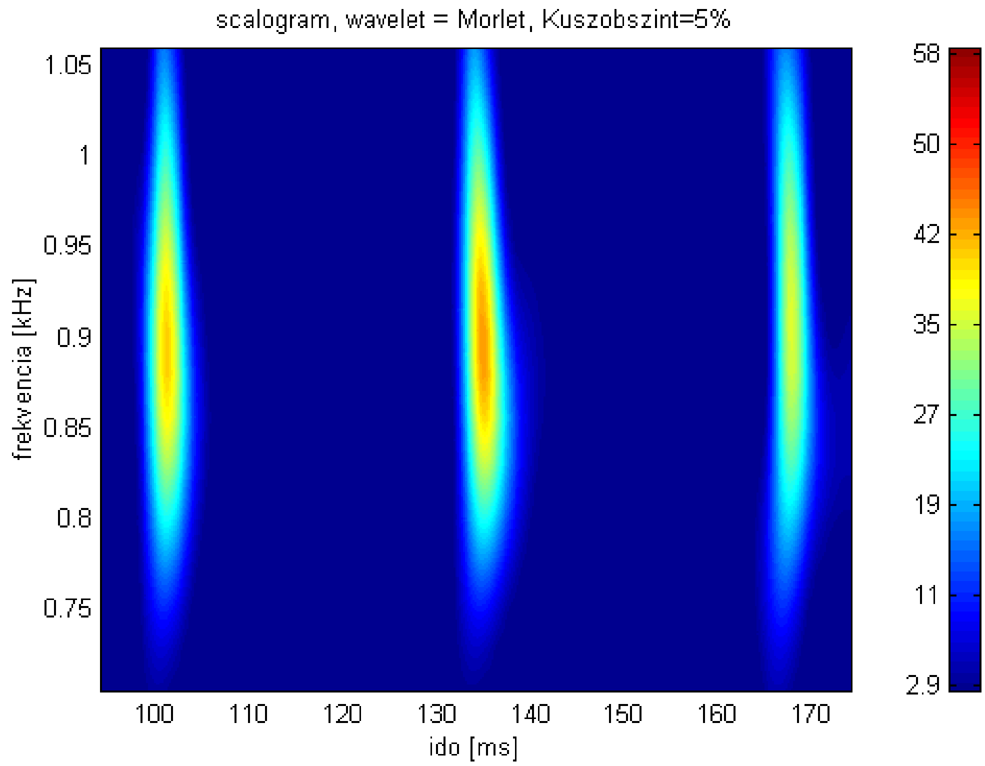
7.24 ábra Egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodása keltette tranziens impulzus sorozat

Előállítottam a tranziens impulzus sorozat scalogramját *Morlet* és *lwave2* waveletek felhasználásával. Az idő-frekvencia eloszlások a 7.25 és 7.27 ábrán láthatók. A scalogramok tisztán mutatják a tranziens impulzusok jelenlétét a jelben. Az ismétlődési gyakoriság az időtengelyről leolvasható. Ennek felhasználásával a hiba forrása az ismert módon beazonosítható. A periódusidő pontosabb értékének meghatározásához a scalogramot a mintavételezett adatok vizsgálat számára érdekes területére kell elkészíteni (7.26 és 7.28 ábrák). A periódusidő a scalogram adatait figyelembe véve T = 33ms, ami 30,3Hz-es frekvenciának, azaz a tengely fordulatszámának felel meg.

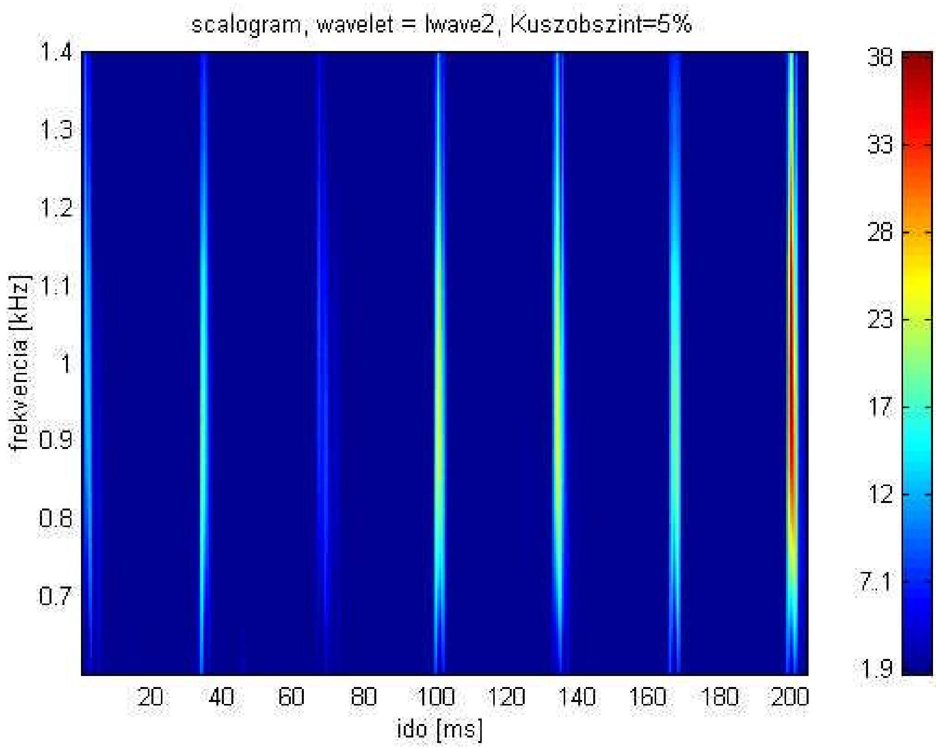
A rezgésadatok idő-frekvencia analízise igazolta, hogy az *lwave2* wavelet az iparban általánosan elfogadott *Morlet* wavelethez közel hasonló analizálási képességekkel rendelkezik az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy lepattogzás-szerű meghibásodása következtében kialakuló tranziens jelek vizsgálata területén.



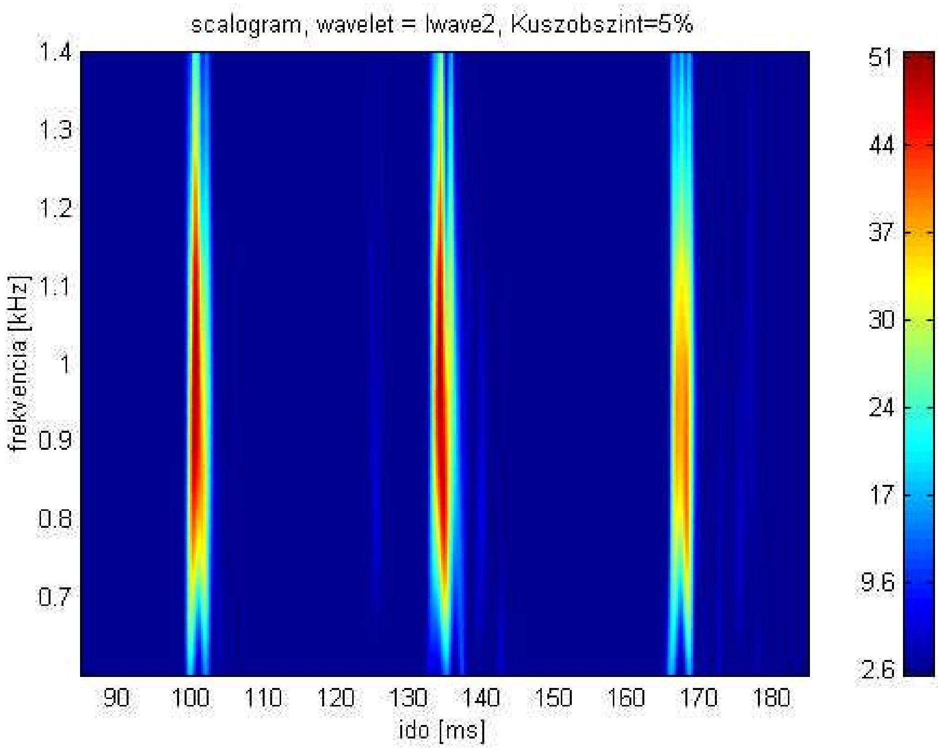
7.25 ábra Egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodása keltette tranziens impulzus sorozat idő-frekvencia eloszlása (*Morlet* wavelet)



7.26 ábra Három egymást követő tranziens impulzus idő-frekvencia eloszlása (*Morlet* wavelet)



7.27 ábra Egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodása keltette tranziens impulzus sorozat idő-frekvencia eloszlása (*lwave2* wavelet)



7.28 ábra Három egymást követő tranziens impulzus idő-frekvencia eloszlása (*lwave2* wavelet)

7.6 CSAPÁGYREZGÉS VIZSGÁLATI MÓDSZEREK ÖSSZEHASONLÍTÁSA „GÖDRÖSÖDÉS” ÉRZÉKELÉSÉNEK TEKINTETÉBEN

Ebben az alfejezetben megvizsgálom az ismert csapágyrezgés vizsgálati módszerek alkalmasságát a katasztrofális meghibásodás előtti utolsó lehetséges karbantartási állapot meghatározásának jelzésére.

A vizsgálatot erősen zajos mérési környezetben mintavételezett, 1800 min^{-1} névleges fordulatszámmal forgó „hibátlan” és lézerrel kifúrt belső gyűrűjű, „teszt” csapágy rezgés adatain végeztem el. A méréshez a valóságos csapágybeépítést modellező összeállítást (C. melléklet) alkalmaztam. Célom a meghibásodáson áthaladó gördülőelem által gerjesztett tranziens impulzus sorozat érzékelése. A két idősori adat a 7.29 és 7.30 ábrákon látható. A rezgésadatok két különböző csapágyon végzett mérés eredményei, ahol nem tudtam biztosítani a teljesen azonos terhelési szintet. Ennek következtében az idősori adatok- és az ebből származó transzformált adatok amplitúdó értékei csak tájékoztató jellegűek. Az amplitúdó értékek nagyságának számszerű összehasonlításából ebben az esetben nem lehet következtetni a meghibásodás mértékére.

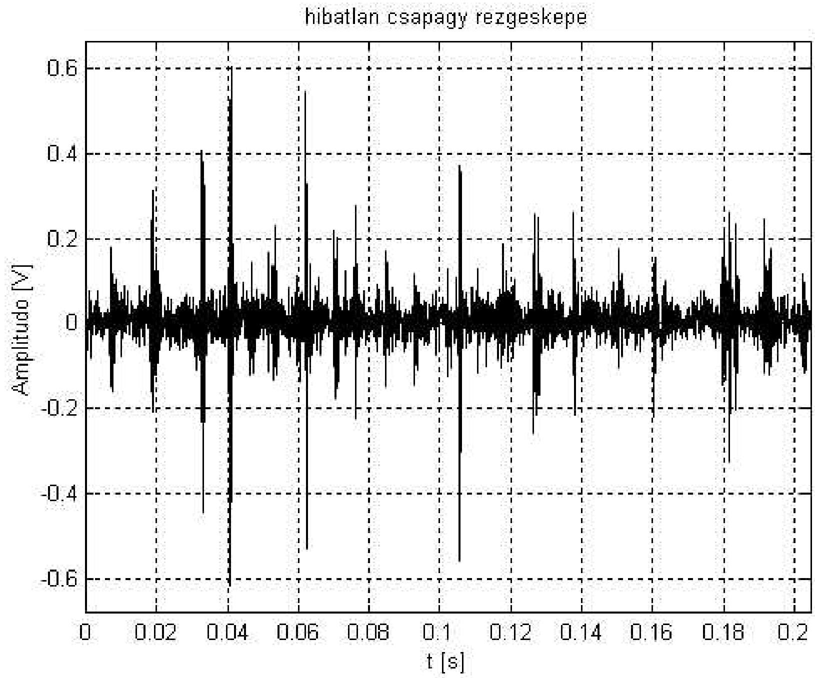
Az idősori adatok vizsgálata tranziens impulzusok jelenlétét mutatja minkét esetben (7.29 és 7.30 ábra). A hiba forrására azonban nehéz következtetni. Az adatokat statisztikai vizsgálatnak vettetem alá. Az eloszlások alakjának tömör numerikus jellemzésére szolgáló *kurtózis* és *skewness* együtthatókat számoltam a „hibátlan” és a „teszt” csapágy esetre. Az eloszlások csúcsosságának mértéket jellemző kurtózis értéke a „hibátlan” csapágy esetében a „teszt” csapágynál számolt érték négyszerese volt. A [13] szakirodalom szerint a meghibásodás-mentes csapágy kurtózisa 3-as értékhez közeli normál eloszlást mutat. Ettől nagyobb érték a közelgő meghibásodást jelzi.

	RMS	Crest factor	Kurtózis	Skewness
„hibátlan” csapágy	0,0583	10,3412	25,9857	0,0479
„teszt” csapágy	0,0225	4,7893	6,3786	-0,1762

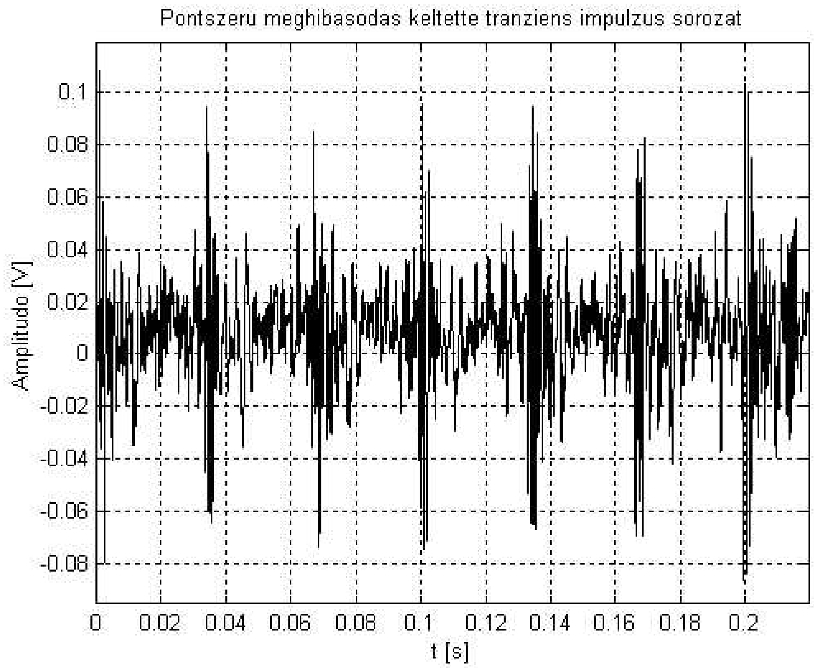
7.3 táblázat Csapágyrezgés idősori adatok kiértékelése

Az idősori adatok egyetlen paraméterrel történő jellemzése nem alkalmas a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási lehetőség időpontjának meghatározására. A „hibátlan” csapágy rezgésadataiban található tranziens impulzusok, a hajtáslánc fogaskerék hajtóművének vélhető hibáiból adódhatnak. Ezek a rezgések meghamisíthatják a mérési adatok helyes kiértékelését, amit a „hibátlan” csapágy kurtózisának és csúcstényezőjének magas értéke is mutat. A ferdeség (skewness) az eloszlás aszimmetriájának mértékét jellemzi.

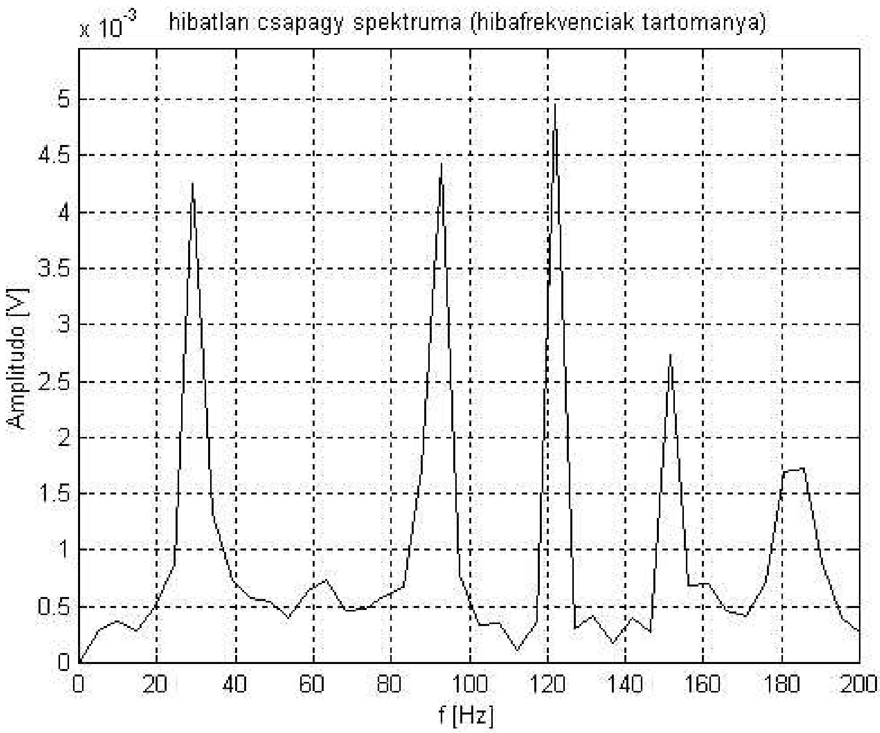
A rezgés adatok frekvencia tartománybeli vagy spektrális vizsgálatához előállítottam a „hibátlan” és a „teszt” csapágy rezgésgyorsulásának amplitúdó spektrumát. A spektrumot korlátoztam a csapágy hibafrekvenciák tartományára (7.31 és 7.32 ábra). A két rezgésspektrum harmonikusainak amplitúdó értékeit jelen esetben nem szabad számszerűen összehasonlítani egymással a korábban említett okok miatt. Az egyes spektrumon belüli harmonikus értékek nagysága, illetve nagyságainak egymástól való eltérése utalhat a meghibásodásra. Mind a két spektrumban megjelennek a csapágyhiba frekvenciák, valamint a tengely fordulatszámának megfelelő frekvencia. A lézerrel kifúrt csapágy rezgésképében a tengely forgási sebességének megfelelő harmonikus majdnem kétszeres amplitúdóval jelenik meg. Ezt a forgó belső gyűrűn található meghibásodáson, minden egyes fordulatnál áthaladó gördülőelem által gerjesztett tranziens impulzus okozza. A spektrumból viszont csak valamilyen periodicitással ismétlődő rezgésösszetevőben való növekvés olvasható ki. A rezgésösszetevő pontos időtartománybeli viselkedése nem.



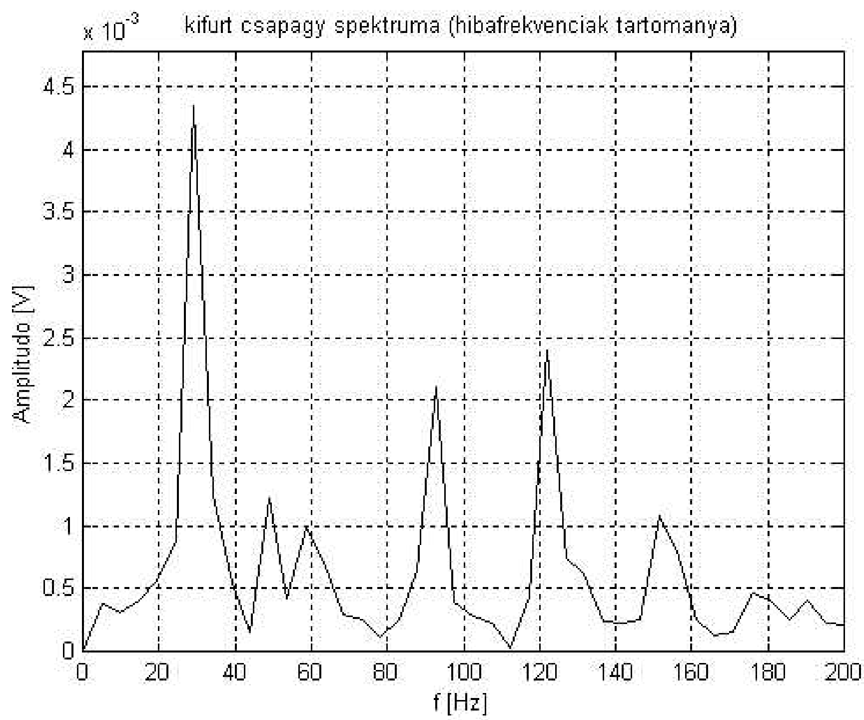
7.29 ábra A „hibátlan”, egysoros mélyhornyú golyóscsapágy rezgésképe erősen zajos mérési környezetben



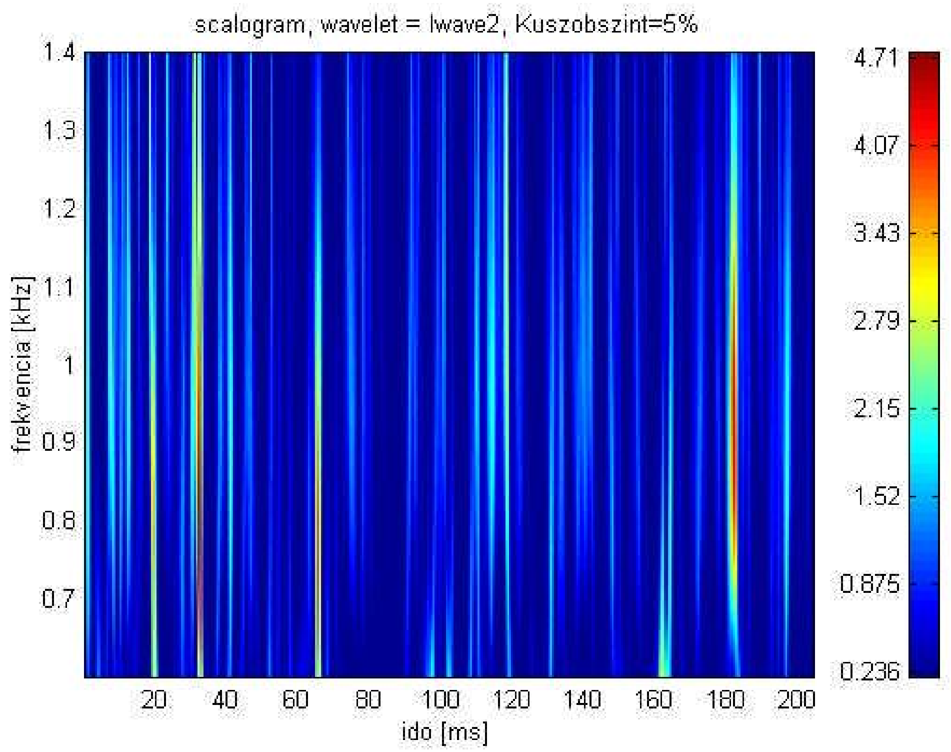
7.30 ábra A lézerrel kifúrt egysoros mélyhornyú golyóscsapágy („teszt”csapágy) belső gyűrűjének pontszerű meghibásodása keltette tranziens impulzus sorozat



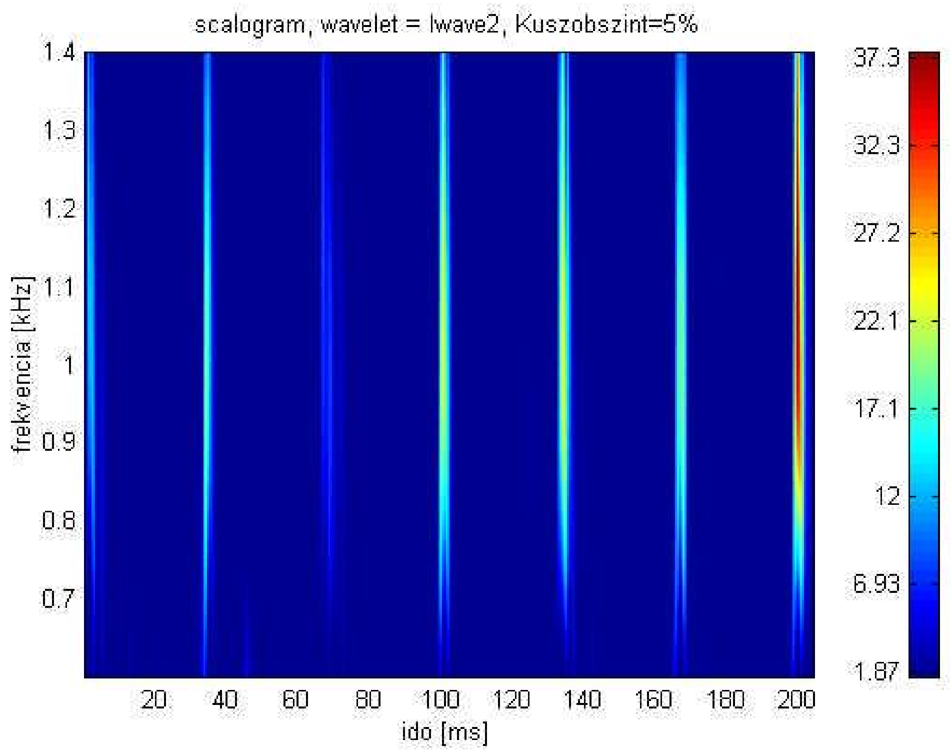
7.31 ábra A „hibátlan” egysoros mélyhornyú golyóscsapágy rezgés spektruma (hibafrekvenciák tartománya)



7.32 ábra Lézerrel kifúrt belső gyűrűjű, egysoros mélyhornyú golyóscsapágy rezgés spektruma hibafrekvenciák tartománya)



7.33 ábra A „hibátlan, egysoros mélyhornyú golyóscsapágy rezgésképének idő-frekvencia eloszlása



7.34 ábra A „teszt” csapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodása keltette tranziens impulzus sorozat idő-frekvencia eloszlása

A rezgésadatok idő vagy frekvencia tartománybeli jellemzése helyett az idő-frekvencia tartománybeli vizsgálatot tartom a legcélravezetőbb megoldásnak. Előállítottam a „hibátlan” és a „teszt” csapágy scalogram idő-frekvencia eloszlását, melyek a 7.33 és 7.34 ábrán láthatók.

A „hibátlan” csapágy scalogramja (7.33. ábra) világosan mutatja a tranziens impulzusok idő és frekvencia tartománybeli elhelyezkedését. Ezek az impulzusok nem jelentkeznek a csapágy belső gyűrűjének minden egyes körülfordulásakor. A jel kvázi periodikus volta, forgómozgásból eredő rezgésforrásra utal. A tesztberendezés fogaskerék hajtóművének meghibásodása okozhat ilyen jellegű idő-frekvencia eloszlást.

A „teszt” csapágy scalogramján (7.34 ábra) a belső gyűrű meghibásodás keltette tranziens impulzus sorozat egyértelműen beazonosítható. Az egymást követő tranziens impulzusok periódusideje, a belső gyűrű illetve a tengely fordulatszámának-, a frekvencia tartománybeli kiterjedésük a csapágyelem valamely sajátfrekvenciájának megfelelő értékű. Ezzel a módszerrel csökkenthető a rezgésadatok hibás kiértékelésének esélye.

A pontszerű meghibásodás gerjesztette tranziens impulzusok érzékelésére, azaz a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási állapot meghatározására az *lwave2-wavelettel* vagy a *Morlet-wavelettel* számolt scalogram (skálaparaméter szerinti energia eloszlás) használatát javaslom. A javasolt módszer szerint amint megjelenik a mintavételezett rezgésadatok scalogramjában a periodikusan ismétlődő tranziens impulzus, a gördülőcsapágy elérte élettartamának végét. Ettől az időponttól kezdve a gördülőcsapágy lepattogzás szerű meghibásodásának rohamos kifejlődése várható.

7.7 ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK

Ebben a fejezetben megvizsgáltam a két új wavelet digitális szűrőként történő felhasználásának lehetőségét. Bebizonyítottam, hogy a két új wavelet alkalmas zajjal terhelt tranziens impulzusok szűrésére. A vizsgálatnál használt tranziens impulzushoz additív fehérzajt kevertem, majd azt a két új és a – wavelet technikában jól ismert, általánosan használt – „*symlet5*” waveleteket felhasználó *„Wavelet thresholding”* eljárással megszűrtem. A szűrés jóságának jellemzésére MSE értéket számoltam a zajmentes és a szűréssel visszaállított jelekből. Megállapítottam, hogy szűrőként való felhasználás tekintetében csak a wavelet együtthatók számában van különbség a waveletek között. A *symlet5* 10db, az általam létrehozott *lwave1* és *lwave2* wavelet 20db együtthatóval érte el ugyanazt az eredményt.

Megvizsgáltam, a két új wavelet erősen zajos mérési környezetben lévő, exponenciálisan csillapított tranziens impulzusok detektálására való alkalmasságát. Bebizonyítottam, hogy mind a két új wavelet alkalmas tranziens események lokalizálására. Viszonyítási alapnak a tranziens mechanikai rezgések wavelet transzformációval történő vizsgálatánál általánosan alkalmazott *Morlet-waveletet* használtam fel. Vizsgálatom tárgya a tranziens impulzus analizálásából nyert *CWT* együtthatók idő és skálaparaméter szerinti értékei.

A két új (*lwave1*, *lwave2*) és a *Morlet-wavelet* felhasználásával számolt *CWT* együtthatók idő és skálaparaméter szerinti eloszlása nagyfokú hasonlóságot mutatott. A hasonlóság okát keresve kimutattam, hogy az exponenciális vagy közel-exponenciális függvénnyel amplitúdóban modulált (csillapított) rezgésválaszok időtartománybeli alakja a *Morlet-wavelethez* nagyon hasonlít. A wavelet analízis alapjául szolgáló konvolúció akkor adja a legnagyobb értéket, ha a vizsgálandó jel és a wavelet hasonló. Mivel az *lwave2* wavelet az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem által gerjesztett rezgés impulzus felhasználásával készült megállapítható, hogy az ilyen típusú meghibásodás wavelet transzformációval történő detektálására legalkalmasabb analizáló wavelet az *lwave2 wavelet*.

Összehasonlítottam számos, a gördülőcsapágyak meghibásodásának jelzésére használt állapotfelügyeleti módszert az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy - belső gyűrű kipattogzása „pitting” - katasztrofális meghibásodása előtti utolsó lehetséges karbantartási állapot jelzésére. Kimutattam, hogy zajos mérési környezetben a *lwave2-wavelettel* számolt *scalogram* idő-frekvencia eloszlása nélkülözhetetlen segédeszköz a zajba beágyazott tranziens impulzusok kimutatására.

8. ÚJ TUDOMÁNYOS EREDMÉNYEK

Az értekezés új tudományos eredményeit az alábbi tézisek foglalják össze:

1. Tézis: Kidolgoztam egy olyan új szűrési eljárást, amely alkalmas a periodikusan ismétlődő, amplitúdó modulált, zajjal terhelt tranziens impulzusok szűrésére. Az eljárás alapját a vonalas spektrum mintavételezése adja. Amplitúdómoduláció hatására az egyes spektrumvonalaknak oldalsávjai jelennek meg. A spektrális mintavételezéssel valamint - additív zajt feltételezve - a mintavételezett frekvencia komponensek amplitúdóinak, - a zaj energiaszintnek - megfelelő amplitúdó értékkel való csökkentésével, a nem kívánt információ eltávolítható a jelről. Az időtartományba történő áttranszformálás után a visszanyerjük az eredeti modulálatlan jelet. **Igazoltam, hogy az új módszer alkalmazásával lehetőség nyílik a modulálatlan, zajmentes impulzus sorozat elhanyagolhatóan kis hibával történő visszaállítása 30dB-es jel-zaj viszony (SNR) értékig.** Összehasonlítva a hagyományos szűrési eljárás és az új módszer alkalmazhatóságát különböző jel-zaj viszony esetére azt találtam, hogy a hagyományos szűrési módszerrel az eredeti modulálatlan, zajmentes impulzus sorozat – ellentétben az általam kidolgozott eljárással – nem állítható vissza maradéktalanul. Rosszabb **SNR** értékek esetén a két módszer hibája egy adott érték felé konvergál. **A disszertációban számos mérés eredményeként bemutattam az új módszer alkalmazhatóságát csapágyrezgés adatok kiszűrésére [P. 15].**

2. Tézis: Kidolgoztam az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű felületén keletkező pontszerű meghibásodás valósághű jelmodelljét. Kidolgoztam egy új mérési eljárást a jelmodell felvételre, ahol elsődleges célnak az erő/rezgés átviteli út minimalizálását tartottam. A jelmodell felvételénél feltételeztem és igazoltam, hogy a tranziens impulzus előállítható a tranziens időbeli lefolyását megtestesítő burkológörbe és a csapágy valamely sajátfrekvenciájának szorzataként. Az impulzusok idő-frekvencia vizsgálatai (*STFT, Wiegner-Ville*) kimutatták, hogy a tranziensek frekvenciában nem moduláltak. Előállítottam a mintavételezett, szűrt tranziens impulzus burkológörbéjét *Hilbert* transzformáció felhasználásával. A burkológörbe egyenletének alakját *a priori* ismereteink alapján egy három ismeretlent tartalmazó függvénnyel adtam meg. A függvény közelítéséhez a *Nelder-Mead* nem-lineáris szimplex módszerét használtam fel. Hibakritériumnak a hibák négyzetes összegét választottam. **Az új mérési (vizsgálati) módszer alkalmazásával sikerült olyan paramétereket találni melyekkel a burkológörbe egyenlete az adott tartományon belül jól közelítette a mesterségesen létrehozott meghibásodás által gerjesztett tranziens impulzus burkológörbéjét [P. 14].**

3. Tézis: Létrehoztam egy sávhatárolt skálázófüggvényű ortonormált wavelet családot (*lwave1*) mely alkalmas csapágyakban keletkező, ismétlődő, tranziens rezgésimpulzusok vizsgálatára. Megadtam a wavelethez tartozó szűrőegyütthatók numerikus értékeit. **Igazoltam, hogy a wavelet a fokszámának növelésével átmegy ideális sávszűrőbe. A jelmodell alapján létrehoztam egy olyan analizáló waveletet (*lwave2*), mely az adott meghibásodás által gerjesztett tranziens rezgésimpulzust, a négyzetes hibakritérium alapján (MSE) jól közelíti.** Megadtam a wavelethez tartozó szűrőegyütthatók numerikus értékeit. **Megvizsgáltam a két új wavelet digitális szűrőként történő felhasználásának lehetőségét. Bebizonyítottam, hogy a két új wavelet alkalmas zajjal terhelt tranziens impulzusok szűrésére.** A vizsgálatnál használt tranziens impulzushoz additív fehérzajt kevertem, majd azt a két új és a – wavelet technikában jól ismert, általánosan használt – *„symlet5”* waveleteket felhasználó *„Wavelet thresholding”* eljárással megszűrtem. A szűrés jóságának jellemzésére MSE értéket számoltam a zajmentes és a szűréssel visszaállított jelekből. Megállapítottam, hogy szűrőként való felhasználás tekintetében csak a wavelet együtthatók számában van különbség a waveletek között [P. 13, P. 15].

4. Tézis: Megvizsgáltam, a két új wavelet erősen zajos mérési környezetben lévő, exponenciálisan csillapított tranziens impulzusok detektálására való alkalmasságát. Bebizonyítottam, hogy mind a két új wavelet alkalmas tranziens események lokalizálására. Viszonyítási alapnak a tranziens mechanikai rezgések wavelet transzformációval történő vizsgálatánál általánosan alkalmazott *Morlet-waveletet* használtam fel. Vizsgálatom tárgya a tranziens impulzus analizálásából nyert *CWT* együtthatók idő és skálaparaméter szerinti értékei. A két új (*lwave1*, *lwave2*) és a *Morlet-wavelet* felhasználásával számolt *CWT* együtthatók idő és skálaparaméter szerinti eloszlása nagyfokú hasonlóságot mutatott. A hasonlóság okát keresve **kimutattam, hogy az exponenciális vagy közel-exponenciális függvénnyel amplitúdóban modulált (csillapított) rezgésválaszok időtartománybeli alakja a *Morlet*-wavelethez nagyon hasonlít.** A wavelet analízis alapjául szolgáló konvolúció akkor adja a legnagyobb értéket, ha a vizsgálandó jel és a wavelet hasonló. Mivel az *lwave2* wavelet **az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrűjének pontszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem által gerjesztett rezgés impulzus** felhasználásával készült megállapítható, hogy az ilyen típusú meghibásodás wavelet transzformációval történő **detektálására alkalmas analizáló wavelete a *lwave2-wavelet* [P. 13, P. 15]**.

5. Tézis: Összehasonlítottam számos, a gördülőcsapágyak meghibásodásának jelzésére használt állapotfelügyeleti módszert az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy - belső gyűrű kipattogzása „pitting” - katasztrofális meghibásodása előtti utolsó lehetséges karbantartási állapot jelzésére. **Kimutattam, hogy zajos mérési környezetben a *lwave2-wavelettel* számolt *scalogram* idő-frekvencia eloszlása nélkülözhetetlen segédeszköz a zajba beágyazott tranziens impulzusok kimutatására.** A módszer használhatóságát valós mérési adatokon teszteltem. A pontszerű meghibásodás gerjesztette tranziens impulzusok érzékelésére, azaz **a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási állapot meghatározására az *lwave2-wavelettel* vagy a *Morlet-wavelettel* számolt scalogram (skálaparaméter szerinti energia eloszlás) használatát javaslom.** A javasolt módszer szerint **amint megjelenik a mintavételezett rezgésadatok scalogramjában a periodikusan ismétlődő tranziens impulzus, a gördülőcsapágy elérte élettartamának végét. Ettől az időponttól kezdve a gördülőcsapágy lepattogzás szerű meghibásodásának rohamos kifejlődése várható.**

9. ÖSSZEFOGLALÁS, A TOVÁBBFEJLESZTÉS LEHETŐSÉGEI

Az értekezés ismerteti az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy csapágyrezgés vizsgálati módszereit, valamint bemutatja a katasztrofális meghibásodási állapot előtti utolsó karbantartási lehetőség időpontjának meghatározására szolgáló egyik lehetséges eljárást. A gördülőcsapágy akkor éri el élettartamát, amikor az anyagkifáradás első jelei (hámlás vagy kipattogzás) bármelyik csapágygyűrűn, vagy gördülő testen megjelenik [S.6]. Vizsgálatom tárgya a belső gyűrű kipattogzásszerű meghibásodásán áthaladó gördülőelem által gerjesztett tranziens impulzusok érzékelése. A disszertációban javasolt rezgésvizsgálati módszer tudományos alapja és gyakorlati alkalmazhatósága az, hogy a vizsgáló jel maga is tranziens jel és annak alakja – idő és frekvencia tartománybeli kiterjedése – a keresett tranziens impulzushoz hasonló.

Az eljárás elméleti alapját az utóbbi évtizedek jelfeldolgozás területén végzett kiterjedt kutatási eredményei tették lehetővé. A wavelet analízis alapvető felhasználási területe a tranziens jelenségek vizsgálata. Megvizsgáltam a gördülőcsapágy belső gyűrűjén mesterséges meghibásodás létrehozásának lehetőségeit. Ismertettem egy új tudományos módszert a zajba beágyazott, amplitúdóban modulált tranziens impulzusok szűrésére. Létrehoztam az egysoros mélyhornyú golyóscsapágy belső gyűrű pontszerű meghibásodásának valósághű jelmodelljét. Létrehoztam egy sávhatárolt skálázó függvényű ortonormált wavelet bázisfüggvényt. Bebizonyítottam, hogy a wavelet a fokszámának növelésével átmegy ideális sávszűrőbe. Létrehoztam a belső gyűrű pontszerű meghibásodását, a négyzetes hibakritérium (MSE) alapján jól közelítő, ortogonális, wavelet bázisfüggvényt. Összehasonlítottam az új *waveletek* tranziens jel felbontási és helyreállítási, zajszűrési, és él detektálási képességét ismert waveletekével. Kimutattam, hogy a mechanikai rezgések wavelet transzformációval történő vizsgálatánál gyakran alkalmazott *Morlet* wavelet azért ad nagyon jó eredményt, mert alakja az exponenciális vagy közel-exponenciális függvénnyel amplitúdóban modulált (csillapított) rezgésválaszok időtartománybeli alakjához nagyon hasonlít. Bemutattam, hogy zajos mérési környezetben a gördülőcsapágyak katasztrofális meghibásodás előtti utolsó karbantartási állapotának megbízható jelzésére a wavelet transzformációból származó *scalogram* idő-frekvencia eloszlása jól használható segédeszköz.

Az értekezésben tárgyalt állapot felügyeleti és rezgésvizsgálati módszerek jól alkalmazhatók forgó gépelemet tartalmazó berendezések állapotának meghatározására. Az utóbbi évtizedek kutatásainak eredményei újabb vizsgálati módszerek felhasználását tették lehetővé, melyek az ipari gyakorlatban is alkalmazást nyertek. Az új módszerek új rezgésvizsgáló berendezések formájában jelennek meg. Az értekezés tudományos eredményeit felhasználva lehetőséget látok egy új, tranziens impulzusok vizsgálatára alkalmas mérőműszer megvalósítására.

Fontos továbbfejlesztési irányként szeretném megjelölni az értekezésben tárgyalt meghibásodási módra jól illeszkedő, „compact support”-al, azaz véges számú wavelet együtthatóval rendelkező wavelet létrehozását. Az értekezésben előállított waveletek, valamint a *Morlet-wavelet* diszkrét alakja sem rendelkezik ilyen tulajdonsággal. Ezzel a wavelet algoritmusok számítási igénye, a pontossági jellemzők megtartása mellett csökkenthető lenne.

További fontos kutatási lehetőségként szeretném megjelölni a többi csapágyelem (gördülőelem, kosár, külső gyűrű) meghibásodásának wavelet analízis segítségével történő vizsgálatát.

10. SUMMARY

This dissertation deals with vibration analysis and condition monitoring methods of single row deep groove ball bearings. It also shows a method that can be used to identify the last possible time of maintenance right before catastrophic failure. The life of bearings is attained when the first signs of fatigue (flaking or spalling) on any of the rings, or on the rolling elements appear [S.6]. The aim of my investigation is to detect transient pulses produced by rolling elements passing over a fatigue on the inner ring. The proposed method is based on the fact that the analysing function is also a transient pulse. Its shape – and its extension in time-frequency plane – is similar to the analysed signal. The extensive research of the recent decades in the field of signal processing made the theoretical basis of the procedure possible. The wavelet analysis successively used in analysis of transient phenomena.

The new scientific results are summarized by the following:

Thesis 1. I have developed a new filtering method, which is applicable for filtering periodic-, amplitude modulated-, noisy transient pulses. The technique is based on sampling of the line spectra. Sidebars appear near the spectral lines due to amplitude modulation. Using spectral sampling, and – assuming an additive noise on the sampled data – reducing the amplitude values of the spectral components by the noise energy level the unwanted information can be removed from the signal. One can obtain the original unmodulated signal by inverse Fourier transformation. **It is proved that the new method is capable of restoring the unmodulated noise-free signal at negligibly small error level as long as the signal to noise ratio (SNR) is lower than 30dB.** Compared with the traditional filtering process and the new method at different signal-to-noise ratio values, it was found that by the conventional filtering method the original unmodulated, noise-free pulse train - in contrast to the method developed by me - cannot be restored completely. At worse SNR values, the failures of the two methods converge toward a certain value. **Applicability of the new method for filtering bearing vibration data was presented in the thesis** [P. 15].

Thesis 2. I developed a realistic signal model of the deep groove ball bearing with point wise fault on the inner race. I have also developed a new measurement procedure for establishing signal model, where the primary purpose was to minimize the force / vibration transmission path. In the process of formulating the signal model it was assumed and verified that the transient pulse produced is made of products of envelope – representing the time course of transient – one of the bearing's natural frequencies. Tests of time-frequency pulses (STFT, Wiegner-Ville) showed that the transients are non-modulated in frequency. The envelope of sampled, filtered transient pulse was computed using Hilbert transform. Shape of the envelope equation based on a priori information is given by the function containing three unknowns. For approximation the non-linear Nelder-Mead simplex method was used. The mean-squared-error was chosen to be the error-function. By using the new measurement (test) method such parameters has been found by which the equation of the envelope function is in a good approximation within the given range to the envelope of the transient response of the artificially created defect [P. 14].

Thesis 3. I created an orthonormal wavelet family (lwave1) with band-limited scaling function which is applicable for analyzing repetitive transient pulses generated in ball bearings. The numerical values of filter coefficients belonging to Wavelets are given. **It is proved that by increasing the degree of wavelets they become ideal band-pass filter. Using the signal model an analyzing wavelet (lwave2) is created, which approximates the vibration response generated by**

the fault well. The numerical values of filter coefficients belonging to Wavelets are given**. I investigated the applicability of the new wavelets digital filtering. It has been proven that the new wavelets capable of filtering noisy transient pulses.** I tested these wavelets with white noise added and filtered signals by "Wavelet thresholding" process using the new and the generally used "symlet 5" wavelets. The MSE values were calculated to characterize the goodness of filtering from the noise-free and the restored signals. The only difference found was the number of wavelet coefficients [P. 13, P. 15].

Thesis 4. I have examined the applicability of two new wavelets for detecting exponentially damped transient pulses in a highly noisy environment. It was proved that both new wavelets are suitable for localization of transient events. I used the well-known Morlet wavelet – generally used in analyzing mechanical vibrations – as a benchmark for evaluation. I investigated the CWT coefficients of transient pulses as function of time and frequency (scale parameter). The coefficients CWT distribution of the new (lwave1, lwave2) and Morlet-wavelet showed a high degree of similarity. **It was shown that the cause of similarity was that the time domain plot of amplitude modulated (attenuated) vibration response by exponential or near-exponential functions and *Morlet-wavelets* are very similar.** The wavelet analysis is based convolution will give the greatest value when the test signal and the wavelet are similar. **Since the *lwave2* was established using a transient pulse generated in a deep groove ball bearing with point wise defect on the inner ring, it can be stated that lwave2 is suitable for detecting this kind of failures by wavelet transform** [P. 13, P. 15]**.**

Thesis 5. I compared a number of condition monitoring methods to indicate the failure of deep groove ball bearing – as "pitting" formulation on the inner ring – that is the last possible time for maintenance before a catastrophic failure. **I have shown that in a noisy environment, the scalogram time-frequency distribution calculated by lwave2 wavelet is an essential tool for detecting transient pulses.** The method is tested on real measurement data. For detection of transient pulses generated in a deep groove ball bearing i.e. **to determine the time of last possible maintenance before catastrophic failure condition I suggest using the scalogram distribution calculated with *lwave2* wavelet or *Morlet* wavelet. According to the proposed method, the bearing has reached the end of life as the periodically repeating transient pulses appear in the scalogram. From that moment on rapid development of spalling can be expected.**

ALKALMAZOTT JELÖLÉSEK

Jelölések

d	*a csapágy névleges furatátmérője*	*[mm]*
D	*a csapágy névleges palástátmérője*	*[mm]*
d_g	*a gördülőelem átmérője*	*[mm]*
d_m	*a csapágy középátmérője*	*[mm]*
n_b	*a belső gyűrű fordulatszáma*	*[1/s]*
n_k	*a külső gyűrű fordulatszáma*	*[1/s]*
n_m	*a gördülőelemek fordulatszáma a csapágy tengelye körül*	*[1/s]*
n_g	*a gördülőelemek fordulatszáma saját tengelye körül*	*[1/s]*
Z	*egy sorban lévő gördülőelemek száma*	*[db]*
γ	*középátmérő szám*	*[-]*
v	*kerületi sebesség*	*[m/s]*
v_k	*kerületi sebesség a külső gyűrű és a gördülőelem érintkezési pontjában*	*[m/s]*
v_m	*a kosár kerületi sebessége*	*[m/s]*
v_b	*kerületi sebesség a belső gyűrű és a gördülőelem érintkezési pontjában*	*[m/s]*
g	*nehézségi gyorsulás*	*[m/s²]*

$e^{j\varphi}$	*a valós tengellyel φ szöget bezáró egységvektor*
δ_{ij}	*Kronecker delta*
$\delta(t)$	*Dirac delta*
$\langle f, g \rangle$	*skaláris vagy belső szorzat a $L^2(R)$ térben*
$\Vert f \Vert$	*norma*
$f(t)$	*időben folytonos jel*
$f[n]$	*diszkrét jel*
$\hat{f}(\omega)$	*Fourier-transzformált (folytonos)*
$\hat{f}(k)$	*Diszkrét Fourier-transzformált*
$\mathcal{F}$	*Fourier-transzformáció operátora*
$\mathcal{H}$	*Hilbert transzformáció operátora*
$V \perp W$	*V és W ortogonális függvényterek*
ϕ	*skálázó függvény*
ψ	*wavelet*
$O(\,)$	*ordó-jelölés*
$\mathbf{1}$	*egységmátrix*

ÁBRÁK JEGYZÉKE

IRODALOMJEGYZÉK

Az értekezés témakörében megjelent saját, teljes terjedelmű publikációk

[P. 1] **TÓTH L**: *Rezgések számítógépes analízise*, Tudományos diákköri konferencia, Miskolc, 1997

[P. 2] **TÓTH L**: Computer *Aided Vibration Analysis of a Three-Story, One-Bay Structure*, International Workshop on Mechatronics Courses, p. 213, ISSN 0238-3888.

[P. 3] **TÓTH L**.: *Rezgések számítógépes analízise.*, Doktorandusz fórum, Miskolc, 1997, szekciókiadvány, pp. 74-79

[P. 4] **TÓTH L**, SZARKA T: *Improvements of the reliability of measurement*, microCAD 1998, International Computer Science Conference, Section E: Electrotechnics and Electronics, pp.83-86.

[P. 5] **TÓTH L**, SZARKA T: *Improvements of the reliability of measurement*, GÉP, IL. Évfolyam. 1998/4-5. szám, pp. 60-61, ISSN 0016-8572

[P. 6] **TÓTH L**, SZARKA T: *Examination of Non-Periodic Composite, Mechanical Vibrations*, microCAD 1999, International Computer Science Conference, Section F: Electrotechnics and Electronics, pp.101-106, ISBN 963-661-356-7

[P. 7] **TÓTH L**, SZARKA T: *Examination of Non-Periodic Composite, Mechanical Vibrations*, GÉP, L. Évfolyam. 1999/5. szám, pp. 7-9, ISSN 0016-8572

[P. 8] **TÓTH L**, SZARKA T: *On Condition Monitoring Using Wavelets and Neural Networks*, microCAD 2000, International Computer Science Conference, Section F: Electrotechnics and Electronics, pp.71-76, ISBN 963-661-419-9

[P. 9] **TÓTH L**: *Investigation of the Effect of Local Scattering on Determination of DOA by MUSIC Algorithm*, microCAD 2003, International Computer Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.93-99, ISBN 963-661-556

[P. 10] **TÓTH L**: *Time-frequency, Time-scale analysis of transient signals*, microCAD 2004, International Computer Science Conference, Section F: Electrotechnics and Electronics, pp.67-73, ISBN 963-661-616-7.

[P. 11] **TÓTH L**, KOVÁCS E: *Wavelet analysis of Bearing Vibration Signals*, microCAD 2005, International Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.59-64, ISBN 963-661-656

[P. 12] **TÓTH L**: *Construction of modified Meyer Wavelets*, microCAD 2006, International Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.95-100, ISBN 963-661-710-4

[P. 13] **TÓTH L**: *Construction of Orthonormal Wavelets from Bandlimited Scaling functions*, microCAD 2007, International Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.59-65, ISBN 978-963-661-751-6

[P. 14] **TÓTH L**: *Identification of a Transient Vibration Signal Model*, microCAD 2008, International Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.83-88, ISBN 978-963-661-821

[P. 15] **TÓTH L**: *Improving the Accuracy of Transient Vibration Measurements*, microCAD 2009, International Science Conference, Section J: Electrotechnics and Electronics, pp.93-99, ISBN 978-963-661-866

[P. 16] **TÓTH L**: *Construction of Wavelets to Match transient Vibration Signals*, microCAD 2010, International Science Conference, Section K: Electrotechnics and Electronics, pp.103-108, ISBN 978-963-661-915-2

Könyvek, folyóiratok, publikációk

[1] GUSTAFSSON OG, TALLIAN T. Detection of damage in assembled rolling element bearings. ASLE Preprint 61-AM 3B-1. 16th ASLE, Philadelphia, PA, 1961. 39pp.

[2] HARRIS TA. Rolling bearing analysis. New York: John Wiley and Sons, 1966.

[3] BRODERICK JJ, BURCHILL RF, CLARK HL. Design and fabrication of prototype system for early warning of impending bearing failure. MTI Report MTI-71 TR-1 (prepared for NASA), 1972.

[4] BUTLER DE. The shock pulse method for the detection of damaged rolling bearings. NDT Int 1973:92–5.

[5] DYER D. Bearing condition monitoring. In: Interim Report 1. Southampton (UK): Department of Mechanical Engineering, Univerisity of Southampton, 1973.

[6] BURCHILL RF, FRAREY JL, WILSON DS. New machinery health diagnostic techniques using high frequency vibration. In: SAE Paper 730930. Dearborn (IL): SAE, 1973.

[7] DARLOW MS, BADGLEY RH. Early detection of defects in rolling element bearings. SAE Paper 750209. Dearborn (IL): SAE, 1975. 12pp.

[8] WINN LW, BULL HL. Diagnostic system for ball bearing quality control. SAE Paper 760910. Dearborn (IL): SAE, 1976. 8pp.

[9] COLLACOTT RA. Mechanical fault diagnosis. London: Chapman and Hall, 1977.

[10] A, PAPOULIS: Signal Analysis, Singapore, McGraw-Hill, Inc. 1977.

[11] MOLNÁR, DR. VARGA: Gördülőcsapágyazások tervezése, Műszaki kiadó, Budapest, 1977.

[12] C.S. SUNNERSJÖ, Varying compliance vibrations of rolling bearings, Journal of Sound and Vibration 58 (1978), pp. 363-373.

[13] DYER D, STEWART RM. Detection of rolling element bearing damage by statistical vibration analysis. Trans ASME, J Mech Design 1978;100(2):229–35.

[14] ROGERS LM. The application of vibration signature analysis and acoustic emission source location to on-line condition monitoring of anti-friction bearings. Tribol Int 1979;12(2):51–9.

[15] NISHIO K, HOSHIYA S, MIYACHI T. An investigation of the early detection of defects in ball bearings by the vibration monitoring. ASME Paper 79-DET-45. New York: ASME, 1979.

[16] MEYER LD, AHLGREN FF, WEICHBRODT B. An analytic model for ball bearing vibrations to predict vibration response to distributed defects. Trans ASME, J Mech Design 1980;102:205–10.

[17] IGARASHI T, NODA B, MATSUSHIMA E. A study on the prediction of abnormalities in rolling bearings (1). J JSLE Int 1980;1:71–6.

[18] IGARASHI T, HAMADA H. Studies on the vibration and sound of defective rolling bearings (first report: vibration of ball bearings with one defect). Bull JSME 1982;25(204):994–1001.

[19] OSUAGWU CC, THOMAS DW. Effect of inter-modulation and quasi-periodic instability in the diagnosis of rolling element incipient defect. Trans ASME, J Mech Design 1982;104(2):296–302.

[20] YOSHIOKA T, FUJIWARA T. A new acoustic emission source locating system for the study of rolling contact fatigue. Wear 1982;81:183–6.

[21] WARDLE FP, POON SY. Rolling bearing noise — cause and cure. Chartered Mech Engr July/August 1983:36–40.

[22] MCFADDEN PD, SMITH JD. The vibration produced by a single point defect on the inner or outer race or rolling elements of a bearing under radial or axial load. Technical Report CUED/CMech/ TR34. Cambridge (UK): Engineering Department, Cambridge University, 1983.

[23] KIM PY, LOWE IRG. A review of rolling element bearing health monitoring. In: Proceedings of Machinery Vibration Monitoring and Analysis Meeting, Vibration Institute, Houston, TX, 19–21 April, 1983. p.145–54.

[24] MATHEW J, ALFREDSON RJ. The condition monitoring of rolling element bearings using vibration analysis. Trans ASME, J Vibr, Acoust, Stress Reliab Design 1984;106:447–53.

[25] MCFADDEN PD, SMITH JD. Vibration monitoring of rolling element bearings by the high frequency resonance technique —a review. Tribol Int 1984;17(1):3–10.

[26] KIM PY. A review of rolling element bearing health monitoring (II): preliminary test results on current technologies. In: Proceedings of Machinery Vibration Monitoring

and Analysis Meeting, Vibration Institute, New Orleans, LA, 26–28 June, 1984. p.127–37.

[27] KIM PY. A review of rolling element bearing health monitoring (III): preliminary test results on eddy current proximity transducer technique. In: Proceedings of 3rd International Conference on Vibration in Rotating Machinery, York, UK, 11–13 September, 1984. p.119–25.

[28] YOSHIOKA T, FUJIWARA T. Application of acoustic emission technique to detection of rolling bearing failure. In: Dornfield DA, editor. Acoustic emission monitoring and analysis in manufacturing. New York: ASME, 1984. p.55–75.

[29] MARTINS LG, GERGES SNY. Comparison between signal analysis for detecting incipient bearing damage. In: Proceedings of the International Condition Monitoring Conference, Swansea, UK, 10–13 April, 1984. p.191–204.

[30] STRONACH AF, CUDWORTH CJ, JOHNSTON AB. Condition monitoring of rolling element bearings. In: Proceedings of the International Condition Monitoring Conference, Swansea, UK, 10–13 April, 1984. p.162–77.

[31] P.D. MCFADDEN, J.D. SMITH, Model for the vibration produced by a single point defect in a rolling element bearing, Journal of Sound and Vibration 96 (1984), pp. 69-82.

[32] MCFADDEN PD, SMITH JD. Information from the vibration of rolling bearings. In: Proceedings of International Condition Monitoring Conference, Swansea, UK, 10–13 April, 1984. p.178–90.

[33] P.D. MCFADDEN, J.D. SMITH, The vibration produced by multiple point defects in a rolling element bearing, Journal of Sound and Vibration, Vol. 98 (1985), pp. 263-273.

[34] MCFADDEN PD. Advances in vibration monitoring of Gears and rolling element bearings. In: Proceedings of IE Austalia/RAeS Joint National Symposium, Melbourne, 8–9 August, 1985. p.27–32.

[35] DR SCHNELL, L.: Jelek és rendszerek méréstechnikája, Budapest, Műszaki Könyvkiadó, 1985.

[36] C.S. SUNNERSJÖ, Rolling bearing vibrations - the effects of geometrical imperfections and wear, Journal of Sound and Vibration, Vol. 98 (1985), pp. 455-474.

[37] IGARASHI T, KATO J. Studies on the vibration and sound of defective rolling bearings (third report: vibration of ball bearings with multiple defects). Bull JSME 1985;28(237):492–9.

[38] KUHNELL BT, STECKI JS. Correlation of vibration, wear debris analysis and oil analysis in rolling element bearing condition monitoring. Maintenance Management Int 1985;5:105–15.

[39] RAO BVA, SWARNAMANI S, VARGHESE GV. Studies on a test rig to check defective and spurious ball and roller bearings. In: Proceedings of the National Conference on Industrial Tribology, Bombay, India, 1986. p.1.1–0.

[40] MIYACHI T, SEKI K. An investigation of the early detection of defects in ball bearings using vibration mnitoring — practical limit of detectability and growth speed of defects. In: Proceedings of the International Conference on Rotordynamics, JSMEIFToMM, Tokyo, 14–17 September, 1986. p.403–8.

[41] BRÜEL & KJAER, Windows to FFT Analysis, Technical Review, No. 4-1987.

[42] BRÜEL & KJAER, Vibration Monitoring of Machines, Technical Review, No. 1-1987.

[43] R.B. RANDALL: Frequency analysis, Brüel & Kjaer, Denmark, 1987.

[44] BRÜEL & KJAER, Gépállapot-felügyelet, 1988.

[45] YOSHIOKA T, FUJIWARA T. Measurement of propagation initiation and propagation time of rolling contact fatigue crack by observation of acoustic emission and vibration. In: Dowson D et al, editor. Interface dynamics. Amsterdam: Elsevier, 1988. p.29–33.

[46] D. E. BENTLY, BENTLY NEVADA CO., Predictive Maintenance through the Monitoring and Diagnostics of Rolling Element Bearings, application note, 1989. http://www.bently.com/articles/apnotes/an044.asp

[47] REIF Z, LAI MS. Detection of developing bearing failures by means of vibration. ASME Design Eng Div (Publ) DE 1989;18(1):231–6.

[48] GYÖRGY LIPOVSZKY, KÁROLY SÓLYOMVÁRI, GÁBOR VARGA: Vibration Testing of Machines and their Maintenance, Oxford: Elsevier, 1990.

[49] MCFADDEN PD. Condition monitoring of rolling element bearings by vibration analysis. IMechE Paper, Solid Mechanics and Machine Systems Group Seminar, 9 January 1990. London: IMechE. p.49–53.

[50] BERRY JE.: How to track rolling element bearing health with vibration signature analysis, Sound and Vibration 1991; November: 24-35.

[51] I. DAUBECHIES, J. C. LAGARIAS: Two-scale difference equations I. Existence and global regularity of solutions, SIAM J. Math. Anal., Vol. 22, No. 5, pp. 1388-1410, September 1991

[52] TANDON N, NAKRA BC. Comparison of vibration and acoustic measurement techniques for the condition monitoring of rolling element bearings. Tribol Int 1992;25(3):205–12.

[53] I. DAUBECHIES, J. C. LAGARIAS: Two-scale difference equations II. Local regularity, infinite products of matrices and fractals, SIAM J. Math. Anal., Vol. 23, No. 4, pp. 1031-1079, July 1992

[54] INGRID DAUBECHIES: Ten Lectures on Wavelets, Society For Industrial And Applied Mathematics, Philadelphia, PA,1992

[55] Y.T. SU, S.J. LIN, On initial fault detection of a tapered roller bearing: frequency domain analysis, Journal of Sound and Vibration, Vol. 155 (1992), pp. 75-84.

[56] A. H. TEWFIK, D. SINHA, AND P. JORGENSEN, On the optimal choice of a wavelet for signal representation, IEEE transactions on Information theory, Vol. 38, pages 747-765, March 1992.

[57] TANDON N, NAKRA BC. Detection of defects in rolling element bearings by vibration monitoring. J Instn Engrs (India) — MechEng Div 1993;73:271–82.

[58] Y.-T. SU, M.-H. LIN, M.-S. LEE, The effects of surface irregularities on roller bearing vibrations, Journal of Sound and Vibration, Vol. 165 (1993), pp. 455-466.

[59] SZŰCS PÁL, "Az akusztikus emisszió mint szilárdtestfizikai jelenség és mint roncsolásmentes anyagvizsgálati módszer", „Tribológiai szakmérnök" képzés, Veszprémi Egyetem. 1993. november 3., http://www.muszeroldal.hu/measurenotes/AEszucs.pdf

[60] TANDON N, NAKRA BC: Detection of defects in rolling element bearings by vibration monitoring. Journal, Mechanical Engineering Division, (ISSN 0020-3408), vol. 73, pp 271-282. 1993

[61] J.I. TAYLOR: The Vibration Analysis Handbook, Vibration Consultants, Inc., Tampa, 1994.

[62] TANDON N. A comparison of some vibration parameters for the condition monitoring of rolling element bearings. Measurement 1994;12:285–9.

[63] ZHENGJIA H, JIYUAN Z, QINGFENG M, YIMING N. Wavelet transform in tandem with autoregressive technique for monitoring and diagnosis of machinery. In: Proceedings of Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management Conference, New Delhi, 1994. p.204–11.

[64] AMARA GRAPS: An Introduction to Wavelets, IEEE Computational Science and Engineering, Summer 1995, vol. 2, num 2.

[65] MORI K, KASASHIMA N, YOSHIOKA T, UENO Y. Prediction of spalling Spalling on a ball bearing by applying the discrete wavelet transform to vibration signals. Wear 1996;195:162–8.

[66] DR DÖMÖTÖR FERENC: A rezgésdiagnosztika elemei, SKF, Budapest, 1996

[67] BRÜEL & KJAER, Non-stationary Signal Analysis using Wavelet Transform, Technical Review, No. 2-1996.

[68] THOMAS GREINER. Orthogonal and biorthogonal texture matched wavelet filterbanks for hierarchical texture analysis. *Signal Processing*, 54, pp. 1–22, April 1996.

[69] WASHO MW. A quick method of determining root causes and corrective actions of failed ball bearings. Lubric Eng 1996;52(3):206–13.

[70] PRABHU R. ROLLING BEARING DIAGNOSTICS. In: Proceedings of the Indo–US Symposium on Emerging Trends in Vibration and Noise Engineering, New Delhi, 18–20 March, 1996. p.311–20.

[71] N. TANDON, A. CHOUDHURY, An analytical model for the prediction of the vibration response of rolling element bearings due to a localized defect, Journal of Sound and Vibration, Vol. 205 (1997), pp. 275-292.

[72] YPMA, LIGTERINGEN, FRIETMAN, DUIN, Recognition of Bearing Failures Using Wavelets and Neural Networks, TFTS'97, pages 69-72, 1997.

[73] LI CJ, MA J. Wavelet decomposition of vibrations for detection of bearing-localized defects. NDT&E Int 1997;30(3):143–9.

[74] C.J. LI, J. MA, Wavelet decomposition of vibrations for detection of bearing-localized defects, NDT&E International, Vol. 30, No. 3, pp. 255-262 (1997).

[75] JEFFREY C. O'NEILL: Shift Covariant Time-Frequency Distributions of Discrete Signals, PhD thesis, University of Michigan, 1997.

[76] SKF, SKF CONDITION MONITORING: The ABC's of Machinery Vibration Transducers, Technical Paper, CM1007, 1997.

[77] STEPHANE MALLAT: A Wavelet tour of signal processing, Academic Press, 1998

[78] R.B.W. HENG, M.J.M. NOR, Statistical analysis of sound and vibration signals for monitoring rolling element bearing condition, Applied Acoustics. Vol. 53, No. 1-3, pp. 211-226, 1998.

[79] A. CHOUDHURY, N. TANDON, A theoretical model to predict vibration response of rolling bearings to distributed defects under radial load, ASME transactions Vol. 120, (1998), pp. 214-220.

[80] BECKEMEYER, HEINZ-PETER, HAHN, ANDREAS: Linear Design Seminar '99 Reference Manual, Texas Instruments Inc, England, 1999.

[81] J.C. GOSWAMI, A.K.CHAN: Fundamentals of Wavelets, John Wiley & Sons, Inc., 1999

[82] N. TANDON, A. CHOUDHURY, A review of vibration and acoustic measurement methods for the detection of defects in rolling element bearings, Tribology International, Vol. 32 (8) (1999), pages 469-480.

[83] J. O. CHAPA, R. M. RAO, Algorithms for Designing Wavelets to Match a Specified Signal, IEEE transactions on signal processing, Vol. 48, No. 12, December 2000, pages 3395-3406.

[84] JOHAN M. DE VILLIERS, CHARLES A. MICCHELLI, TOMAS SAUER. Building refinable functions from their values at integers. *Calcolo*, 37:pp. 139–158, 2000.

[85] R. RUBINI, U. MENEGHETTI, Application of the envelope and wavelet transform analyses for the diagnosis of incipient faults in ball bearings, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 15 (2001), pp. 287-302.

[86] G.H. JANG, S.W. JEONG, Nonlinear excitation of ball bearing waviness in a rigid rotor supported by two or more ball bearings considering five degrees of freedom, Transactions of the ASME, Vol. 124, (2002), pp. 82-90.

[87] ANUBHA GUPTA, S.D. JOSHI, AND SURENDRA PRASAD. On a new approach for estimating wavelet matched to signal. In *Proceedings of the Eighth National Conference on Communications, Bombay*, January 2002.

[88] B. LIU, S.F. LING, R. GRIBONVAL, Bearing failure detection using matching pursuit, NDT&E International, Vol. 35 (2002), pp. 255-262.

[89] S. PRABHAKAR, A.R. MOHANTY, A.S. SEKHAR, Application of discrete wavelet transform for detection of ball bearing race faults, Tribology International, Vol. 35 (2002), pp. 793-800.

[90] N.G. NIKOLAOU, A.I. ANTONIADIS, Rolling element bearing fault diagnosis using wavelet packets, NDT&E International, Vol. 35 (2002), pp. 197-205.

[91] N.G. NIKOLAOU, A.I. ANTONIADIS, Demodulation of vibration signals generated by defects in rolling element bearings using complex shifted Morlet wavelets, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 16 (2002), pp. 677-694.

[92] Z. KIRAL, H. KARAGÜLLE, Simulation and analysis of vibration signals generated by rolling element bearing with defects, Tribology International, Vol. 36 (2003), pp. 667-678.

[93] G.H. JANG, S.W. JEONG, Analysis of a ball bearing with waviness considering the centrifugal force and gyroscopic moment of the ball, Journal of Tribology, Vol. 125, (2003), pp. 1-11.

[94] LOU, LOPARO, Bearing fault diagnosis based on wavelet transform and fuzzy inference, Mechanical Systems and Signal Processing, Volume 18, Issue 5, September 2004, Pages 1077-1095

[95] JIAN-KANG ZHANG, TIMOTHY N. DAVIDSON, AND K. MAX WONG. Efficient design of orthonormal wavelet bases for signal representation. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 52(7):1983–1996, July 2004.

[96] S. ERICSSON, N. GRIP, E. JOHANSSON, L.-E. PERSSON, R. SJÖBERG, J.-O. STRÖMBERG: Towards automatic detection of local bearing defects in rotating machines, Mechanical Systems and Signal Processing 19 (2005), pp. 509-535.

[97] S. ORHAN, N. AKTÜRK, V. CELIK, Vibration monitoring for defect diagnosis of rolling element bearings as a predictive maintenance tool: Comprehensive case studies, NDT&E International, Vol 39. (2006), pp. 293-298.

[98] C. JUNSHENG. Y. DEJIE, Y. HU, Application of an impulse response wavelet to fault diagnosis of rolling bearings, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 21 (2007), pp. 920-929.

[99] Y.-T. SHEEN, An impulse response extracting method from the modulated signal in a roller bearing, Measurement (2007), doi:10.1016/j.measurement 2006.11.020.

[100] N. TANDON, G.S. YADAVA, K.M. RAMAKRISHNA, A comparison of some condition monitoring techniques for the detection of defects in induction motor ball bearings, Mechanical Systems and Signal Processing, Vol. 21 (2007), pp. 244-256.

[101] M. MISITI, Y. MISITI, G. OPPENHEIM, J.M. POGGI, Wavelets and their Applications, ISTE Ltd and John Wiley & Sons Inc., 2007

[102] SCHAEFFLER (UK) LTD., How to detect bearing failures using vibration, 18. May. 2007. http://www.machinebuilding.net/ta/t0057.htm

[103] ZHAO, CHEN, GUO, LI, Neuro-fuzzy Based Condition Prediction of Bearing Health, Journal of Vibration and Control, Vol. 15, No. 7, 1079-1091 (2009)

[104] XU, XUAN, SHI, WU, HU, A novel fault diagnosis method of bearing based on improved fuzzy ARTMAP and modified distance discriminant technique, Expert Systems with Applications: An International Journal, Vol. 36, No. 9, 11801-11807 (2009), ISSN:0957-4174

[105] SKF, What Are Enveloping and SEE? Application Note CM3014, SKF Condition Monitoring, Inc. http://www.skfcm.com/news/appnotes/cm3014.pdf

[106] SKF, Early Warning Fault Detection in Rolling Element Bearings Using Microlog Enveloping Application Note CM3021, SKF Condition Monitoring, Inc. http://www.skfcm.com/news/appnotes/cm3021.pdf

[107] SKF, Csapágyhibák és okai, Termékinformáció 401. http://www.skf.com/files/343743.pdf

[108] BRÜEL & KJAER, Envelope analysis – the key to rolling-element bearing diagnosis, Application note, BO 0187-11.

[109] BRÜEL & KJAER, Envelope Detector, System development, WB 1048, BU 0090-12.

[110] A. V. BARKOV, N. A. BARKOVA, Non-linear Signal Models in Vibroacoustic Machine Diagnostics, proceedings, 21st annual meeting of the Vibration Institute. http://www.vibrotek.com/articles/nonlin97/index.htm

[111] HAMEG INSTRUMENTS GMBH., Oscilloscope HM507 manual. http://www.hameg.com/

[112] SALES TECHNOLOGY, INC., "Rolling Element Bearings", STI Field Application Note, Leagues City TX. http://www.stiweb.com/appnotes/reb.htm

[113] KISTLER INSTRUMENTE AG, K-Shear ® Accelerometers, General Purposes, Voltage Mode Accelerometers, Data Sheets, http://www.kistler.com/

[114] D STEVENS: Rolling Element Bearings (4 Failure Phases), Equipment Condition Monitoring, http://www.vibanalysis.co.uk/vibanalysis/rolling/rolling.html

[115] BRÜEL & KJAER, Vibration Measurement and Analysis, Lecture Note, BA 7676-12.

[116] SPM INSTRUMENT INTERNATIONAL, „On-line gépállapot figyelés [A CMS rendszer]", http://www.spminstrument.com/data/pdf/brochures/71680p_CMS.pdf

[117] SPM INSTRUMENT INTERNATIONAL, Az SPM története, http://www.spminstrument.hu

[118] SPM INSTRUMENT BUDAPEST KFT, Az SPM Módszer, http://www.spminstrument.hu/index.php?lid=0&gcf=24&sidx=1

[119] SPM INSTRUMENTS AB, The shock pulse method for determining the condition of antifriction bearings, SPM Technical Information. Sweden http://www.spminstrument.com

Szabványok, előírások

[S.1] ISO 2372:1974 Mechanical vibration of machines with operating speeds from 10 to 200 rev/s -- Basis for specifying evaluation standards

[S.2] ISO 3945:1985 Mechanical vibration of large rotating machines with speed range from 10 to 200 r/s -- Measurement and evaluation of vibration severity in situ

[S.3] ISO 10816-1:1195-(E) Mechanikai rezgések – Géprezgések kiértékelése a nem forgó részeken történő méréssel. – Nemzetközi szabvány

[S.4] American National Standard ANSI/AFBMA Std 13-1970, ANSI B3.13-1970, Rolling Bearing Vibration and Noise (Methods of Measuring)

[S.5] Deutsches Institut für Normung DIN 5426, Laufgeräusche von Wälzlagern, Prüfverfahren.

[S.6] SKF főkatalógus, katalógusszám: 8200, Svéd golyóscsapágy Rt., 810937, Kossuth nyomda Bp.

[S.7] FAG Gördülőcsapágyak Főkatalógus, FAG OEM und Handel AG, 1996.

TÁRGYMUTATÓ

Sz

T

V

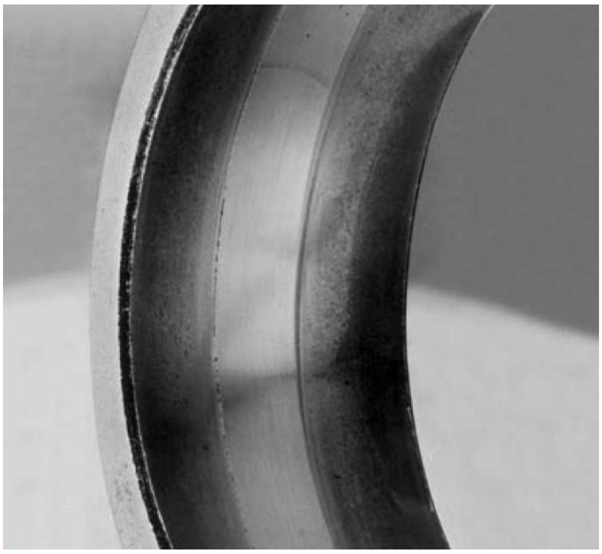
W

MELLÉKLETEK

A. JELLEGZETES CSAPÁGYHIBÁK ÉS OKAIK

Kopás

Normális üzemi körülményektől eltérő működés esetén kopás akkor keletkezik, ha idegen részecskék jutnak a csapágyba, vagy ha nem megfelelő a csapágy kenése. Az idegen részecskék hatására a csapágy felülete homályossá-, elégtelen kenés hatására pedig fényessé válik



Idegen részecskék okozta kopás gördülőcsapágy külső gyűrűjének gördülőpályáján [107]

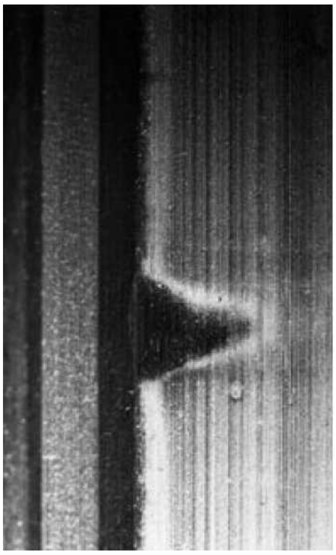
Álló csapágyakban a kenőanyag film kialakulásának hiánya fémes kapcsolat kialakulását eredményezi a csapágyelemek között. Vibráció esetén a kis elmozdulások az érintkező felületek kopását idézik elő. Ez a károsodás a szakirodalmakban *álbrinellezés* néven ismert.

Beálló golyóscsapágy külső gyűrűjén kialakuló álbrinellezés [107]

A rezgések okozta lenyomatok nagyon hasonlítanak az átmenő villamos áram miatt kialakuló károsodásokkal. A különbség azonban az, hogy az utóbbi esetében a barázdák alja sötét vagy korrodált.

Benyomódások

A nem megfelelő csapágygyűrűre alkalmazott szerelési nyomás vagy az álló állapotban történő túlterhelés mindkét csapágygyűrű gördülőpályáján benyomódást eredményez.



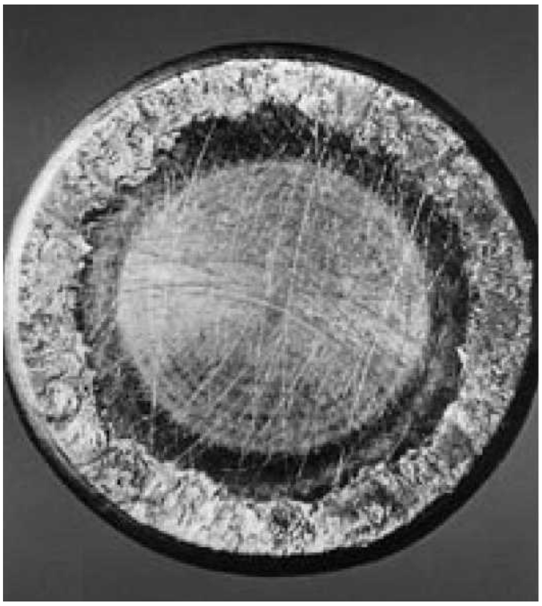
Görgő okozta benyomódás hengergörgős csapágy belső gyűrűjének futópályáján [107]

Ha idegen részecskék pl. fémreszelék, kerül a csapágyba, akkor ezek benyomódást okoznak, amint a gördülőelemek behengerlik a gördülőpályákba.

Szennyeződések okozta benyomódások egy hengergörgős csapágy egyik futópályáján 50-szeres nagyítás) [107]

Elkenődés

Ha két nem megfelelően kent felület egymáson terhelés alatt elcsúszik, akkor az egyik felületről anyag kerül át a másikra. Ezt elkenődésnek nevezzük.

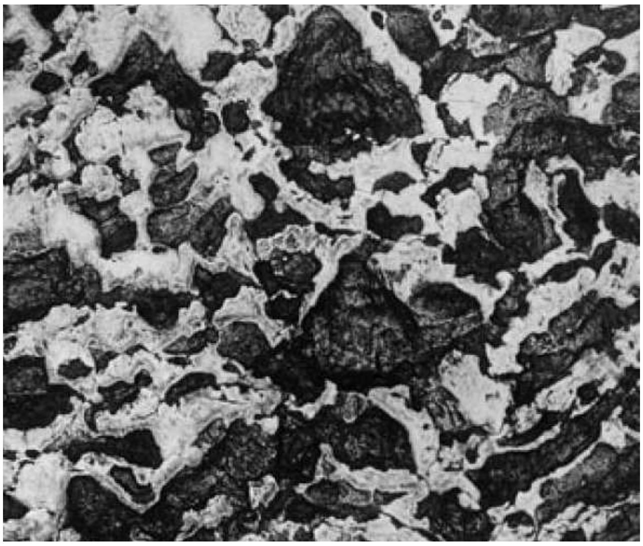


Egy hengergörgő végének elkenődése, melyet nagy axiális terhelés és nem megfelelő kenés okozott [107]

A folyamat alatt az anyag annyira felhevül, hogy újra edződik. Ez helyi feszültségnövekedéshez vezet, aminek következtében az anyag felreped, vagy lepattogzik.

Felületi károsodások

Ha a gördülőelemek és a gördülőpályák közötti kenőanyagfilm elvékonyodik, a felületi érdesség csúcsok összeérnek. A felületen kis repedések alakulnak ki. Ez a jelenség, mint veszélyes felületi károsodás ismeretes.



Kis sekély kráterek kristályos törési felületekkel 100-szoros nagyításban [107]

A repedések mikroszkopikus méretűek, és a csapágy működése során folyamatosan növekednek.

Korrózió

A korrózió a csapágyba bekerült víz hatására alakul ki abban az esetben, amikor a kenőanyag mennyisége nem elegendő annak távoltartására. A csapágy korrózió két formában jelentkezik, az egyik a mélyrozsda a másik az illesztési korrózió. A levegőnek kitett tiszta acél felületén vékony oxidréteg keletkezik, mely védi a fémet.

Egy hengergörgős csapágy külső gyűrűjének mélyrozsdája [107]

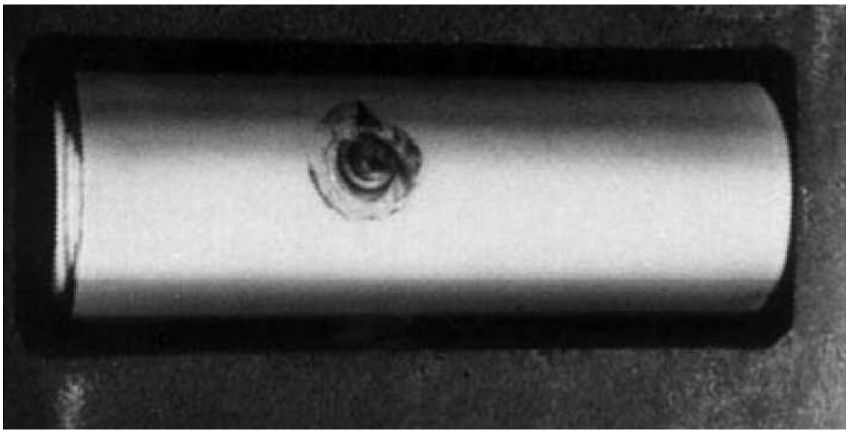
Ha az acélfelület vízzel vagy más korrozív elemekkel érintkezik, ez a réteg megsérül, és fokozatosan növekvő méretű rozsdásodáshoz vezet.

Illesztési korrózió beálló görgőscsapágy külső gyűrűjén [107]

Az illesztési korrózió esetében az oxid réteget a lazán illesztett alkatrészek relatív mozgása sérti meg.

Villamos áram okozta károsodás

Amikor villamos áram halad át egyik gyűrűből a gördülőelemen keresztül a másik gyűrűbe a villamos ívhegesztéshez hasonló folyamat játszódik le. A villamos áram nagyságától függően a felületen az elszíneződéstől a kráter kialakulásáig változhat a hiba nagysága.



Nagy intenzitású villamos áram által átjárt vasúti ágytokcsapágy görgőjének károsodása, mialatt a csapágy nem forgott [107]

A villamos áram okozta meghibásodás nehezen különböztethető meg a vibrációs károsodástól. Az áram okozta meghibásodás sötét színű a keletkezett hőtől, viszont a vibráció okozta barázdák alja rozsdás, vagy fényes [107].

Lepattogzás (pitting)

Minden gördülőcsapágy, amely a kifáradási határfeszültségnél nagyobb terhelés alatt dolgozik, a fordulatok számától és a terheléstől függő, meghatározott kifáradási élettartammal rendelkezik. A csapágy akkor éri el élettartamának végét, amikor a gördülő felületei anyag kifáradás miatt megsérülnek. Repedés keletkezik, melynek kiindulási pontja gyakran a gördülő felületen keletkezett korábbi meghibásodás. Keletkezhet repedés a gördülő felület alatt is.

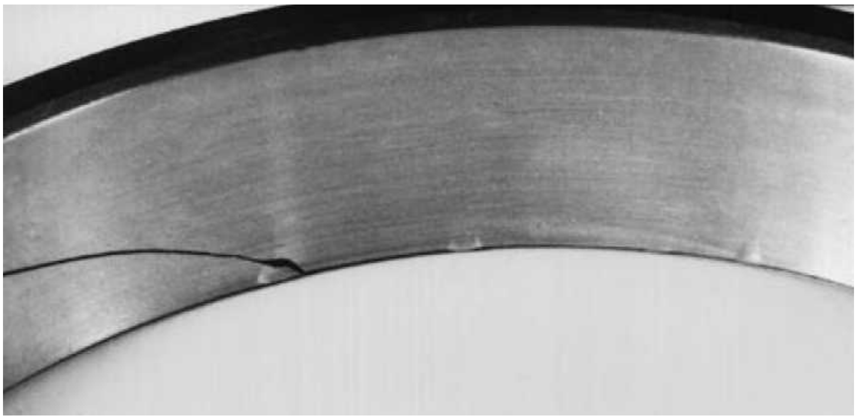
Idő előtti lepattogzás abban az esetben jön létre, ha a csapágy terhelése a számítottnál nagyobb, a túl szoros illesztés a megengedettnél nagyobb előfeszítést okoz, a kúpos csapágyülékre túlságosan fel lett nyomva a csapágy, ovális a tengely, vagy a ház, vagy a belső és külső gyűrűk között túl nagy a hőmérséklet különbség.

Egy kúpgörgős csapágy belső gyűrűjének lepattogzása [107]

A lepattogzás oka lehet még a korábban említett benyomódás, villamos áram, mélyrozsda vagy elkenődés.

Repedések

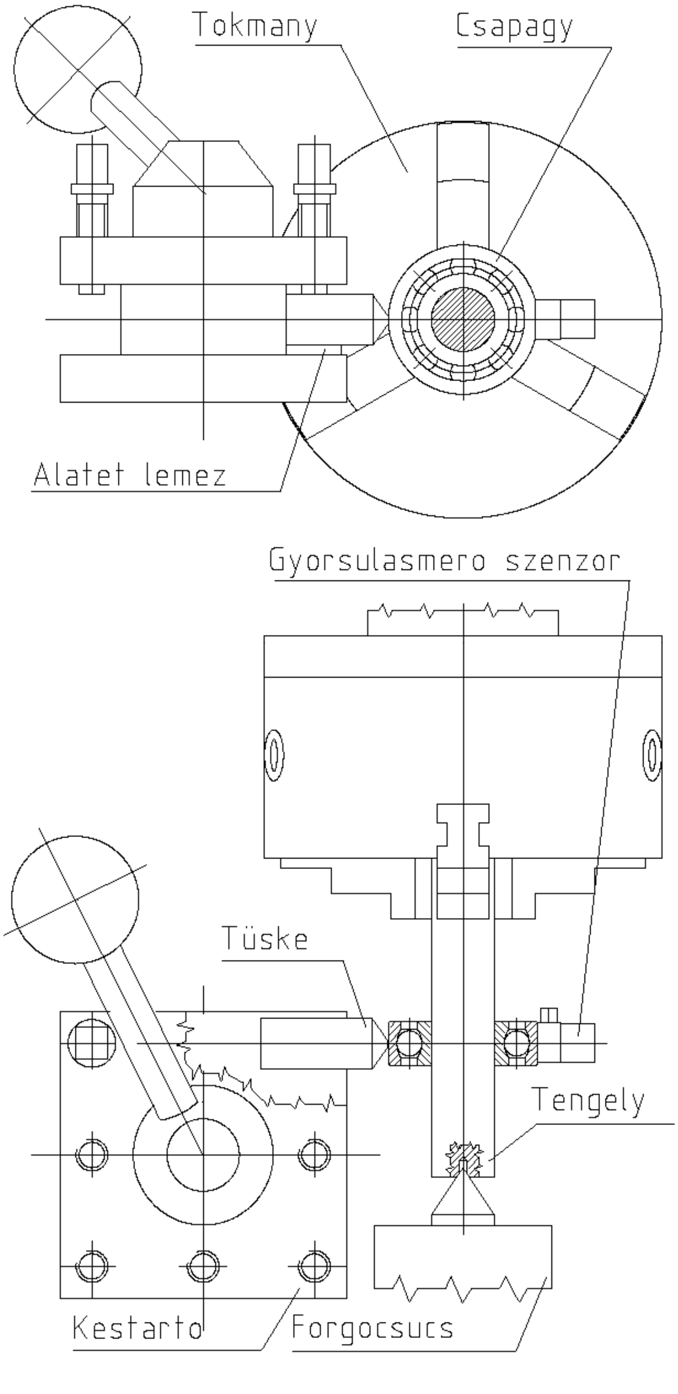
A csapágyakban különböző okok idézhetnek elő repedéseket. A leggyakoribb ok a beszerelés közben kalapáccsal vagy edzett fémtárggyal a gyűrűre mért ütések.



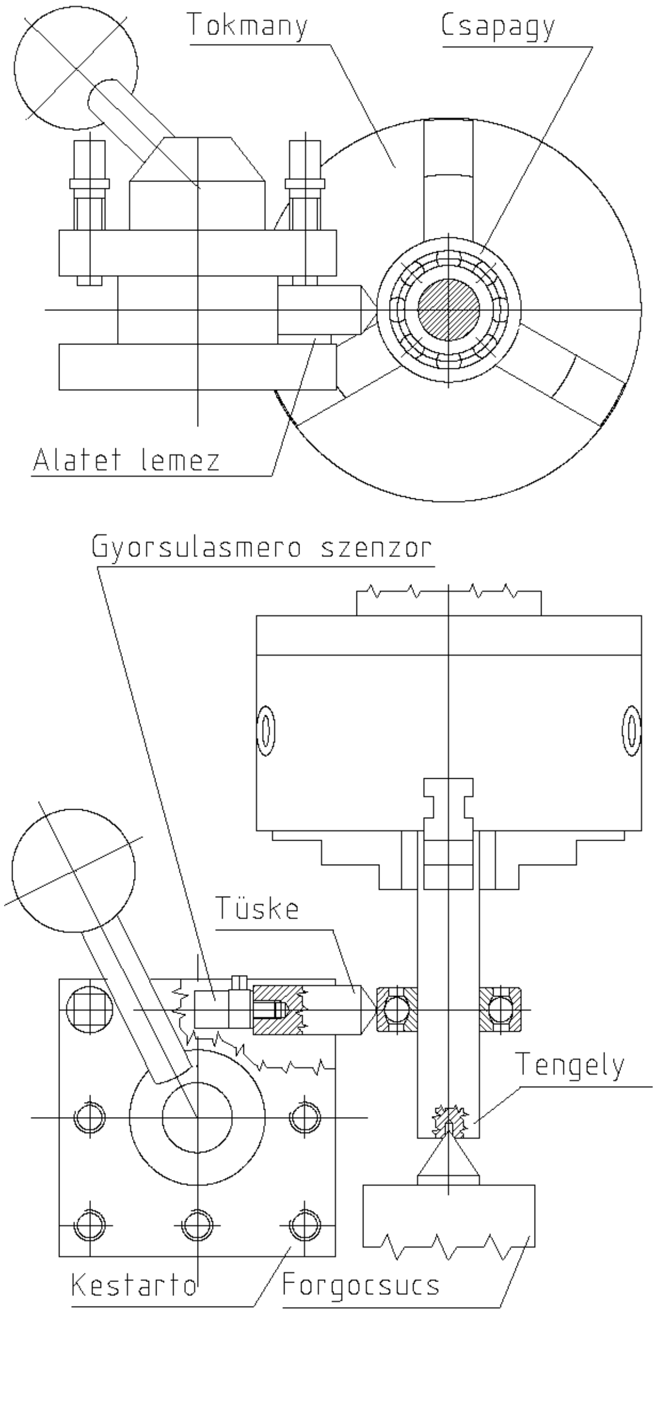
Durva bánásmód következtében eltört beálló golyóscsapágy külső gyűrűje [107]

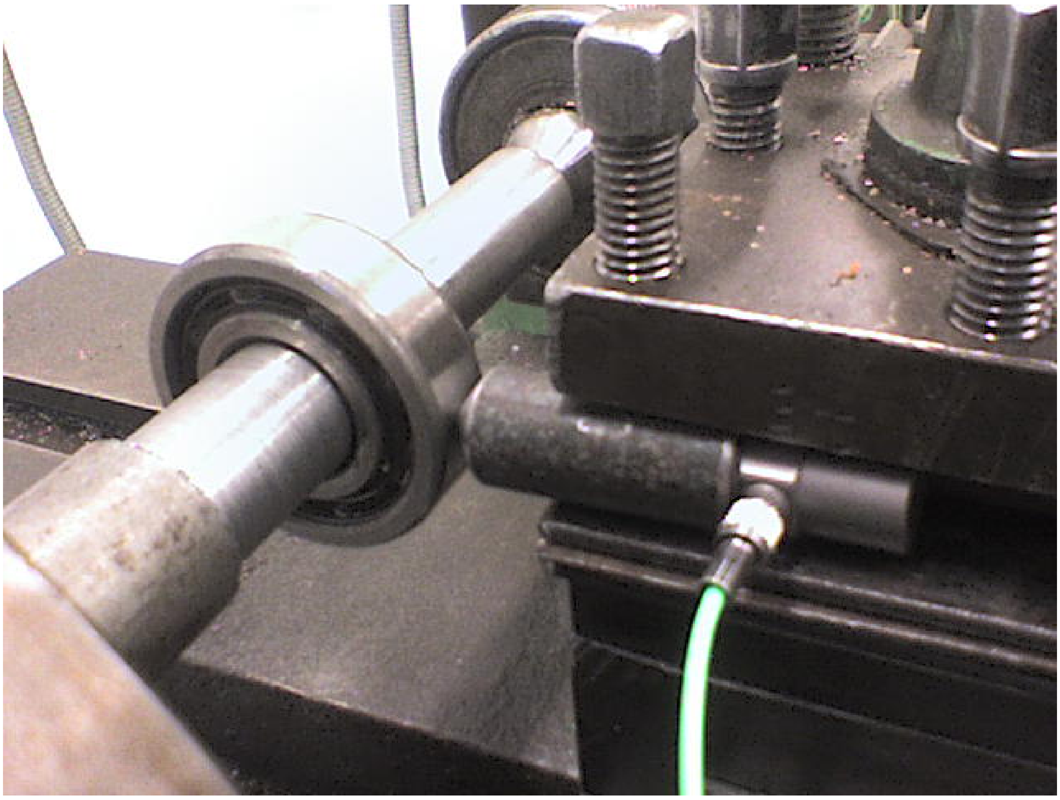
Repedések kialakulását okozhatja még az elkenődés és az illesztési korrózió is.

B. Radiális terhelés megvalósítása a jelmodell felvételéhez E1N típusú esztergapad felhasználásával



C. Radiális terhelés megvalósítása a kiértékeléshez E1N típusú esztergapad felhasználásával





Radiális terhelés megvalósítása a kiértékeléshez E1N típusú esztergapad felhasználásával

D. A JELMODELL FELVÉTELÉHEZ HASZNÁLT SAJÁT FEJLESZTÉSŰ MÉRÉSADATGYŰJTŐ PROGRAM KEZELŐ FELÜLETE