



Budapest Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Informatikai Doktori Iskola
Távközlési és Mesterséges Intelligencia Tanszék

Időszinkronizáció csomagkapcsolt hálózatokban

TÉZISFÜZET

Ph.D. jelölt
Gergely Hollósi

Konzulens
Pál Varga, Ph.D.

2025. február 10.

1. fejezet

Bevezetés

A számítógépes hálózatokon belüli órák szinkronizálásának szükségessége hosszú múltra tekint vissza, azonban a modern időszinkronizált hálózatok új kihívásokat jelentenek a szinkronizáció pontossága szempontjából. A pontos időszinkronizáció egyre nagyobb figyelmet kap az ipari dolgok internete (IIoT) gyakorlati alkalmazásaiban és különféle felhasználási területeken, például valós idejű környezetekben, mint a magfúzió vezérlés, a mobilkommunikáció (5G/6G), az alállomás automatizálás és a modern gyártóüzemek [1, 2]. Az IEEE 1588-2019 szabvány [3], közismert nevén a Precision Time Protocol (PTP), a kommunikációs hálózatokon belüli szubmikroszekundumos pontosságú óraszinkronizáció kihívására kínál megoldást. A pontos időszinkronizáció kulcsfontosságú a beltéri és kültéri helymeghatározó rendszerekben is, ahol a bázisállomások (ún. horgonyok) óráinak egymáshoz vagy egy globális logikai órához kell szinkronizálódniuk. Az olyan technikák, mint a beérkezési időkülönbség mérése 5G hálózatokban [4, 5] vagy ultra-szélessávú (UWB) rendszerekben [6, 7, 8], nanomásodperces szintű frekvencia-szinkronizációt igényelnek. A helymeghatározás kritikus mechanizmus az adatforrások pozíciójának meghatározásában vezeték nélküli szenzorhálózatokban (WSN), autonóm robotokban vagy a dolgok internetében (IoT) [9].

A pontos időszinkronizáció területén három kiemelkedő technológia érdemel említést: a globális navigációs műholdrendszer (GNSS), a Precision Time Protocol (PTP) és az ultra-szélessávú technológia (UWB). Az időszinkronizáció és a helymeghatározás közötti kapcsolat tagadhatatlan, mivel a legtöbb pozicionálási módszer az idő-alapú távolságmérésre vagy érkezési időkülönbség technikákra támaszkodik, amelyek pontos időméréseket igényelnek a adóvevőkben. Ez a disszertáció a csomagkapcsolt hálózatok precíz időszinkronizációjára összpontosít – ahol a „precíz” azt jelenti, hogy a pontosságon túl alacsony varianciájú szinkronizációra törekszik, és a „csomagkapcsolt” pedig azt, hogy az eredmények általánosan alkalmazhatók bármilyen csomagkapcsolt kommunikációs rendszeren keresztül digitális óraszinkronizációra.

A disszertáció három különböző témát tárgyal, amelyek négy tétiscsoportban kerülnek bemutatásra, de mindegyik téma az óraszinkronizáció problémáira összpontosít. Az **1. tétis csoport** egy korszerű időosztási módszert mutat be az ultraszélessávú hálózatokban végzett időmérések számának növelésére, amely több információt biztosít a csomópontok óráinak állapotáról az UWB hálózatban, elősegítve a pontosabb távolságbecslést és időszinkronizációt. A fejezet azt is bemutatja, hogy a keretkezési struktúra hasonló távolságmérési pontosságot eredményez, mint az IEEE 802.15.4 szabvány módszere.

A vezeték nélküli helymeghatározás magas időmérési pontossági követelményei (pl. távolságbecslés) és az időszinkronizációs megoldások közötti kapcsolat felveti a kérdést: alkalmas-e az UWB a PTP órák szinkronizálására? A **2. tétis csoport** egy konkrét megvalósítást javasol a széleskörben ismert DW1000 chipkészlet alapján, rámutatva a chip szintű órajelváltás problémájára.

A **3. tétis csoport** a vezeték nélküli csatornákon megjelenő terjedési késleltetés-változások aktuális problémájával foglalkozik, amely rontja az óraszinkronizációs (frekvenciaszinkronizációs) algoritmusok teljesítményét. Bár számos módszert javasoltak e probléma kezelésére, a dinamikai és mérési modellek linearitása lehetővé teszi a Kalman-szűrés alkalmazását, amely kiváló teljesítményt eredményez – ugyanakkor a Kalman-szűrés optimális működéséhez szükséges a terjedési késleltetés varianciájának becslése. A fejezet egy gépi tanulási módszert vesz kölcsön a látens térbeli problémák hiperparamétereinek becslésére, amely mind az állapotok, mind a mérési variancia optimális becslését eredményezi.

A mérési zaj varianciája – amelyet vezetékes hálózatokban többnyire csomagkésleltetés-ingadozásnak (PDV) neveznek – szintén problémát jelent a Precision Time Protocol esetében. Bár számos technikai megoldás létezik ennek kezelésére – például transzparens órák vagy a White Rabbit projekt –, a statisztikai módszerek minden esetben segíthetnek az óraállapot optimális becslésében a mérési zaj folyamatos kiértékelésével. A **4. tétis csoport** az adaptív Kalman-szűrőt javasolja, amely folytonosan becsli a mérési zajt egy időinvariáns mérési zaj kovariancia mátrixot használó mérési modell alkalmazásával. Kimutatható, hogy a módszer felülmúlja a jelenlegi csúcstechnológiai megoldásokat az óraállapot becslésében.

2. fejezet

Kutatási célkitűzések

Kutatásomat a valós idejű beltéri lokalizáció területén végzett korábbi vizsgálatok inspirálták. Azonban nyilvánvalóvá vált, hogy az eredmények nem csupán erre a specifikus területre korlátozódnak, hanem kiterjednek az időszinkronizáció tágabb területére is. Az adaptív szűrésen alapuló óra-szinkronizációval kapcsolatos tanulmányok hiánya rávilágított egy olyan kutatási résre az óra-szinkronizáció tématerületén. Továbbá, az ultra szélessávú rendszerek és a Precision Time Protocol közötti szinergiák kiemelése érdekében egy kísérletet végeztem, amely igazolta az ultra szélessávú kommunikáció hatékonyságát a távoli PTP órák vezeték nélküli, nagy pontosságú és precíz szinkronizációjában. Konkrétan, a fő kutatási célkitűzések a következők:

- Az ultra szélessávú eszközök hatótávolságának és szinkronizációs képességeinek fejlesztésére alkalmas módszerek feltárása, amelyek javítják mind a beltéri, mind a kültéri lokalizációs rendszerek időbeli felbontását és pontosságát.
- A vételi időbélyegek eloszlásának elemzése vezetékes és vezeték nélküli rendszerekben, szabványos terjedési modellek és szimulációk alkalmazásával.
- Olyan módszerek kidolgozása, amelyek lehetővé teszik a vételi időbélyegek eloszlásának valós környezetben történő mérését ultra szélessávú és Precision Time Protocol alapú rendszerekben.
- Algoritmusok fejlesztése, amelyek adaptívan becslik a mérési zaj varianciáját, optimalizálva ezzel az óraállapot és frekvenciaszinkronizáció szűrés folyamatát.
- A Precision Time Protocol és az ultra szélessávú kommunikáció integrációjának vizsgálata, hogy egy vezeték nélküli médiumot biztosítsunk a PTP órák szinkronizálásához.

3. fejezet

Módszertan

Mivel a disszertáció különböző kutatási réseket tárgyal, amelyek eltérő megközelítéseket igényelnek, gondosan választottam meg a megfelelő módszert az adott problémakörhöz. A kutatás során összességében a DSR (Design Science Research) [10] módszertant alkalmaztam. Számos formális és gyakorlati módszertant használtam fel. A Bayes-becslés minden téziscsoport alapját képezi; azonban a 3. és 4. tézis csoport kiterjedten alkalmazza a Kalman-szűrést a Bayes-becslés megoldására Gauss-eloszlású véletlen változók esetén lineáris modellekben. Továbbá, a 3. téziscsoport az Expectation-Maximization módszert használja a rejtett állapottérrel rendelkező Markov-láncok paramétereinek becslésére, amely lehetővé teszi az együttes becslési probléma megoldását az állapotbecslés és a paraméterbecslés szétválasztásával. Ezenfelül a 4. tézis csoport az innováció-alapú kovariancia-illesztést alkalmazza a mérési zaj becslésére, míg az 1. tézis csoport előre definiált hibamodelleken alapuló hibaterjedés-elemzést használ. Az óramodellezés jól ismert Simple Skew Models (SKM) és valószínűségi állapottér-modellek alapján történik. A 2. tézis csoport az analitikus levezetését mutatja be az óraállapotnak órajel-domén váltás után.

A 3. tézis csoport szimulációi a Saleh-Valenzuela szélessávú terjedési modellt használják az alapsávi jelek generálására, amely lehetővé teszi a vett időbélyegek eloszlásának vizsgálatát küszöbátlépési módszerrel. Ezzel szemben a 4. tézis csoport szimulációi különböző zajprofilokat feltételeznek a beérkezési időbélyegekhez, és a javasolt megoldást becslési variancia és Allan-variancia alapján értékelik. Valós adatok is gyűjtésre kerültek minden téziscsoportban a javasolt megoldások validálására, a konkrét adatgyűjtési módszerek az egyes tézisekben kerülnek részletezésre.

Az értékeléshez számos metrikát alkalmaztam. Az 1. tézis csoportban a távolságbecslési hibát abszolút hibával mértem. A 2. tézis csoportban a szinkronizációs hibát szintén abszolút hibával határoztam meg. A 3. és 4. tézis csoportban az óraállapot-becslést az állapotbecslési eltérés és variancia alapján értékeltem, valamint a szabályozott óra Allan-varianciáját is vizsgáltam.

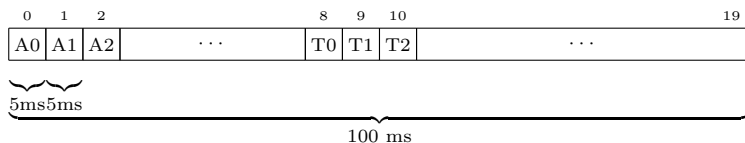
4. fejezet

Eredmények

4.1. Hatékony ultra szélessávú mérőrendszer tervezése

1. tézis csoport – Kimutattam, hogy az ultra szélessávú rendszerekben az effektív adatátviteli sebesség növelése egy speciális üzenetküldési séma alkalmazásával, amely nagyobb üzeneteket használ, magasabb távolságbecslési rátát és gyakoribb vételi időbélyegek vételét eredményezi. Egy új, skálázható időosztásos üzenetküldési sémát terveztem, amely nagyobb szinkronizációs, távolságbecslési és lokalizációs rátát biztosít az ultra szélessávú rendszerekben. Megmutattam, hogy a távolságbecslési ráta növekedése csupán csekély mértékben növeli a távolságbecslési hibát. [C1]

Ez a tézis csoport egy olyan üzenetküldési keretrendszert mutat be, amely optimalizálja az erőforrások felhasználását. Az előny különösen szembeűnő a klasszikus TWR távolságbecslési protokoll hatékonyságával összehasonlítva. Az új üzenetküldési megoldás azonban további távolságbecslési késleltetést vezet be, miközben növeli a ToA rendszerek skálázhatóságát. A javasolt keretrendszer előnyeinek igazolására a távolságbecslési eredményeket klasszikus távolságmérési módszerekkel hasonlítottam össze. A kapcsolódó kísérleti teljesítményértékelés bizonyítja, hogy a megnövelt távolságbecslési idő nem befolyásolja a pontosságot, azonban jelentősen növeli a skálázhatóságot.



4.1. ábra. A javasolt szuperkeret szerkezete. A szuperkeret felosztható egy horgony részre és egy címke részre. A szuperkereten belül először a horgonyok küldik üzeneteiket sorrendben, majd a címkék szintén sorrendben. A képen az „A” a horgonyt, a „T” a címkét jelöli. Az példában 8 horgony és 12 címke szerepel, ami egy 100 ms hosszú szuperkeretet eredményez 5 ms időablakkal.

4.1.1. Az effektív adatsebesség növelése a mérési gyakoriság fokozására

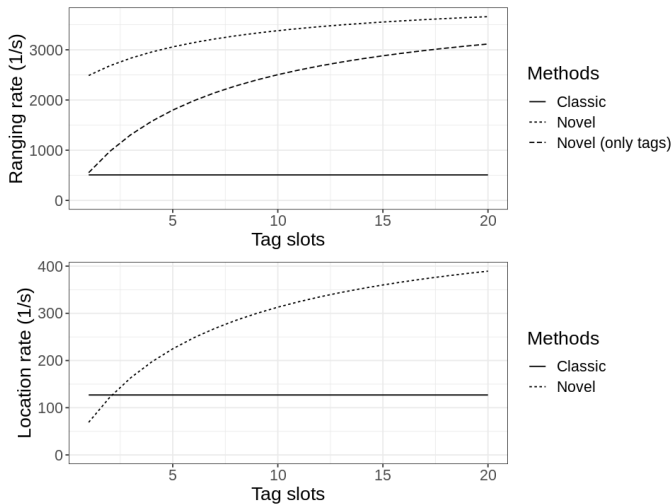
1.1. tézis – Kimutattam, hogy az effektív adatsebesség növekedése egy speciális keretstruktúra alkalmazásával kihasználható a lokalizációs ráta (azaz a másodpercenként kiszámított pozíciók száma) növelésére. A lokalizációs ráta akár háromszorosára is növekedhet a klasszikus távolságbecslési módszerekhez képest. [C1]

A tipikus UWB csomag egy szinkronizációs fejlécből (SHR), egy fizikai réteg fejlécből (PHR) és a fennmaradó felhasználói adatból (PSDU – PHY Service Data Unit) áll. Az SHR rész mindig az alapsebességgel kerül továbbításra, függetlenül az adatsebességtől, ami állandó és viszonylag nagy többletterhelést jelent a kommunikáció során. A hosszabb üzenetek használata növeli az effektív adatátviteli sebességet az UWB rendszerekben.

A javasolt szuperkeret szerkezete a 4.1. ábrán látható. A szuperkeret egy horgony és egy címke részből áll. A horgony rész alatt a horgonyok küldik üzeneteiket, míg a címke fázisban a címkék továbbítják az üzeneteiket. Az adások sorrendben történnek, ami természetesen feltételezi, hogy az eszközök előre konfigurált azonosítókkal rendelkeznek.

A szuperkeret időrései 5 ms szélesek, amely megfelelő védelmi időt biztosít az egyes időrések között. Mivel a példában 8 horgony és 12 címke szerepel, a teljes szuperkeret hossza 100 ms, így egy másodperc alatt 10 ilyen szuperkeret küldhető. A horgony- és címkecsomagok formátuma a 4.3. ábrán található.

A javasolt megoldás fő előnye, hogy a rendszer megnövekedett távolságbecslési és lokalizációs kapacitást biztosít ugyanazon rádióerőforrások felhasználásával. Két mérőszámot számítottunk ki mind a klasszikus, mind az új módszer esetében: a *távolságbecslési ráta* azt mutatja meg, hogy a rendszer egy időegység alatt (általában egy másodperc) hány távolságot (két eszköz közötti távolságot) képes meghatározni, míg a *lokalizációs ráta* ugyanezt fejezi ki a maximálisan meghatározható pozíciók



4.2. ábra. A címkekénti helyek száma és a 8 telepített horgony használatával elérhető elméleti távolságmérés és lokalizálási rendszer kapacitása (minél nagyobb, annál jobb). Részletekért lásd a szöveget.

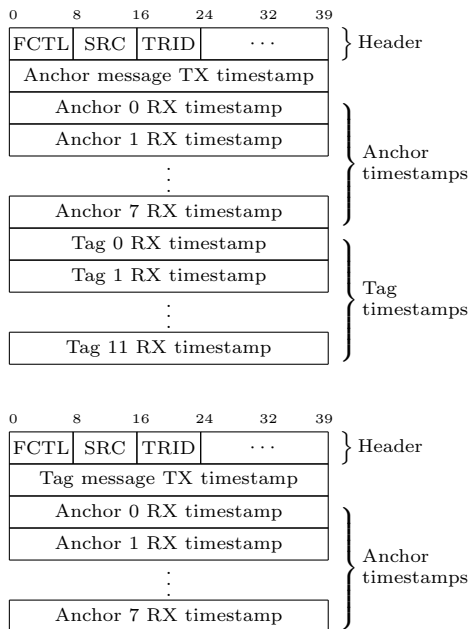
számában.

Az eredmények bemutatásához a számításokat 850 kbps adatsebességgel, 1024 szimbólumból álló preambulummal, 64 MHz PRF frekvenciával és – az új módszerben – nyolc horgonyra végeztem. Emellett nem szerepelnek védelmi időtartamok és kiegészítő keretek. A 4.2. ábra az összes távolságmérés és csak a címke távolságmérésének eseteit mutatja. Fontos hangsúlyozni, hogy a lokalizálási sebesség esetén minden távolságot figyelembe vettem a horgonyok és a címkek között, biztosítva a robusztusabb lokalizálást.

Ugyanezen feltételezés mellett a – teoretikus – határ a következőképpen lett kiszámítva:

$$\lim_{c_t \rightarrow \infty} \frac{\beta_{\text{novel}}^{\text{loc}}}{\beta_{\text{classic}}^{\text{loc}}} = \frac{5961.54n_{\text{pr}} + 1768405.272}{993.59n_{\text{pr}} + 924439.876} \Big|_{n_{\text{pr}}=1024} = 4.054 \quad (4.1)$$

A határértékben, 1024 hosszú preambulom használatával, több mint 300%-os növekedés érhető el a lokalizálási sebességben az új módszer alkalmazásával. Azonban $c_t = 20$ címke használatkor a növekedés 206%-ra csökken, ami figyelemre méltó eredmény.



4.3. ábra. A horgony (anchor) és címke (tag) üzenet formátuma. (felül: horgony üzenet, alul: címke üzenet)

4.1.2. A távolságmérési hiba elemzése

1.2. tézis – Bemutattam, hogy a fent bemutatott rendszerben a távolságmérési hiba enyhén megnövekszik a adóvevők közötti frekvencia eltolódás és a adóvevők mozgása miatt. Analitikus közelítéseket vezettem le a távolságmérési hibára egy egyszerű SKM óra modell és lineáris mozgás figyelembevételével. Bemutattam, hogy a távolságmérési hiba elhanyagolható a tipikus alkalmazásokban. [C1]

Az ajánlott módszer jelentős javulást mutat a lokalizálás sebességében, azonban új típusú hibákat vezet be. A távolságmérés számításában (időbélyegzési hiba, névleges frekvencia hiba) ismert hibák mellett két másik hibaforrás is felmerül, amelyek részletesebb elemzést igényelnek. Az egyik érv a klasszikus, gyors távolságmérő üzenetváltás mellett az, hogy így egy nagyjából statikus állapotot lehet rögzíteni, vagyis az üzenetek között alig van mozgás, és az észlelt frekvenciaváltozás is elhanyagolható. Azonban az ajánlott megoldásban több tizedmásodperc is eltelhet az üzenetküldések között. Az ebben a szakaszban elemzett két legfontosabb hibaforrás a frekvencia eltolódásának következménye és a mozgásból adódó hiba az üzenetküldések között.

Először vizsgáljuk meg a frekvencia eltolódásból adódó hibát a horgony és a címke oszcillátorai között. Tegyük fel, hogy egy $f(t) = f_1 + \Delta \cdot f_1 \cdot t$ lineáris frekvenciaváltozás (vagyis SKM modell), ahol f_1 az első eszköz névleges frekvenciája, és Δ a relatív frekvencia eltolódás a névleges frekvenciához képest. A drift hiba a távollét számításában a következőképpen alakul:

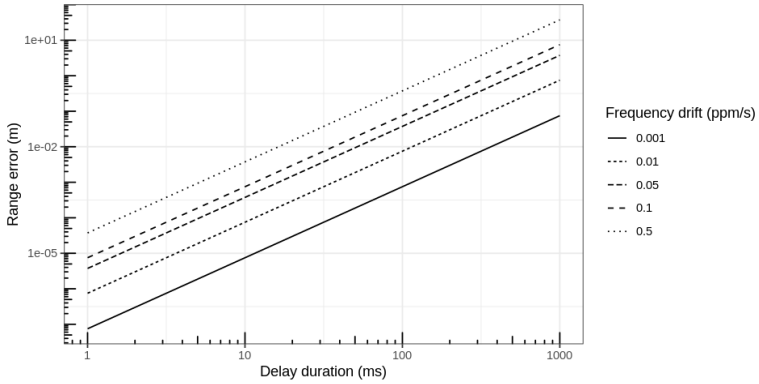
$$\epsilon_{TOF}^{\text{drift}} = \Delta \frac{2T(T_D^{(2)})^2 + 4TT_D^{(1)}T_D^{(2)} + T_D^{(1)}(T_D^{(2)})^2 + T_D^{(2)}(T_D^{(1)})^2}{4(2T + T_D^{(1)} + T_D^{(2)})} \quad (4.2)$$

ahol $T_d^{(1)}$ és $T_d^{(2)}$ a késleltetési időtartamok a horgony és a címke esetében, T a névleges távollét időtartama, és Δ a frekvencia eltolódás. A 4.4. ábra a távolságmérési hibát mutatja különböző drift értékek függvényében egy közös késleltetési időtartam (vagyis $T_d^{(1)} = T_d^{(2)} = T_d$) esetén.

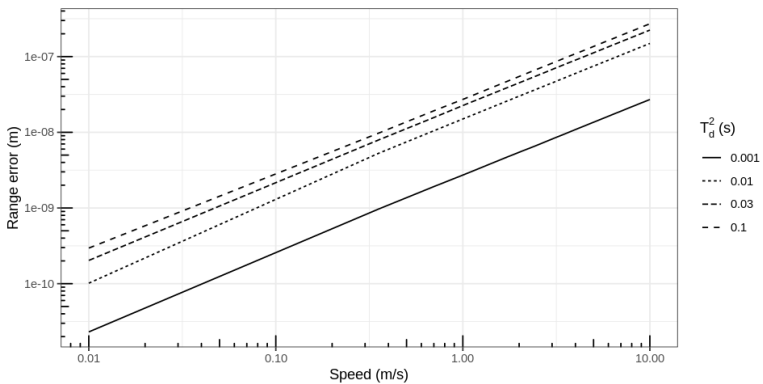
Tételezzünk fel lineáris mozgást, azaz $d(t) = d_0 + v \cdot t$, ahol d_0 a távolság a válasz üzenetnél (és egyben a $t = 0$ pillanata), és v a mozgás sebessége. A lineáris mozgásból adódó távolságmérés hiba a következőképpen alakul:

$$\epsilon_{TOF}^{\text{move}} = \frac{2T\left(\frac{v}{c}\right)T_D^{(1)} - \frac{v^2}{c^2}T_D^{(1)}T_D^{(2)}}{2(2T + (1 - \frac{v}{c})T_D^{(2)} + T_D^{(1)})} \quad (4.3)$$

ahol $T_d^{(1)}$ és $T_d^{(2)}$ a késleltetési időtartamok a horgony és a címke esetében, T a névleges távolságmérés időtartama, és c az elektromágneses hullám sebessége. A 4.5. ábra a hiba különböző késleltetési időtartamok függvényében a mozgás sebessége alapján.



4.4. ábra. A távolságmérési hiba a késleltetési időtartam függvényében különböző frekvencia eltolódás értékeknél, log-log ábrán. A hiba kvadratikusan függ az időbeli késleltetéstől, azonban a hiba milliméteres nagyságrendű, ha a késleltetés kisebb, mint 100 ms.



4.5. ábra. A távolságmérési hiba a mozgás sebessége függvényében különböző $T_d^{(2)}$ késleltetési időtartamok esetén, log-log ábrán. A $T_d^{(1)}$ késleltetés 10 ms-ra van rögzítve. A hiba a sebesség tekintetében közel lineáris, és elhanyagolható.

4.2. PTP órák szinkronizálása ultra széles sávú rádióval

2. tézis csoport – Javasoltam, megterveztem és megvalósítottam egy ultra széles sávú alapú módszert a hardveres PTP órák precíz szinkronizálására. Bemutattam, hogy a fő kihívás az órák közötti chip szintű órajel domén váltás a PTP óra és az UWB óra között. Az órajel domén váltásra javasolt megoldás teszteléséhez terveztem és megvalósítottam egy DW1000 chip alapú hardvert egy PI vezérlővel a távoli óra követésére. Egy beltérben végzett kísérlet azt mutatja, hogy a szinkronizálás pontossága 10 nanomásodperc nagyságrendű, ami jóval a 5G rendszer legszigorúbb szinkronizálási követelményei alatt van. [J1]

A tézis csoport egy módszert javasol a helyi PTP órák szinkronizálására vezeték nélküli UWB kommunikáció segítségével. Míg az UWB órák szinkronizálása széles körben kutatott téma, az Ethernet eszközök PTP által engedélyezett óráinak szinkronizálása UWB kommunikációval ritkán kutatott terület. A bemutatott módszer fő előnye, hogy a PTP órák ezáltal könnyedén használhatók mester órákként egy PTP hálózatban.

4.2.1. Helyi órajel domének szinkronizálása

2.1. tézis – Bemutattam, hogy az Ethernet PTP óra UWB időbélyegző órához való szinkronizálása helyi óraeltolódás szinkronizálását igényli a PTP mester és szolga órák végpontok közötti szinkronizálásához. Javasoltam egy módszert az órajel domén váltás megvalósítására a DW1000 chip és egy STM PTP konfigurálható óra között. [J1]

Két ideális óra esetén, amelyek különböző órajel doménekben működnek, az általános óramodell mindkét órára leírható:

$$C^{\text{SoC}} = \int_0^t f^{\text{SoC}}(t) dt + o^{\text{SoC}} \quad (4.4a)$$

$$C^{\text{UWB}} = \int_0^t f^{\text{UWB}}(t) dt + o^{\text{UWB}} \quad (4.4b)$$

Itt C az óra számláló értéke, $f(t)$ az aktuális frekvencia, o az óra eltolódása, és t az idő. Ha $f^{\text{SoC}}(t) = f^{\text{UWB}}(t)$, és kivonjuk (4.4b)-t (4.4a)-ból, kapjuk a

$$C^{\text{SoC}} = C^{\text{UWB}} + (o^{\text{SoC}} - o^{\text{UWB}}) = C^{\text{UWB}} + \Delta o \quad (4.5)$$

ahol Δo a SoC és az UWB chip órák közötti eltolódás. Azonban még közös óraforrás esetén sem lehet az egyes órajel domének kezdeti offszert értékeit meghatározni, mivel a PLL-ek és más áramkörök miatt az óra inicializálása valamelyest sztochasztikus, így Δo minden egyes újraindítás során változhat. Jelöljük Δo_m -mal a mester óra eltolódását, és Δo_s -szal a szolga óra eltolódását. Defináljuk

$$\begin{aligned} t_1 &= C_1^{\text{UWB}} + \Delta o_m \\ t_2 &= C_2^{\text{UWB}} + \Delta o_s \\ t_3 &= C_3^{\text{UWB}} + \Delta o_s \\ t_4 &= C_4^{\text{UWB}} + \Delta o_m \end{aligned} \tag{4.6}$$

Kombináljuk (4.6)-t a PTP offszet egyenletével, amely a következőt adja:

$$\Delta t = C_2^{\text{UWB}}(t) - C_1^{\text{UWB}}(t) + \Delta o_s - \Delta o_m - \frac{C_2^{\text{UWB}}(t) - C_1^{\text{UWB}}(t) + C_4^{\text{UWB}}(t) - C_3^{\text{UWB}}(t)}{2}$$

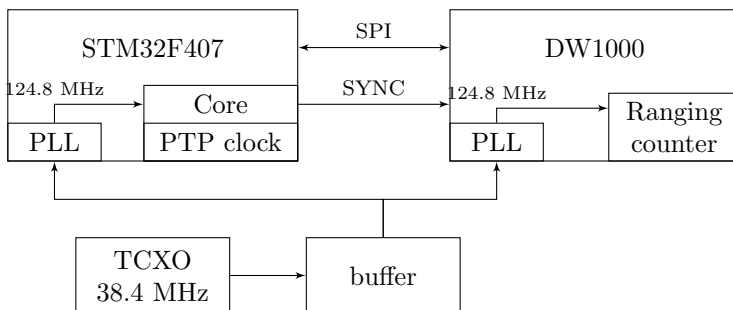
Sajnos a különbség $\Delta o_m - \Delta o_s$ ismeretlen, és az óra kezdeti eltolódásától függ, amely nagyrészt véletlenszerű. Ideálisan Δo_m -nek egyenlőnek kellene lennie Δo_s -szal, és szükség lenne egy olyan konstans Δo offszetet biztosító folyamatra. Ennek eléréséhez valamilyen szinkronizációs lehetőséget kell biztosítani az UWB adó részéről (például a DW1000 chip képes az belső időbázis nullázására egy külső impulzus hatására).

4.2.2. Helyi PTP óra szinkronizálása ultra széles sávú rádióval

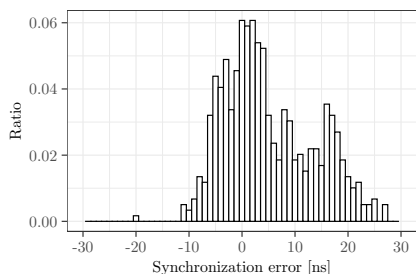
2.2. tézis – Kísérleteket végeztem a javasolt órajel domén váltás módszerére egy STM PTP óra és egy DW1000 chip között, végpontok közötti PPS óra elcsúszás mérésével, PI vezérlő alapú óra szervóval beltéri környezetben. Bemutattam, hogy a szinkronizálás pontossága 10 nanomásodperc nagyságrendű. [J1]

A megvalósítás egy STM32F407 SoC-ra épül, amely egy erőteljes, széles körben használt ARM Cortex M4 alapú eszköz, amely beágyazott rendszerekben használatos. Az eszköz rendelkezik egy Ethernet MAC-kal, beépített frekvenciahangolható PTP órával, amely képes az RX és TX események időbélyegzésére a MAC rétegben. Az UWB kommunikációt a jól ismert Qorvo DW1000 chip biztosítja, amely kiváló időbélyegzési és külső szinkronizálási képességekkel rendelkezik. A 4.6. ábra bemutatja az összekapcsolásokat az egyes komponensek között. A külső szinkronizálás egy speciális SYNC jel segítségével történik a DW1000 chipben. Két módot használnak: one-shot transmit synchronization mode (OSTS) és one-shot timebase reset (OSTR).

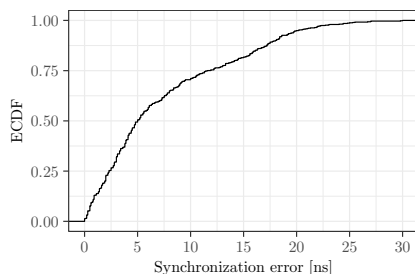
A stabil állapot elérése után 1000 mérést végeztem egy DSO-X 3054A oszcilloszkóppal, a Pulse Delay Measurement funkciót használva a mester és szolga PTP



4.6. ábra. A szinkronizációs áramkör az óra szinkronizálási algoritmus kiértékelésére. A SoC (STM32F407) és a DW1000 UWB adó SPI interfészen keresztül kommunikálnak, és az óra szinkronizálása a Sync jel segítségével történik. A távolságmérő számláló és a SoC rendszerórajel (és egyben a PTP óra) 124,8 MHz-en fut.



(a) A mért hibák hisztogramja



(b) Az abszolút hiba tapasztalati eloszlásfüggvénye

4.7. ábra. A hiba eloszlása a két PPS jel között mért értékek alapján. A hisztogram 1000 szinkronizálási ciklus alapján készült, miután a szabályozó stabil állapotba került.

óra PPS jelei közötti késleltetés elemzésére és rögzítésére. Az eredmény a 4.7. ábrán látható hisztogramként.

4.3. Mérési eloszlás adaptív szintonizáció ultra szélessávú rendszerekben

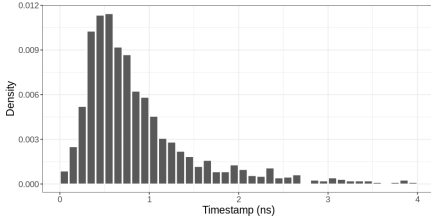
3. tézis csoport – Az ultra szélessávú rendszerekben a vételi időbélyegek eloszlásának modellezésével, szimulációjával és valós mérések elemzésével kimutattam, hogy ezek az eloszlások sokféle alakot ölthetnek, és akár multimodálisak is lehetnek. Javasoltam egy adaptív szűrőt, amely a kommunikáló felek közötti frekvenciaszinkronizációt úgy hozza létre, hogy egyidejűleg becsli a frekvenciahibát és a mérési zajt. [C2][C3]

Az ultra szélessávú (UWB) technológia lehetővé tette a centiméter pontosságú objektumkövetést azáltal, hogy pontosan meghatározza a beérkező üzenetek vételi időbélyegét. Az ultra szélessávú rendszerekben nyert vételi időbélyeg önmagában nem elegendő a lokalizációhoz, például a kétirányú távolságmérés (two-way ranging) több adási és vételi időbélyeget használ. Míg a statisztikai következtetéseket általában normális eloszlást feltételezve végzik el a vételi időbélyegeken – például a Kalman-szűrő vagy a kiterjesztett Kalman-szűrő segítségével a távolság vagy az óra offszet becslésére –, az irodalomban nem található ismereteim szerint más eloszlásokra vonatkozó állítás.

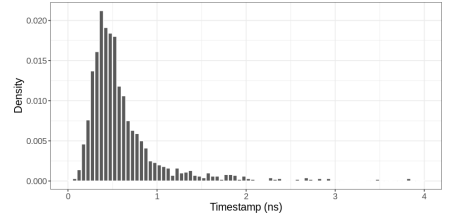
4.3.1. A vételi időbélyegek eloszlásának modellezése ultra szélessávú rendszerekben

3.1. tézis – Az IEEE 802.15.4a szabvány által ajánlott szélessávú csatornamodell alapján – amely a szélessávú Saleh-Valenzuela modellre épül – kimutattam, hogy a vételi időbélyegek hibájának eloszlása nem követi a normális eloszlást, hanem magasabb likelihood értékkel rendelkező aszimmetrikus paraméteres eloszlásokat mutat. [C2]

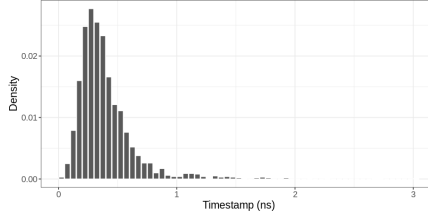
Az UWB rendszerekben alkalmazott szabványos terjedési modell az IEEE 802.15.4a csatornamodell végső jelentésében javasolt modell [11]. Elméletileg az UWB rendszerek vételi időbélyegeinek eloszlásának modellezéséhez az ultra szélessávú terjedési csatornamodellt és az időbélyegzési folyamatot kell kombinálni, hogy pontosan levezethessük a vételi időbélyegek eloszlását. A csatornamodell klasszikus sugárkövetési (ray-tracing) modellt használ, azonban feltételezi, hogy a



(a) Root raised cosine filter, alternative PDP



(b) Butterworth filter, alternative PDP



(c) Butterworth filter, original PDP

4.8. ábra. A vételi időbélyegek eloszlása 2000 mintán alapuló szimuláció alapján minden egyes forgatókönyvben.

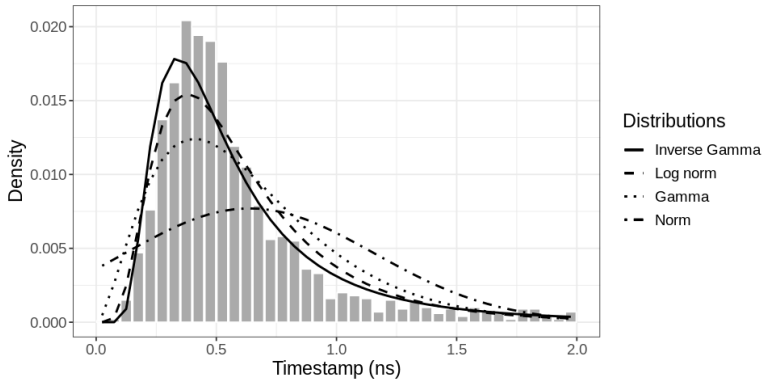
sugarak klaszterekben érkeznek, így az impulzusválasz egy kétszeres összeg:

$$h(t) = \sum_{l=0}^L \sum_{k=0}^{K_l} a_{k,l} e^{j\phi_{k,l}} \delta(t - T_l - \tau_{k,l}) \quad (4.7)$$

ahol L a klaszterek száma, K_l a klaszteren belüli komponensek száma, amely az adott klasztertől függ. Az $a_{k,l}$ és $\phi_{k,l}$ egy komponens csillapítása és fázisa. A T_l az l -edik klaszter késleltetése, míg $\tau_{k,l}$ egy komponens késleltetése.

A klaszterek érkezési időpontjai egy kombinált Poisson-folyamatot alkotnak, és a jelentés különböző környezeti feltételekhez tartozó teljesítmény-késleltetés profilokat mutat be. Végül, a kis léptékű fadinget egy Nakagami-eloszlás írja le. A csatorna impulzusválaszának alapján a vett jel szimulálható úgy, hogy a csatorna impulzusválaszát konvolváljuk a jelformázó szűrő impulzusválaszával (például emelt koszinusz szűrő vagy Butterworth-szűrő). Az időbélyegzés egy küszöbérték meghatározásával történik, és a módszer az első olyan impulzust keresi a vett jelben, amely átlépi ezt a küszöböt.

A 4.8. ábra a szimulációk eredményét mutatja. Három forgatókönyvet vizsgáltam: az alternatív teljesítmény-késleltetési profil (PDP) emelt koszinusz (RRC) impulzussal és Butterworth-impulzussal, valamint az eredeti PDP-t Butterworth-impulzussal. Az RRC impulzus esetében némi késleltetési-kompenzációra volt szükség a szűrő okozta nem kauzalitás miatt. Amint látható, az



4.9. ábra. Különböző aszimmetrikus valószínűség-eloszlások maximális valószínűségű becslése az empirikus valószínűségi sűrűségfüggvénnyel összehasonlítva a Butterworth-impulzus esetén az alternatív teljesítmény-késleltetési profilnál (PDP). Jól látható, hogy az eloszlás jelentősen eltér a normális eloszlástól.

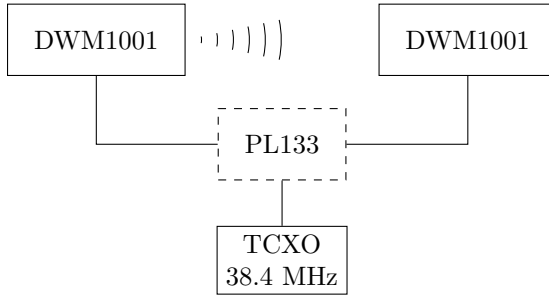
eloszlások aszimmetrikusak és ferde alakúak, eltérően a normális eloszlástól. Minden egyes forgatókönyv esetén az eloszlások hasonlóknak tűnnek, de a paramétereik kissé eltérnek.

A ferde eloszlások modellezésére három jól ismert eloszlást illesztettem az empirikus adatokra maximális valószínűség módszerrel. Ezeket az eloszlásokat azért választottam, mert zárt alakban megfogalmazhatók, aszimmetrikus eloszlások, és könnyen található hozzájuk konjugált priorok. A 4.9. ábra az inverz gamma-, gamma- és lognormális eloszlások illeszkedését mutatja a mintákhoz, valamint referenciaként a normális eloszlást is ábrázolja.

4.3.2. A vételi időbélyegek eloszlásának mérése ultra szélessávú rendszerekben

3.2. tézis – Javasoltam egy módszert a vételi időbélyegek hibájának eloszlásának mérésére valós ultra szélessávú rendszerekben, kiküszöbölve az adó-vevő egységek közötti frekvenciaeltolódás hatását. Kimutattam, hogy a vételi időbélyegek eloszlása változatos, és bizonyos esetekben nemcsak ferde, hanem multimodális is lehet. [C3]

A vételi időbélyegek valós eloszlásának méréséhez az UWB rendszerekben szinkronizálni kell a mérésben részt vevő eszközöket. Ha feltételezzük, hogy a relatív



4.10. ábra. A szinkronizált mérések mérési elrendezése. A hőmérséklet-kompenzált oszcillátor referenciaóráját egy rendkívül alacsony hozzáadott fáziszajú PL133 órajel-elosztó IC osztja szét.

frekvenciaarány $f(t) = 1$, akkor az alábbi egyenlet adódik:

$$y_k = (t_k - t_1) + \tau_{\text{ToF}} + o + \omega_k \quad (4.8)$$

A következő mennyiség:

$$y_k - t_k = \omega_k + (-t_1 + \tau_{\text{ToF}} + o) = \omega_k + \text{const.} \quad (4.9)$$

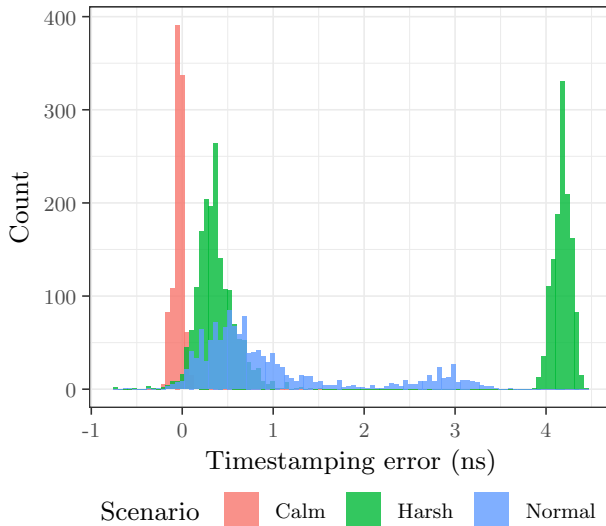
egy véletlen változóból, ω_k -ből és egy állandó tagból áll, ha τ_{ToF} állandó marad, például az eszközök rögzített helyre történő elhelyezésével vagy a távolságuk állandó tartásával.

A 4.10. ábra a mérési elrendezést mutatja. A szinkronizációt két Decawave DWM1001 modul között valósítottam meg, amelyek képesek ultra szélessávú jelek küldésére és fogadására, valamint az üzenetek adásának és vételének pontos időbélyegzésére egy körülbelül 64GHz-es órajellel működő rendszerben. Az $f(t) = 1$ biztosítása érdekében a két modult egy közös TCXO oszcillátor hajtja.

Három különböző beltéri forgatókönyvet vizsgáltam egy egyetemi épületben:

1. *Nyugodt környezet:* esti időszak, amikor kevés vagy semmilyen mozgás nem tapasztalható
2. *Normál környezet:* egy átlagos munkanap, közepes aktivitás az épületben
3. *Zajos környezet:* sok mozgás, nagy aktivitás

A ω_k vételi időbélyegek eloszlása mindhárom forgatókönyv esetén a 4.11. ábrán látható. Fontos megjegyezni, hogy az összes eloszlás bizonyos mértékig multimodális, azonban a zajos beltéri környezetben az eloszlásnak két nagyon markáns módusa van. Az ábrákon egyértelműen látható, hogy a mérési zaj szórása növekszik az épületben tapasztalható aktivitás függvényében.



4.11. ábra. A ω_k mérési zaj eloszlása három különböző mérési forgatókönyvben. Az időbélyegzési hibát egy állandó értékig adtam meg, ahogyan azt az (4.9) egyenlet tartalmazza. Fontos megjegyezni, hogy a zajos környezetben az eloszlás erősen multimodális.

4.4. A mérési zaj becslése a vételi időbélyegek eloszlásából

3.3. tézis – Egy kötegelt módszert javasoltam a vételi időbélyeg hiba zajának szórásának becslésére valós mérésekből, hogy az adóvevők közötti frekvenciaeltolódást meghatározzam. A módszer egy harmadrendű állapotmodellt alkalmaz Kalman-szűrővel, valamint egy Bayesi simítót az optimális állapotok becslésére, amelyekből egy Expectation-Maximalization technika becsli a mérési zajt. A módszer növeli mind a frekvencia-becslés pontosságát, mind pedig precizitását a klasszikus Kalman-szűrő alapú megoldásokhoz képest különböző mérési forgatókönyvekben. [C3]

A rádiócsatorna általában nem időinvariáns – a csatorna impulzusválasza gyorsan változhat, ami gyors ingadozásokat eredményez a vételi időpont-becslés minőségében. Ez implicit módon azt jelenti, hogy a vételi időbélyegek eloszlása az idő függvényében változik, ami eltérő eltéréseket és szórásokat eredményez. A mérési zaj becslése jelentősen javíthatja az állapotbecslés pontosságát.

A dinamikus modellhez a módszer az óra állapotterét alkalmazza (amelyet a $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3$ paraméterekkel jellemeznek), az A_k állapotátmeneti mátrixot és a Σ_k állapotátmeneti kovarianciamátrixot (azaz a folyamat dinamikus zajának kovarianciáját):

$$A_k = \begin{bmatrix} 1 & \Delta_k & \frac{1}{2}\Delta_k^2 \\ 0 & 1 & \Delta_k \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.10)$$

$$\Sigma_k = \begin{bmatrix} \sigma_1^2 \Delta_k + \sigma_2^2 \frac{\Delta_k^3}{3} + \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^5}{20} & \sigma_2^2 \frac{\Delta_k^2}{2} + \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^4}{8} & \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^3}{6} \\ \sigma_2^2 \frac{\Delta_k^2}{2} + \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^4}{8} & \sigma_2^2 \Delta_k + \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^3}{3} & \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^2}{2} \\ \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^3}{6} & \sigma_3^2 \frac{\Delta_k^2}{2} & \sigma_3^2 \Delta_k \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

ahol $\Delta_k = t_k - t_{k-1}$. A mérési modell egyszerűen

$$p(\mathbf{y}_k | \mathbf{x}_k) = \mathcal{N}(\mathbf{y}_k | H\mathbf{x}_k, \xi) \quad (4.12)$$

ahol

$$H = [1 \quad 0 \quad 0] \quad (4.13)$$

Feltételezve egy ismert ξ mérési zaj szórását, a \mathbf{x}_k állapotok becslése a t_k időpontban egy elsőrendű Markov-folyamatban a jól ismert rekurzív Kalman-szűrő egyenletek segítségével végezhető el.

Latens tér problémák esetén az *Expectation-MAXimization* (EM) módszer segíthet a paraméter eloszlásának becslésében azáltal, hogy a paraméter és a latens tér eloszlását külön-külön becsli. Az EM paraméterbecslés során latens terekben azt jelenti, hogy a következő várható értéket kell kiszámítani:

$$Q(\xi, \xi^{(n)}) = \mathbb{E}_{\mathbf{x}_{0:K} | \mathbf{y}_{1:K}, \xi^{(n)}} [\log p(\mathbf{x}_{0:K}, \mathbf{y}_{1:K} | \xi)] \quad (4.14)$$

és ezt maximalizáljuk a következő iterációban:

$$\xi^{(n+1)} = \arg \max_{\xi} Q(\xi, \xi^{(n)}) \quad (4.15)$$

A maximalizálás zárt formában elérhető. A mérési faktorizáció log-likelihood értéke – feltételezve egy irreguláris, nem-informatív prior-t – a következő:

$$\ln \mathcal{L}(\xi; \mathbf{x}_{0:K}, \mathbf{y}_{1:K}) = -\frac{K}{2} \ln |\xi| - \frac{1}{2} \sum_{k=1}^K (\mathbf{y}_k - H\mathbf{x}_k)^T \xi^{-1} (\mathbf{y}_k - H\mathbf{x}_k) + \text{const.} \quad (4.16)$$

ahol

$$\xi_{ML} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{y}_k - H\mathbf{x}_k)(\mathbf{y}_k - H\mathbf{x}_k)^T \quad (4.17)$$

A $p(\mathbf{x}_k | \mathbf{y}_{1:K})$ kiszámításához alkalmazható a Rauch-Tung-Striebel simító.

Az algoritmus összefoglalása megtalálható az 1 algoritmusban, amely egy W szélességű mérési ablakot használ. Az algoritmus a mérési zaj szórását és az óra állapotát becsli a k időpontban az utolsó W mérés alapján.

A 4.12. ábra az abszolút frekvenciaeltolódás hibákat mutatja empirikus kumulált eloszlásfüggvényekként. A mérési zaj becslését végző Kalman-szűrő jobban teljesít, mint az eredeti Kalman-szűrő megoldás minden forgatókönyvben. Fontos megjegyezni, hogy a nyugodt és a normál forgatókönyvek esetében a optimális Kalman-szűrő és az eredeti között a különbség nagyon kicsi, azonban az optimális mérési zaj alkalmazása kevesebb túllövést eredményez (azaz kisebb eltérést).

4.5. Precíz idő szinkronizáció IEEE 802.1AS rendszerekben

4. tézis csoport – Meghatároztam a Precision Time Protocol időinvariáns mérési modelljét, hogy alkalmazni tudjam az adaptív Kalman-szűrést a távoli órák szinkronizálására. Megmutattam, hogy az adaptív Kalman-szűrés a Precision Time Protocol esetében mind pontosságban, mind precizitásban felülmúlja a meglévő Kalman-szűrő alapú algoritmusokat. [J2]

1. Algorithm Algoritmus az óra állapotának \mathbf{x}_k és a mérési zaj szórásának ξ_k együttes becslésére a k időpontban. A $\text{KF}(\cdot)$ a Kalman-szűrést, míg a $\text{RTS}(\cdot)$ a Rauch-Tung-Striebel simítást jelöli.

Input:

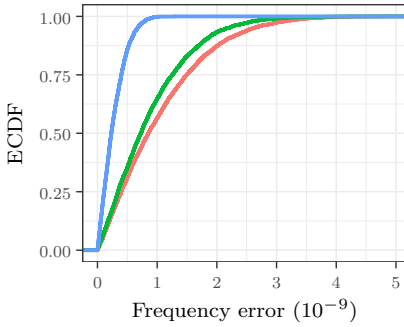
- k : Actual timestep index
- N_{EM} : Expectation-Maximization iteration count
- W : Window size
- $A_{(k-W):k}$: Last W dynamic matrices
- $H_{(k-W):k}$: Last W measurement matrices
- $\mathbf{x}_{(k-W):(k-1)}$: Last $W - 1$ state means
- $P_{(k-W):(k-1)}$: Last $W - 1$ covariance matrices
- $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2, \xi_k$: Actual dynamic and measurement noise variances
- $\mathbf{y}_{(k-W):k}$: Last W measurements

Output:

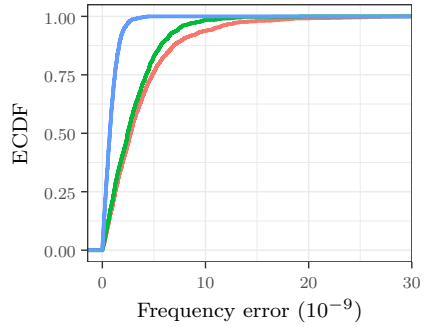
- \mathbf{x}_k, P_k : Actual state
- ω_k^2 : Estimated measurement noise variance

Procedure

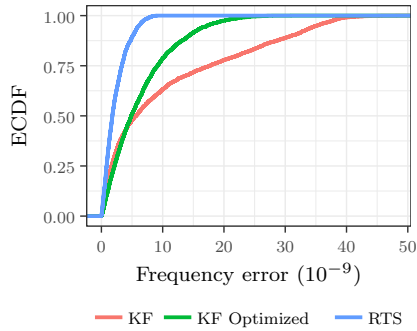
- 1: $\mathbf{x}_k, P_k \leftarrow \text{KF}(\mathbf{x}_{k-1}, P_{k-1}, A_k, H_k, \sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2, \xi_k)$
 - 2: **for** $i \leftarrow 1$ **to** N_{EM} **do**
 - 3: $\mathbf{x}_{(k-W):k}^{RTS} \leftarrow \text{RTS}(W, \mathbf{x}_{(k-W):k}, P_{(k-W):k})$
 - 4: $\omega_k^2 \leftarrow \frac{1}{W} \sum_{i=k-W}^k (\mathbf{y}_i - H_i \mathbf{x}_i^{RTS})^2$
 - 5: $\mathbf{x}_{(k-W):k}, P_{(k-W):k} \leftarrow \text{KF}(\mathbf{x}_{k-W}, P_{k-W}, A_{(k-W):k}, H_{(k-W):k}, \sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2, \xi_k)$
 - 6: **end for**
 - 7: **return** \mathbf{x}_k, P_k, ξ_k
-



(a) Nyugodt környezet



(b) Normál környezet



(c) Változó környezet

4.12. ábra. Az empirikus kumulált eloszlásfüggvény az abszolút hibáról, amely a becsült relatív frekvencia és az valós relatív frekvencia közötti különbséget mutatja a szolga eszköz esetén különböző mérési forgatókönyvekben. Minden forgatókönyvben a zöld görbe, amely a zajra optimalizált Kalman-szűrőt jelöli, jobb eredményeket ad, különösen erős többutas terjedés esetén. Referenciaként a kék görbén az optimálisabb Bayes-becslés, az RTS simitónak az eredménye látható.

A tézis csoport fő hozzájárulása egy olyan mérési modell bevezetése, amely időinvariáns zajkovarianciát tartalmaz. E modellre alapozva a fejezet egy számítástechnikailag hatékony, adaptív Kalman-szűrő algoritmust javasol, amely az optimális Bayes-bebecslésre épül. Az algoritmus célja a csomag késleltetésének valós idejű előrejelzése az IEEE 1588 protokollban. Az adaptív megközelítés mind a pontosság növelését, ezáltal a becslési szórás csökkentését, mind a torzítás mérséklésével a pontosság javítását eredményezi.

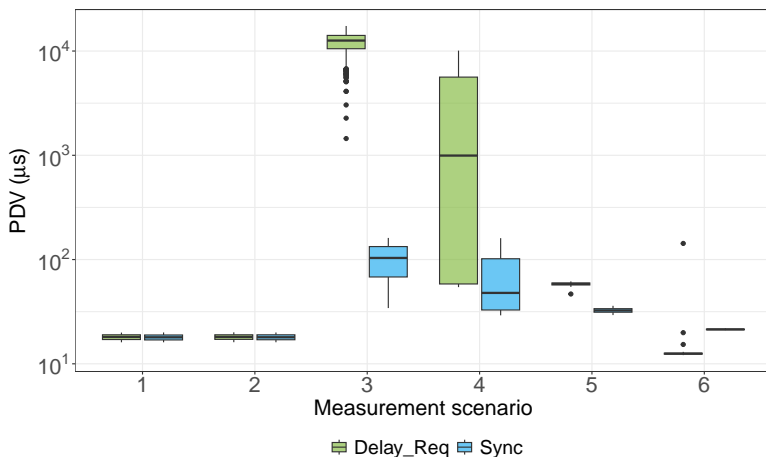
4.5.1. Csomag késleltetés változásának mérése az IEEE 1588 hálózatban

4.1 tézis – Javasoltam egy módszert a kapott időbélyegek hibáinak eloszlásának mérésére a Precision Time Protocol (PTP) segítségével. Elemzésem azt mutatja, hogy az eloszlások tartománya mind a hálózati konfigurációtól, mind annak működésétől függ. Az elemzés azt is feltárja, hogy még a tipikus működési forgatókönyvek esetén is az eloszlások szórása jelentősen változhat, ami különösen nehézzé teszi a pontos előzetes becslést. [J2]

Mivel két vagy több eszköz órájának relatív futása nem ismert, nehéz olyan alapértékeket biztosítani, amelyek lehetővé teszik az eredmények összehasonlítását. Ennek a problémának a megoldására egy ESPRESSObin v7 eszköz két portját használtam, mint PTP mester és PTP szolga, mivel az ESPRESSObin egyetlen közös órával rendelkezik minden PTP port számára. Annak érdekében, hogy a Linux operációs rendszert arra bírjuk, hogy a csomagokat vezetékes kapcsolaton küldje ahelyett, hogy helyi rövidítést alkalmazna (loopback), egyszerű tűzfal- és ARP szabályokat alkalmaztam. Így a *Sync* üzenet fogadása során az referencia idő ugyanaz, mint az RX időbélyeg, biztosítva az referencia értéket az óra becsléséhez. Az ESPRESSObin hardver óra 125MHz-en működik, így 8ns-es óra felbontást biztosítva.

A méréseket 6 különböző forgatókönyvben végeztem el. Két switch-et alkalmaztam, és a 6 forgatókönyv a hálózati beállításban és a háttérforgalom mennyiségében különbözik. A forgatókönyvek a következők:

1. Cisco switch használata a mester és a szolga összekapcsolására, háttérforgalom nélkül.
2. Cisco switch használata a mester és a szolga összekapcsolására, 100 Mbps független bidirekcionális háttérforgalommal.
3. Két switch használata független 100 Mbps bidirekcionális háttérforgalommal.
4. Két switch használata független 50 Mbps bidirekcionális háttérforgalommal.



4.13. ábra. Csomag késleltetés eloszlások (PDV) különböző forgatókönyvekben doboz diagramokként (logaritmikus tengelyen). A legtöbb esetben az előre-vissza eloszlások erősen aszimmetrikusak, jelentős eltérésekkel a zaj szórásában.

5. Két switch használata háttérforgalom nélkül.

6. A tanzéki hálózat használata az ESPRESSO bin portjai között egy tipikus munkanapon.

A 4.13. ábra külön-külön mutatja a csomag késleltetési eloszlásokat a *Sync* és a *Delay response* üzenetek esetén. Egyértelműen látszik, hogy a forgatókönyvek jelentősen eltérő csomag késleltetési eloszlásokat adnak, mind a szórás, mind az forma szempontjából. Például a 4. forgatókönyv erősen aszimmetrikus eloszlást mutat, ahogy azt a hegedű ábrája is mutatja, míg az 1-3. forgatókönyvekben a *Sync* üzenetek majdnem egyenletes késleltetésű eloszlásokat mutatnak különböző szórásokkal. Szintén világosan látszik, hogy a csomag késleltetések erősen aszimmetrikusak az IEEE 1588 protokoll szempontjából, azaz a *Sync* és a *Delay response* üzenetek várható késleltetése különbözik. Azonban a fókusz elsősorban a szórásán van, így az aszimmetria kezelésére a szakirodalomban már számos módszer alkalmazható.

4.5.2. Idő-invariáns mérési modell adaptív szűréshez

4.2. tézis – Meghatároztam egy mérési modellt a Precision Time Protocol számára, amely időben invariáns mérési zajszórást tartalmaz, hogy kompatibilitást biztosítson az Adaptív Kalman-szűrővel (AKF). Bemutattam, hogy a modellben mindkét állapotváltozó megfigyelhető. [J2]

Feltételezve egy PTP üzenetcsere-t, tekintsük t_k^1 -t a k -edik *Sync* üzenet TX időbélyegének, és t_k^4 -t a *Delay_Req* üzenet RX időbélyegének. Legyen τ_k^2 és τ_k^3 a *Sync* üzenet RX és a *Delay_Req* üzenet TX időbélyege, amelyeket a szolga eszköz helyi órája mér. A mérési egyenlet egy kétes állapotú modellben a következőképpen írható fel:

$$\frac{t_k^{(1)} + t_k^{(4)}}{2} = H_k \mathbf{x}_k + r_k \quad (4.18)$$

ahol

$$H_k = \left[1 \quad \frac{1}{2}(\tau_k^{(3)} - \tau_k^{(2)}) \right] \quad r_k = \frac{\varepsilon}{2} + \frac{\xi_{PDV}^{(4)} + \xi_{PDV}^{(2)}}{2}$$

és $\varepsilon \sim \mathcal{N}(0; \sigma_\varepsilon^2)$, ahol $\sigma_\varepsilon^2 = \sigma_\theta^2(\tau_k^3 - \tau_k^2) + \sigma_\gamma^2 \frac{(\tau_k^3 - \tau_k^2)^3}{3}$. Az ε zaj a helyi óra eltéréseinek bizonytalansága miatti hatást jelenti, miközben a valódi késleltetést becsüljük t^2 és t^3 között, míg a zajok, ξ_{PDV}^4, ξ_{PDV}^2 , a csomagkésleltetés-változás eredményei. A mérési zaj csak az az átvitel időtartama által meghatározott időlépéstől függ, és a három zajforrás függetlennek tekinthető. A szórás tehát a következő módon számítható:

$$\begin{aligned} R &= \text{Var} [r_k^2] = \text{Var} \left[\frac{\varepsilon}{2} \right] + \text{Var} \left[\frac{\xi_{PDV}^{(4)} + \xi_{PDV}^{(2)}}{2} \right] = \\ &= \sigma_\theta^2 \frac{\tau_k^{(3)} - \tau_k^{(2)}}{4} + \sigma_\gamma^2 \frac{(\tau_k^{(3)} - \tau_k^{(2)})^3}{12} + \frac{\sigma_\xi^2}{2} \approx \frac{\sigma_\xi^2}{2} \end{aligned} \quad (4.19)$$

Mivel a válaszügy a valós rendszerekben milliszekundumok nagyságrendjébe esik, a helyi óra zajának, ε , hozzájárulása elhanyagolható, így a mérési zaj lényegében időben invariánsnak tekinthető. Az egyszerűsítés érdekében feltételezzük, hogy $\text{Var}[\xi_{PDV}^4] = \text{Var}[\xi_{PDV}^2] = \sigma_\xi^2$, és a zajok függetlenek. Mindkét állapot megfigyelhető, mivel a mátrix

$$O = \begin{bmatrix} H_k \\ A_k H_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{1}{2} \Delta_k \\ 1 & \frac{3}{2} \Delta_k \end{bmatrix}$$

teljes rangú, amennyiben $\Delta_k \neq 0$.

4.5.3. A javasolt algoritmus kiértékelése

4.3. tézis – Javasoltam egy valós idejű, Adaptív Kalman-szűrésen alapuló időszinkronizációs algoritmust, a 4.2. tézis mérési modelljét használva. Összehasonlítottam az Adaptív Kalman-szűrésen alapuló algoritmust különböző állapotbecslési óraszinkronizációs algoritmusokkal, és bemutattam, hogy az AKF teljesítménye közel van az optimális szűréshez, miközben a számítási bonyolultsága közel áll a klasszikus Kalman-szűréshez. [J2]

Amennyiben a Kalman-szűrés innovációinak kovariancia-bebecslését egy W széles ablakra elvezzük, azaz

$$\hat{S} = \frac{1}{W} \sum_{i=1}^W \hat{\mathbf{v}}_i \hat{\mathbf{v}}_i^T \quad (4.20)$$

akkor az Adaptív Kalman-szűrésben (AKF) a mérési zaj kovariancia mátrixát a következőképpen lehet megbecsülni:

$$\hat{R} = \hat{S} - H_k P_k^- H_k^T$$

ahol H_k az k -edik időpontban a megfigyelési mátrix, és P_k^- az előrejelzett állapotkovariancia mátrix becslése.

Az AKF-et szimulációk (normális és exponenciális zajokkal) és a 4.1. tézisben bemutatott módszerrel rögzített valós adatok segítségével értékeltem. Az eredményeket összehasonlítottam a következő óraszinkronizációs állapotbecslési algoritmusokkal:

TH A elméletileg optimális Kalman-szűrő.

KF A Kalman-szűrő a [12] alapján..

KF-HN Ugyanaz [12] alapján, ahol $\sigma_{\theta_M} = 10^{-4}$ s.

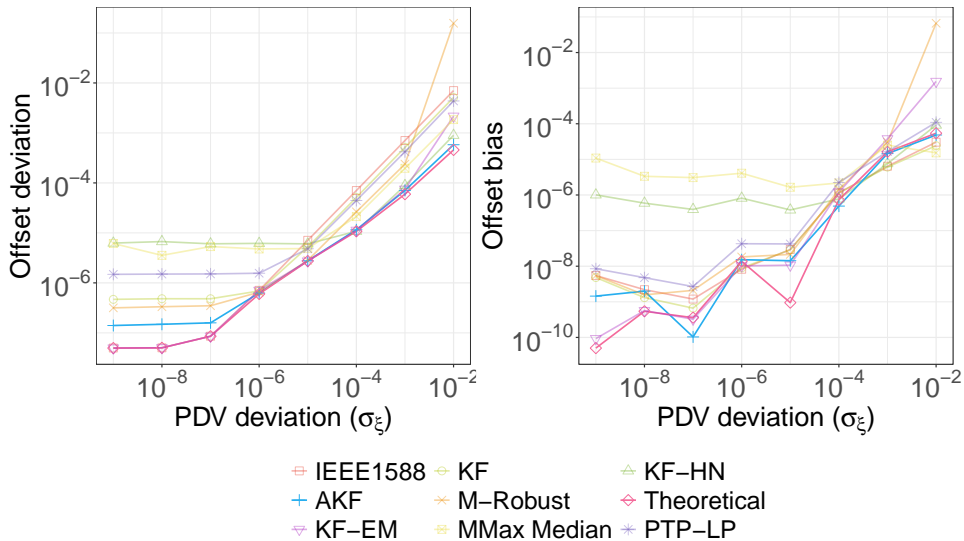
M-robust A [13] alapján megvalósított robusztus és adaptív Kalman-szűrő.

KF-EM Az EM alapú optimális Kalman-szűrő a 3.3. tézisből.

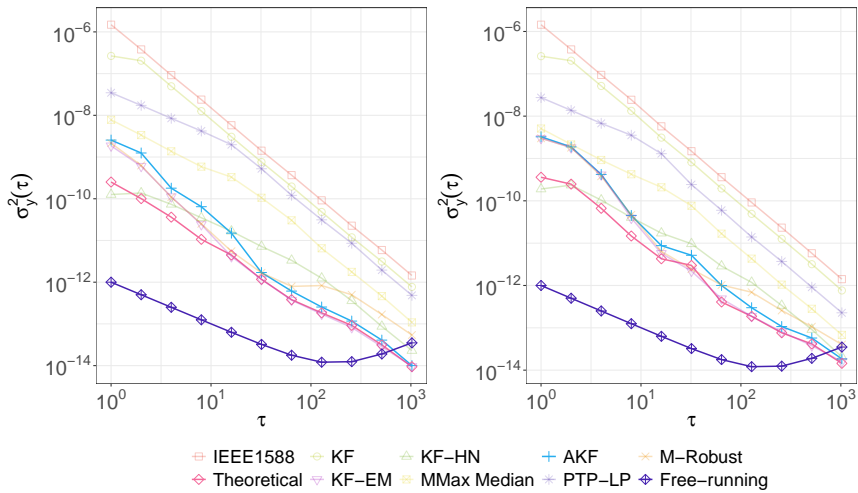
MMax Minimax technika [14] alapján medián statisztikákkal.

PTP-LP A PTP-LP lineáris programozás alapú módszer a PTP-H heurisztikával [15].

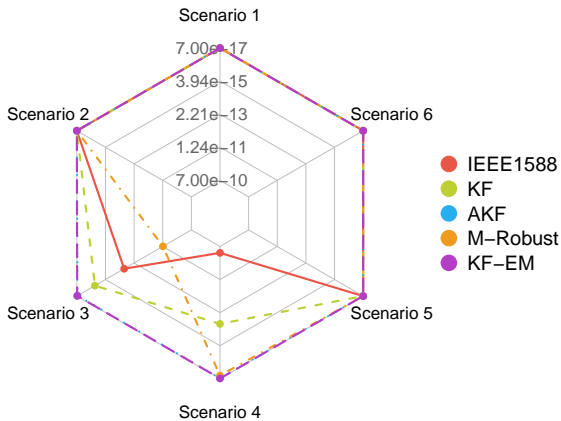
Az eredmények a 4.14, 4.15, 4.16 ábrákon láthatók. Az AKF alapú becslés nagyon közel áll az elméleti teljesítményhez, és csak az EM alapú megoldással hasonlítható össze, amely számításilag sokkal összetettebb algoritmus.



4.14. ábra. A mester-szolga eltérés becslésének eltérése (balra) és torzítása (jobbra) különböző mérési zaj eltérések esetén normál eloszlást használva ($\sigma_{\theta} = 10^{-6}$ s, $\sigma_{\gamma} = 10^{-8}$).



4.15. ábra. A becslők overlapped-Allan szórás diagramjai szimulációban, normál (balra) és exponenciális (jobbra) eloszlású mérési zajokkal, ahol $\sigma_\xi = 10^{-3}$ s. A referenciaként a diagramok ábrázolják a szabadon futó óra elméleti Allan eltérését. ($\sigma_\theta = 10^{-6}$ s, $\sigma_\gamma = 10^{-8}$)



4.16. ábra. Különböző becslők overlapped-Allan szórása különböző mérési forgatókönyvekben $\tau = 128$ s értéknél.

5. fejezet

Alkalmazások

A kutatási erőfeszítések eredményeinek többsége alkalmazott kutatás, amely a gyakorlati alkalmazásokra összpontosít, és biztosítja, hogy az eredmények könnyen alkalmazhatók legyenek a való világban. Az alkalmazott kutatásra való összpontosítás lehetővé teszi az algoritmusok hatékonyabb megvalósítását, amelyek konkrét igényeket szolgálnak mind az iparban, mind a technológiai fejlesztésben. Például az 1. és 3. tézisek eredményeit közvetlenül alkalmaztam a „Tömegsportot támogató szenzoros eszköz és analitikai szolgáltatás fejlesztése” (2018-1.1.1-MKI-2018-00075) című projektben. Ennek a projektnek a célja a nyomkövető rendszerek teljesítményének javítása a mérési frekvencia növelésével és az általános nyomkövetési képességek optimalizálásával. Ezen innovációk jelentős szerepet játszanak a nagyszabású sporteseményeket támogató technológiák fejlődésében, végső soron pontosabb adatgyűjtést és elemzést biztosítva.

Másrészt, a 2. és 4. tézisek eredményei szélesebb körű érvénnyel bírnak, különösen az óraállapot-bebecslés területén, amely kulcsfontosságú az óraszervo megvalósításokban. Ezen eredmények jelentős hozzájárulást jelenthetnek olyan projektekhez, mint a PTPd projekt [16] és a The Linux PTP Project [17], amelyek alapvetőek az órák pontos szinkronizálásában elosztott rendszerekben. Az óra szinkronizálásának pontosságát nem lehet eléggé hangsúlyozni olyan területeken, mint a távközlés, a hálózati vezérlőrendszerek és különféle időérzékeny alkalmazások, ahol a teljesítmény megbízható időmérésen alapul.

Továbbá, a 4. tézis munkája kiemelkedik alacsony számítási bonyolultságával, amely különösen előnyös, ha erőforrás-korlátozott környezeteket veszünk figyelembe. Ez a jellemző lehetővé teszi felfedezéseim megvalósítását beágyazott rendszerekben, amelyek korlátozott feldolgozási kapacitással és memóriával rendelkeznek. Ennek eredményeként ezek a megoldások különböző kis, hordozható eszközökben alkalmazhatók anélkül, hogy veszélyeztetnék a hatékonyságot vagy a teljesítményt, így alkalmazhatóságukat számos beágyazott rendszerre kiterjesztve különböző iparágakban, beleértve az autópárt, az ipari automatizálást és a fogyasztói elektronikát.

Irodalomjegyzék

- [1] Oscar Seijo, Jesus Alberto Lopez-Fernández, Hans-Peter Bernhard, and Inaki Val. Enhanced Timestamping Method for Subnanosecond Time Synchronization in IEEE 802.11 Over WLAN Standard Conditions. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 16(9):5792–5805, 2020.
- [2] Zeba Idrees, Jose Granados, Yang Sun, Shahid Latif, Li Gong, Zhuo Zou, and Li-rong Zheng. IEEE 1588 for Clock Synchronization in Industrial IoT and Related Applications: A Review on Contributing Technologies, Protocols and Enhancement Methodologies. *IEEE Access*, 8:155660–155678, 2020.
- [3] IEEE Standard for a Precision Clock Synchronization Protocol for Networked Measurement and Control Systems. *IEEE Std 1588-2019 (Revision of IEEE Std 1588-2008)*, pages 1–499, 2020.
- [4] Jose A. del Peral-Rosado, Olivier Renaudin, Christian Gentner, Ronald Raulefs, Enrique Dominguez-Tijero, Alejandro Fernandez-Cabezas, Fernando Blazquez-Luengo, Gema Cueto-Felgueroso, Alexander Chassaigne, David Bartlett, Florin Grec, Lionel Ries, Roberto Prieto-Cerdeira, Jose A. Lopez-Salcedo, and Gonzalo Seco-Granados. Physical-Layer Abstraction for Hybrid GNSS and 5G Positioning Evaluations. In *2019 IEEE 90th Vehicular Technology Conference (VTC2019-Fall)*, pages 1–6, 2019.
- [5] Marco Martalò, Simone Perri, Gianmichele Verdano, Francesco De Mola, Francesco Monica, and Gianluigi Ferrari. Improved UWB TDoA-Based Positioning Using a Single Hotspot for Industrial IoT Applications. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 18(6):3915–3925, 2022.
- [6] Johannes Friedrich, Janis Tiemann, and Christian Wietfeld. Accurate Multi-Zone UWB TDOA Localization utilizing Cascaded Wireless Clock Synchronization. In *2021 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN)*, pages 1–8, 2021.
- [7] Yun Cheng and Taoyun Zhou. UWB Indoor Positioning Algorithm Based on TDOA Technology. In *2019 10th International Conference on Information Technology in Medicine and Education (ITME)*, pages 777–782, 2019.
- [8] Federico Bonafini, Paolo Ferrari, Alessandra Flammioni, Stefano Rinaldi, and Emiliano Sisinni. Exploiting Time Synchronization as Side Effect in UWB Real-Time Localization Devices. In *2018 IEEE International Symposium on Precision Clock Synchronization for Measurement, Control, and Communication (ISPCS)*, pages 1–6, 2018.

- [9] Mohsin Raza, Nauman Aslam, Hoa Le-Minh, Sajjad Hussain, Yue Cao, and Noor Muhammad Khan. A Critical Analysis of Research Potential, Challenges, and Future Directives in Industrial Wireless Sensor Networks. *IEEE Communications Surveys Tutorials*, 20(1):39–95, 2018.
- [10] Ken Peppers, Tuure Tuunanen, Marcus Rothenberger, and S. Chatterjee. A design science research methodology for information systems research. *Journal of Management Information Systems*, 24:45–77, 01 2007.
- [11] Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Dajana Cassioli, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan, Karedal, Juergen Kunisch, Hans Gregory Schantz, Ulrich G. Schuster, and Kai Siwiak. IEEE 802.15.4a channel model-final report. 2004.
- [12] Giada Giorgi and Claudio Narduzzi. Performance Analysis of Kalman-Filter-Based Clock Synchronization in IEEE 1588 Networks. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 60(8):2902–2909, 2011.
- [13] Z.M. Durovic and B.D. Kovacevic. Robust estimation with unknown noise statistics. *IEEE Transactions on Automatic Control*, 44(6):1292–1296, 1999.
- [14] Anand Guruswamy, Rick S. Blum, Shaline Kishore, and Mark Bordogna. Minimax Optimum Estimators for Phase Synchronization in IEEE 1588. *IEEE Transactions on Communications*, 63(9):3350–3362, 2015.
- [15] Henning Puttnies, Peter Danielis, and Dirk Timmermann. PTP-LP: Using Linear Programming to Increase the Delay Robustness of IEEE 1588 PTP. In *2018 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM)*, pages 1–7, 2018.
- [16] GitHub - ptpd/ptpd: PTPd official source - master branch a.k.a. trunk — github.com. <https://github.com/ptpd/ptpd>. [Accessed 05-09-2024].
- [17] The Linux PTP Project — linuxptp.sourceforge.net. <https://linuxptp.sourceforge.net/>. [Accessed 05-09-2024].

Publikációk

Folyóirat cikkek

- [J1] Gergely Hollósi and István Moldován. Ultra Wideband-based wireless synchronization of IEEE 1588 clocks. *Infocommunications Journal*, 15(2):21–28, 2023.
- [J2] Gergely Hollósi and Dániel Ficzer. Adaptive Kalman Filtering in Offset Estimation for Precision Time Protocol. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, pages 1–9, 2024.
- [J3] Gergely Hollósi, Csaba Lukovszki, István Moldován, Sándor Plósz, and Frigyes Harasztos. Monocular indoor localization techniques for smartphones. *Acta Universitatis Sapientiae, Informatica*, 8(2):186–215, 2016.
- [J4] Gergely Hollósi, Csaba Lukovszki, Máté Bancsics, and Gábor Magyar. Traffic Swarm Behaviour: Machine Learning and Game Theory in Behaviour Analysis. *Infocommunications Journal*, 13(4):19–27, 2021.
- [J5] Gergely Hollósi, Csaba Lukovszki, István Moldován, Sándor Plósz, and Frigyes Harasztos. Survey on Monocular Odometry for Conventional Smartphones. *Infocommunications Journal*, page 25, 2016.
- [J6] Attila Frankó, Gergely Hollósi, Dániel Ficzer, and Pal Varga. Applied Machine Learning for IIoT and Smart Production and Methods to Improve Production Quality, Safety and Sustainability. *Sensors*, 22(23), 2022.

Konferencia cikkek

- [C1] Gergely Hollósi, Csaba Lukovszki, and Máté Bancsics. Radio Resource Efficient UWB Measurement System Design and Performance Analysis for TWR-based Ranging. In *2022 IEEE 5th International Conference on Industrial Cyber-Physical Systems (ICPS)*, pages 1–6, 2022.
- [C2] Gergely Hollósi. Distribution of ultra wideband (UWB) receive timestamps in dense indoor environment based on the Saleh-Valenzuela channel model. In *2022 14th International Conference on Communications (COMM)*, pages 1–5, 2022.

- [C3] Gergely Hollósi. Bayesian Measurement Noise Estimation in Ultra Wide Band Systems for Clock Synchronization. In *2023 IEEE 19th International Conference on Factory Communication Systems (WFCS)*, pages 1–8, 2023.
- [C4] Sándor Plósz, Zsolt Kertész, Csaba Lukovszki, Dávid Kovács, István Moldován, and Gergely Hollósi. Practical aspects of visual recognition for indoor mobile positioning. In *2013 IEEE 4th International Conference on Cognitive Infocommunications (CogInfoCom)*, pages 527–532, 2013.
- [C5] Sándor Plósz, Csaba Lukovszki, and Gergely Hollósi. Visual feature recognition based indoor localization. In *1st International Conference and Exhibition on Future RFID Technologies*, pages 143–150. Eszterházy Károly Főiskola, 11 2014.
- [C6] Dániel Ficzer, Gergely Hollósi, Attila Frankó, and András Gulyás. Random walk for generalization in goal-directed human navigation on Wikipedia. In *The 11th International Conference on Complex Networks and their Applications*, 06 2022.
- [C7] Attila Frankó and Gergely Hollósi. Settling Issues in IEEE 802.1AS Networks in PI Based Clock Servos. In *2023 19th International Conference on Network and Service Management (CNSM)*, pages 1–7, 2023.
- [C8] Dániel Ficzer, Gergely Hollósi, Attila Frankó, and András Gulyás. Random Walk for Generalization in Goal-Directed Human Navigation on Wikipedia. In Hocine Cherifi, Rosario Nunzio Mantegna, Luis M. Rocha, Chantal Cherifi, and Salvatore Micciché, editors, *Complex Networks and Their Applications XI*, pages 202–213, Cham, 2023. Springer International Publishing.
- [C9] Dániel Ficzer, Gergely Hollósi, and Pál Varga. Live traffic analysis on S1-MME interface using LSTM autoencoder. In *2023 IEEE International Mediterranean Conference on Communications and Networking (MeditCom)*, pages 68–73, 2023.
- [C10] Dániel Ficzer, Gergely Hollósi, Attila Frankó, and Pál Varga. AI Toolbox Concept for the Arrowhead Framework. In *2023 19th International Conference on Network and Service Management (CNSM)*, pages 1–7, 2023.
- [C11] Dániel Ficzer, Gergely Hollósi, Attila Frankó, Pál Varga, and József Biró. Orderliness of Navigation Patterns in Hyperbolic Complex Networks. In Hocine Cherifi, Luis M. Rocha, Chantal Cherifi, and Murat Donduran, editors, *Complex Networks & Their Applications XII*, pages 271–282, Cham, 2024. Springer Nature Switzerland.
- [C12] D. Ficzer, G. Hollósi, A. Frankó, P. Varga, and J. Biró. The Traveling Salesman Problem on the Hyperbolic Plane. In *2023 International Conference*

on *Computational Science and Computational Intelligence (CSCI)*, pages 433–437, 2023.

- [C13] Gergely Hollósi, Dániel Ficzer, Attila Frankó, Máté Bancsics, Ruba AlMahasneh, Csaba Lukovszki, and Pál Varga. AIMS5.0 AI Toolbox: Enabling Efficient Knowledge Sharing for Industrial AI. In *NOMS 2024-2024 IEEE Network Operations and Management Symposium*, pages 1–6, 2024.
- [C14] Gergely Hollósi, Dániel Ficzer, and Pál Varga. Generative AI for Low-Level NETCONF Configuration in Network Management Based on YANG Models. In *2024 20th International Conference on Network and Service Management (CNSM)*, pages 1–7, 2024.
- [C15] Ruba AlMahasneh, Gergely Hollósi, Dániel Ficzer, Máté Bancsics, Csaba Lukovszki, and Pál Varga. Uncovering Common AI Challenges Across Industrial Domains in the Transition to Industry 5.0. In *2024 20th International Conference on Network and Service Management (CNSM)*, pages 1–7, 2024.