

Technická zpráva

Analýza technického provedení a uplatnitelnosti
technologie Angle of Arrival

Doc. Ing. Zdeněk Vašíček, Ph.D.



VYSOKÉ UČENÍ FAKULTA
TECHNICKÉ INFORMAČNÍCH
V BRNĚ TECHNOLOGIÍ

Obsah

1 Úvod	1
2 Bluetooth Low Energy	2
2.1 Fyzická vrstva	3
2.2 Linková vrstva	4
2.2.1 Stavový automat	5
2.2.2 Výměna dat	5
2.2.3 Typy paketů	7
3 Bluetooth Direction Finding	8
3.1 Stanovení úhlu	9
3.1.1 Anténní pole	11
3.2 Bluetooth Constant Tone Extension	12
3.2.1 Vysílač	12
3.2.2 Přijímač	13
3.3 Režimy činnosti	16
3.3.1 Connection-oriented CTE	16
3.3.2 Connectionless CTE	17
3.4 Škálovatelnost	18
4 Angle of Arrival	19
4.1 Výpočet úhlu z I/Q dat z teoretického hlediska	19
4.2 Faktory ovlivňující výpočet úhlu v praxi	20
4.2.1 Šum v přenosovém kanálu	21
4.2.2 Neúplná informace	22
4.2.3 Frekvence CTE signálu	23
4.2.4 Konstrukce anténního pole	25
4.2.5 Mnohacestné šíření radiového signálu	26
4.3 Algoritmy	27
4.3.1 Lokální metody	27
4.3.2 Globální metody	28
4.3.3 Hybridní metody	29
5 Rešerše trhu s Bluetooth transceivery	30
5.1 Texas Instruments	30
5.2 Nordic Semiconductor	31
5.3 Silicon Labs	31
5.4 Další výrobci	32
6 Možnosti lokalizace objektů ve venkovním prostředí	33
6.1 Experimentální ověření vhodnosti technologie Bluetooth DF	33
6.1.1 Volba HW platformy	33
6.1.2 Volba režimu činnosti	34
6.1.3 Konfigurace experimentu	34
6.1.4 Výsledky	35
6.2 Uskutečnitelnost záměru	37
6.2.1 Rizika a omezení	37
Seznam literatury	41

1

Úvod

Bluetooth se společně s technologií WiFi řadí mezi jedny z nejrozšířenějších technologií bezdrátové komunikace. Na rozdíl od mnoha jiných technologií se jedná o varianty, které se dokázaly v masivním měřítku dostat a udržet v podvědomí nejen odborné veřejnosti ale zejména běžných uživatelů. Za svoji popularitu Bluetooth vděčí několika faktorům mezi které patří snadná použitelnost, dostupnost napříč různými platformami a rozšiřitelnost. Ačkoliv cesta nebyla zcela přímočará, Bluetooth se postupně stal stejně jako WiFi běžnou výbavou mobilních zařízení a je podporován napříč různými OS. Způsob komunikace je definován ve standardu, čímž je zajištěna kompatibilita. Dnes nejrozšířenější implementací je Bluetooth čtvrté generace, která od verze 4.2 rozlišuje mezi variantou *Bluetooth Classic* a *Bluetooth Low Energy* (LE), jenž vznikla zejména jako reakce na potřeby v oblasti IoT. Představení varianty Bluetooth LE umožnilo poměrně zásadní rozmach této technologie, jejíž rozšíření do té doby víceméně stagnovalo neboť varianta Bluetooth standard často narážela na nekompatibility na různých stranách. Dnes se s variantou LE se můžeme setkat téměř u veškeré nositelné elektroniky, kde je energetická náročnost kritickým prvkem systému. Standard Bluetooth jako takový se postupně vyvíjí a reaguje na potřeby trhu jako je zabezpečená komunikace, problematika soukromí, zvýšený dosah, přenosová rychlost, podpora různých topologií sítí apod. a je velmi rozsáhlý. Bluetooth LE se snaží o maximální zjednodušení protokolu. Výhodou Bluetooth LE je zpětná kompatibilita, kdy nová zařízení mohou komunikovat se zařízeními podporujícími starší generaci standardu. V roce 2016 se objevila pátá generace Bluetooth, která zavádí do LE zejména techniky pro zlepšení dosahu a přenosové rychlosti a postupně začíná vytlačovat zařízení komunikující pomocí starší verze.

Cílem tohoto reportu je zmapovat současný stav technologie Bluetooth Angle of Arrival (AoA) tvořící součást standardu Bluetooth verze 5.1 uvedeného v roce 2019 a posoudit možnosti realizace lokalizátoru objektů nacházejících se ve venkovním prostředí využívajícího této technologie. Dokument je členěn následovně. Kapitola 2 se věnuje standardu Bluetooth. Pozornost je soustředěna zejména na variantu Bluetooth Low Energy (Bluetooth LE), způsob komunikace a odlišnosti od Bluetooth. Následující kapitola poskytuje přehled změn zavedených v rámci rozšíření standardu označovaného jako Bluetooth Direction Finding. Kapitola 4 se zabývá způsobem stanovení úhlu z teoretického i praktického hlediska. V první části jsou diskutovány faktory ovlivňující přesnost stanovení úhlu. V druhé části je k dispozici přehled relevantních algoritmů. V rámci kapitoly 5 je provedena rešerše stavu trhu s Bluetooth transceivery. Na tuto kapitolu navazuje závěrečná část prezentující výsledky experimentálního ověření technologie Bluetooth Direction Finding a možnosti její využitelnosti v praxi.

2

Bluetooth Low Energy

Standard Bluetooth byl původně vyvíjen jako technologie pro přenos dat a audio signálu (tzv. audio streaming) na vzdálenost několika desítek metrů. Komunikace probíhá v celosvětově dostupném bezlicenčním pásmu 2.4 GHz ISM (Industrial, Scientific and Medical) ve frekvenčním rozsahu 2.402 až 2.480 GHz, který je rozdělen na 79 kanálů o šířce 1MHz. Data jsou přenášena pomocí modulace GFSK, DQPKS nebo 8DPSK. Maximální přenosová rychlost je 1, 2, nebo 3 Mb/s v závislosti na použité technice modulace (viz tabulka 2.1).

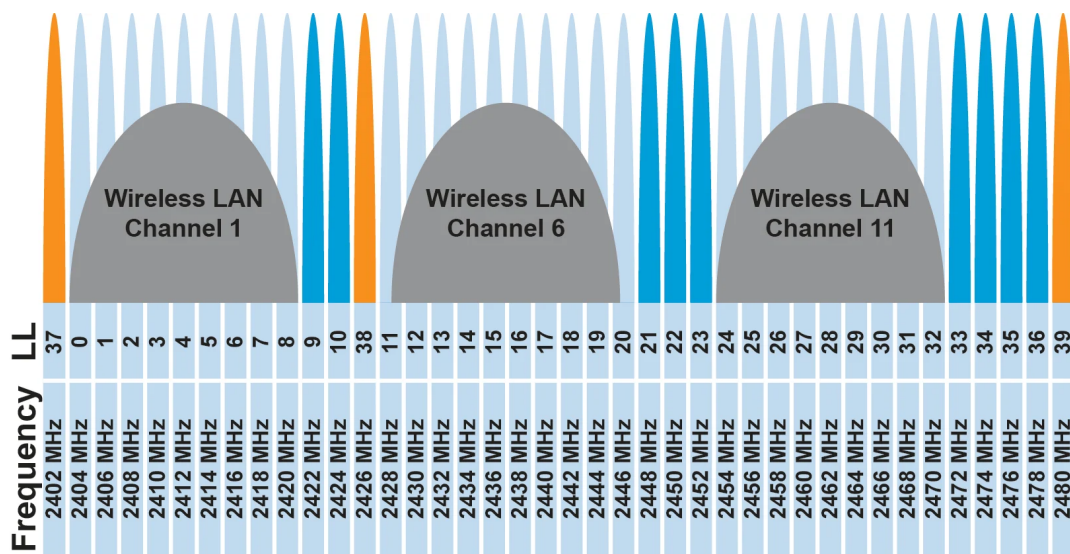
	Bluetooth LE	Bluetooth Classic
<i>Frekvenční pásmo</i>	2.4GHz ISM (2.402 – 2.480 GHz)	2.4GHz ISM (2.402 – 2.480 GHz)
<i>Komunikační kanály</i>	40 kanálů, rozestup 2 MHz (3 dedikované pro tzv. advertising + 37 datových)	79 kanálů, rozestup 1 MHz
<i>Přidělování kanálů</i>	Frequency-Hopping Spread Spectrum (FHSS)	Frequency-Hopping Spread Spectrum (FHSS)
<i>Modulace</i>	GFSK	GFSK, $\pi/4$ DQPSK, 8DPSK
<i>Přenosová rychlost</i>	LE 2M PHY: 2 Mb/s LE 1M PHY: 1 Mb/s LE Coded PHY (S=2): 500 Kb/s LE Coded PHY (S=8): 125 Kb/s	EDR PHY (8DPSK): 3 Mb/s EDR PHY ($\pi/4$ DQPSK): 2 Mb/s BR PHY (GFSK): 1 Mb/s
<i>Vysílací výkon</i>	≤ 100 mW (+20 dBm)	≤ 100 mW (+20 dBm)
<i>Citlivost přijímače</i>	LE 2M PHY: ≤ -70 dBm LE 1M PHY: ≤ -70 dBm LE Coded PHY (S=2): ≤ -75 dBm LE Coded PHY (S=8): ≤ -82 dBm	≤ -70 dBm
<i>Topologie sítě</i>	Point-to-Point Broadcast Mesh	Point-to-Point
<i>Datový transport</i>	Asynchronní spojitě orientovaný Isochronní spojitě orientovaný Asynchronní Synchronní Isochronní	Asynchronní spojitě orientovaný Synchronní spojitě orientovaný
<i>Podpora pro lokalizaci</i>	Přítomnost (Advertising) Přiblížení (RSSI) Směr (AoA/AoD) Vzdálenost (plánováno)	není

Tabulka 2.1: Parametry Bluetooth LE vs Bluetooth Classic dle Bluetooth SIG [6]

Postupem času se ukázalo, že je způsob komunikace nevyhovující pro zařízení disponující omezeným zdrojem elektrické energie a v rámci verze 4.2 vzniklo rozšíření Bluetooth standardu o zcela odlišný komunikační mechanismus, který však sdílí některé parametry s původní verzí tak, aby bylo možné používat stejnou radiovou vrstvu. Aby bylo možné jednotlivé způsoby komunikace rozlišit, původní

Bluetooth se dnes označuje jako Bluetooth Classic nebo též Bluetooth Basic Rate/Enhanced Data Rate (BR/EDR). Nově vzniklá varianta jako Bluetooth Low Energy (LE). Technologie Bluetooth LE (BLE) byla navržena tak, aby byla zajištěna existence spolehlivého oboustranného spoje s vynaložením co nejmenšího množství energie na udržení spojení. BLE je tedy určena pro aplikace, které vyžadují nízkou spotřebu elektrické energie a u kterých dochází k výměně relativně malého množství dat (typicky desítky bytů na zprávu). Ke komunikaci se používá stejný frekvenční rozsah, avšak rozdělený do 40 kanálů o šířce 2MHz. Data jsou přenášena výhradně pomocí modulace GFSK, neboť ta je implementačně nejjednodušší. Maximální přenosová rychlost činí 2 Mb/s (Bluetooth LE 5.0) nebo 1 Mb/s (Bluetooth LE 4.2).

V případě, že určité zařízení podporuje obě verze Bluetooth, jedná se o tzv. dual-mode zařízení. Takových zařízení je dle reportu [4] na trhu kolem 3 miliard. Mezi typické reprezentanty patří mobilní zařízení, ale nalézt v této kategorii lze i levné programovatelné mikrokontrolery společností Texas Instruments, Silicon Labs, Espressif, Qualcomm a dalších nabízející Bluetooth konektivitu. V segmentu spotřební nositelné elektroniky je naopak populární využívat pouze Bluetooth LE. Zde patří k významným hráčům např. společnost Nordic Semiconductor, Dialog Semiconductor, nebo Silicon Labs.



Obrázek 2.1: Kanály Bluetooth LE a koexistence s technologií WiFi [18]

2.1. Fyzická vrstva

Podobně jako je tomu u jiných komunikačních technologií, Bluetooth je definován s využitím vrstvnatého modelu. Na nejnižší vrstvě se nachází fyzická vrstva Bluetooth LE, která je zodpovědná za přenos datových zpráv. Bluetooth od verze 5.0 podporuje dvě rychlosti – 1Mbps a 2Mbps. Mimo to lze nově u 1Mbps varianty aktivovat kódování pro zvýšení odolnosti proti chybám. Celkem jsou tak k dispozici čtyři varianty fyzické vrstvy – původní 1M PHY, rychlejší 2M PHY a dvě kódované varianty (Coded PHY) používané pro zvýšení dosahu.

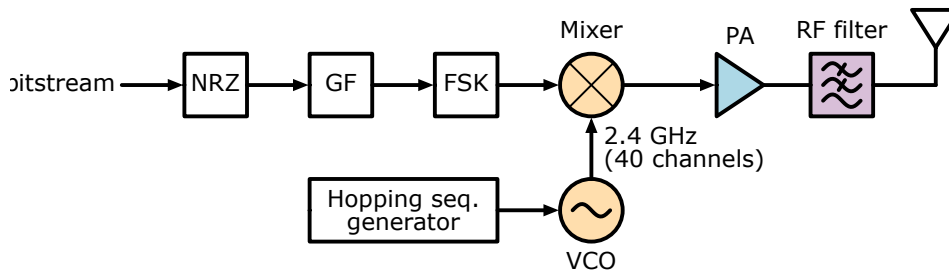
Ke komunikaci se využívá 40 kanálů o šířce 2MHz jejichž střední frekvence je dána vztahem

$$f_c = 2402 + 2n, \quad (2.1)$$

kde $n = 0 \dots 39$. Fyzické kanály jsou mapovány v linkové vrstvě na logické kanály tvořící následující sekvenci indexů: 37, 0 až 10, 38, 11 až 36 a 39 (viz obrázek 2.1). Kanály 37, 38, a 39 jsou tzv. primární kanály a používají se k asynchronnímu zaslání neadresovaných zpráv, anglicky tzv. advertisement. Umístění kanálů v rámci frekvenčního spektra je zvoleno tak, aby nedocházelo k interferenci s kanály WiFi, které zasahují částečně do pásma využívaného technologií Bluetooth (viz obrázek 2.1), neboť jejich dostupnost je kritická při vyhledávání zařízení a pro bezspořový (connectionless) režim komunikace. Kanály 0 až 36 jsou tzv. sekundární nebo též tzv. general purpose, které slouží k přenosu dat. Z rozložení kanálů je patrné, že pouze devět sekundárních kanálů je mimo rozsah WiFi. Aby se co nejvíce redukovala interference, je proto implementován tzv. frequency hopping. Datové zprávy jsou postupně

vysílány na různých kanálech. Číslo datového kanálu je známo jak přijímači, tak vysílači a je získáno pomocí generátoru pseudonáhodné sekvence jehož implementace je definována ve standardu.

Fyzická vrstva, tj. převod digitální binární informace do analogové domény na radiový signál), pracuje následovně. Bitová sekvence je nejprve kódována kódem non-return to zero (NRZ), kde logická jednička je reprezentována hodnotou 1 a logická nula hodnotou -1. Získaná sekvence je následně filtrována Gausovským filtrem (GF) jehož impulsní odezva odpovídá Gausovské funkci. Filtrovaná sekvence jde na vstup FSK modulátoru a vysokofrekvenčního směšovače, který zajistí namodulování informace na nosnou frekvenci odpovídající požadovanému přenosovému kanálu. Celý řetězec je znázorněn na obrázku 2.2.



Obrázek 2.2: Struktura BLE vysílače

Odchylka nosné frekvence od střední frekvence kanálu nesmí dle specifikace překročit ± 150 kHz. Posun nosné frekvence v průběhu odesílání paketu nesmí překročit 50 kHz a změna nesmí být rychlejší než 400 Hz/us. Jako modulační technika je použito klíčování frekvenčním posuvem (FSK) v binární podobě. V kombinaci s Gausovským filtrem jde o GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying). Modulační index m se dle specifikace může pohybovat v rozmezí 0.45 až 0.55, což dle vztahu pro maximální odchylku frekvence Δ_f

$$\Delta_f = \frac{1}{2} \cdot m \cdot \text{datarate} \quad (2.2)$$

vede na hodnotu v rozsahu 225 kHz až 275 kHz pro 1Mbps (LE 1M PHY). Standard definuje také zařízení se stabilním modulačním indexem (nastaven flag stable modulation index), která mají toleranci zúženou na rozsah 0.495 až 0.505, což odpovídá frekvenci 247.5 kHz až 252.5 kHz. Zařízení se stabilním modulačním indexem však v praxi rozšířena příliš nejsou, neboť vyžadují vyšší nároky na přesnost komponent a zvyšují tak neúměrně cenu.

	LE 1M PHY	LE 1M PHY stable modulation index
Modulační index GFSK	0.45 až 0.55	0.495 až 0.505
Odpovídající Δ_f GFSK	225 kHz až 275 kHz	247.5 kHz až 252.5 kHz
Střední frekvence fyzického kanálu f_c		$2402 + n \times 2$ MHz
Maximální odchylka nosné frekvence od f_c		150 kHz
Maximální drift nosné frekvence v rámci paketu		50 kHz

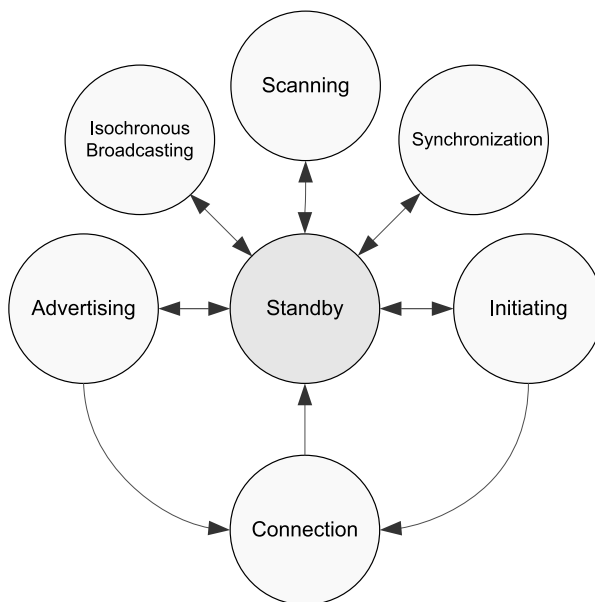
Tabulka 2.2: Parametry fyzické vrstvy Bluetooth LE pro variantu LE 1M PHY

2.2. Linková vrstva

Jednou z úloh linkové vrstvy je vyprodukovat bitovou sekvenci, kterou lze zpracovat fyzickou vrstvou a odvést. Na této úrovni dochází k doplnění vlastních dat o tzv. preambuli, adresu (angl. access address) a kontrolní součet. Preambule je alternující sekvence nul a jedniček, která umožňuje přijímači provést synchronizaci vysílaných dat. Kontrolní součet je počítán pomocí CRC polynomu. Mimo doplnění pomocných polí je na této úrovni prováděn i tzv. whitening dat, což je proces během kterého jsou binární data xorována s pseudonáhodnou bitovou sekvencí. Cílem je odstranit z dat dlouhé sekvence nul a jedniček, které mohou vést až k desynchronizaci přijímače.

2.2.1. Stavový automat

Na úrovni linkové vrstvy specifikace definuje sedm stavů, ve kterých se může BLE zařízení v jednom okamžiku nacházet (viz obrázek 2.3).



Obrázek 2.3: Přechodový diagram automatu linkové vrstvy [11]

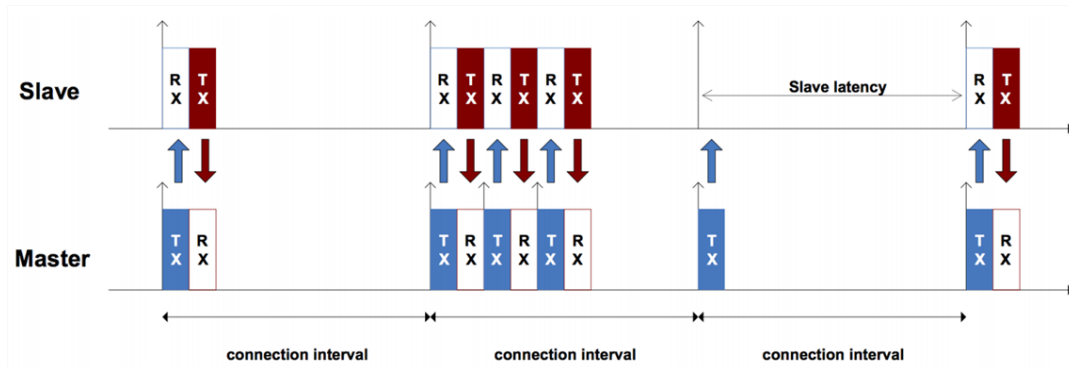
Advertising je stav, během kterého dochází k pravidelnému zasílání zpráv postupně na všechny tři primární kanály, přičemž jejich pořadí může být libovolné. Cílem je informovat zařízení, která se nachází ve stavu *Scanning* a naslouchají na jednom z primárních kanálů, o přítomnosti vysílajícího BLE zařízení a případně informovat o jeho parametrech. Součástí advertisement zpráv mohou být datová pole, avšak velikost přenášených dat je omezena maximálně na 20 B. Jednotlivé pakety jsou vysílány v intervalu od 20 ms do 10.485 s, přičemž velikost intervalu musí být násobek hodnoty 625 us. Za vysíláním následuje náhodné zpoždění v intervalu od 0 do 20 ms, jehož důvodem je snaha eliminovat kolize mezi vysíláním různých zařízení. Mezi další stavy patří navazování spojení (*Initiating*) a udržování spojení (*Connection*).

2.2.2. Výměna dat

BLE spojení je iniciováno zařízením, které je označováno jako tzv. *Central*. Zařízení s rolí *Central* se připojuje k zařízení označovanému jako *Peripheral*, které žádost o spojení musí přijmout a potvrdit. Spojení může ukončit libovolná z komunikujících stran. Dvě BLE zařízení jsou ve spojení tak dlouho, dokud dochází k pravidelné výměně dat. Tato výměna se anglicky nazývá událost (angl. Connection Event) a tvoří ji vysílání a přijímání informace oběma stranami (viz obrázek 2.4). Událost vždy začíná vysíláním dat zařízením s rolí *Central* a přijímáním dat zařízením s rolí *Peripheral*. Poté se situace obrátí a *Peripheral* vysílá a *Central* přijímá. Jednotlivé události jsou vysílány na jiném BLE kanálu. Vzhledem ke způsobu komunikace je zřejmé, že zařízení s rolí *Peripheral* může komunikovat pouze se zařízením v roli *Central*. Komunikace mezi dvěma *Peripheral* zařízeními není možná. *Peripheral* zařízení se v prvních verzích protokolu BLE mohlo spojit pouze s jedním *Central* zařízením v daném čase. Od verze 4.2 standard podporuje komplexnější topologie. Typickým příkladem je topologie typu hvězda, kde se jedno *Central* zařízení připojuje k několika zařízením typu *Peripheral*. Obecně se však zařízení s rolí *Peripheral* může připojit k několika *Central* zařízením a jedno zařízení může souběžně (v rámci rozdílných spojení) vystupovat v roli *Central* i *Peripheral* bez nutnosti přepínání rolí. Specifikace nelimituje maximální počet možných spojení, to je většinou dáno implementací Bluetooth stack z důvodů omezené paměti.

Aby bylo možné navázat BLE spojení je nutné určit čtyři parametry: minimální a maximální interval mezi dvojicí událostí označovaný jako interval spojení (angl. Connection interval), latenci periferie určující počet přeskočených událostí (hodnota v rozsahu 0 - 499) a tzv. Supervision Timeout (100 ms až 32 s). Parametry spojení jsou definovány na straně *Central* zařízení před vlastní inicializací spojení.

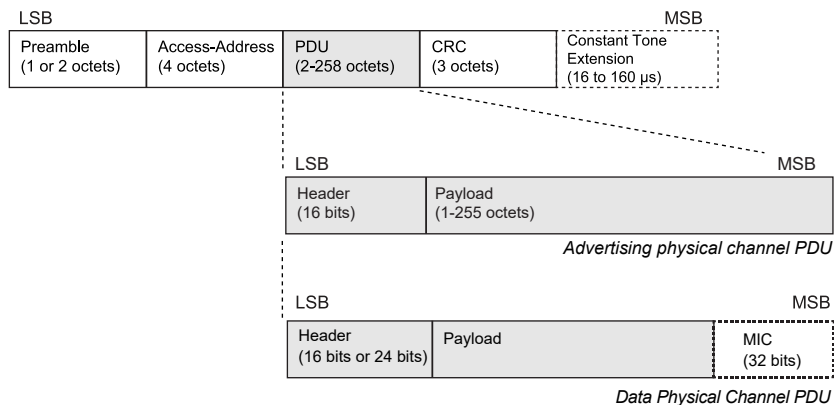
Interval spojení je čas mezi každou událostí a musí být dopředu potvrzen oběma zařízeními, aby bylo možné zajistit jejich synchronizaci. Interval spojení musí být mezi 7.5 ms a 4 s, aby vyhovoval Bluetooth Core specifikaci verze 5.1. Každá událost spotřebovává energii, a proto je snahou používat dlouhé intervaly. Na druhou stranu ale interval spojení představuje latenci. Interval spojení je definován pomocí minimální a maximální hodnoty. Pokud aplikace vyžaduje fixní interval, můžeme obě meze definovat se stejnou hodnotou. Definujeme-li hodnoty odlišně, dáváme prostor zařízení v roli Central interval měnit dle potřeby. Vždy však platí, že hodnota použitá v určitém okamžiku musí být v definovaných mezích. Ve výchozím stavu Central začíná komunikaci na maximální hodnotě intervalu, čímž je zajištěna minimální spotřeba. V průběhu spojení může Peripheral poslat požadavek na aktualizaci parametrů spojení. Parametry spojení mohou být nabízeny i v rámci advertisement paketů.



Obrázek 2.4: Princip BLE komunikace založené na tzv. událostech (angl. Connection Event) [20]

Jakmile je BLE spojení ustaveno, linková vrstva se chová jako spolehlivý nosič dat. Přenášené pakety jsou zabezpečeny pomocí 24-bitového CRC. V případě detekce chyby CRC na straně přijímače je vyžádáno opětovné zaslání paketu. V případě, že se tak stane, posílá linková vrstva paket tak dlouho, dokud nedojde k jeho potvrzení druhou stranou. Opětovné zaslání paketu se realizuje v události následující po události, ve které došlo k selhání příjmu, čímž dojde k použití jiného kanálu.

Každá událost je vždy iniciována zařízením v roli Central, který je přepnut do režimu vysíláče. Ve stejný okamžik se zařízení Peripheral nachází v režimu příjmu. Odvysláním paketu se Central přepne do režimu příjmu a Peripheral do režimu vysílání. Pokud přijímací strana úspěšně paket přijala, posílá jako odpověď svůj paket. Paket se pošle za každé okolnosti, tj. i v případě, že Central/Peripheral nemá data, které by bylo nutné vyměnit. Tato situace je indikována zasláním speciálního tzv. Empty paketu. V případě, že některé ze zařízení má ve frontě větší množství dat, dochází k vícečetné komunikaci v rámci stejného Connection event (viz druhá událost na obrázku 2.4). Výsledkem je to, že mezi zařízeními je vzájemně vyměněno během jednoho intervalu několik paketů.



Obrázek 2.5: Struktura paketu linkové vrstvy pro LE 1M a LE 2M PHY

2.2.3. Typy paketů

BLE pakety jsou dvojího typu a z hlediska linkové vrstvy mají jednotnou strukturu, viz obrázek 2.5. V případě advertisement zpráv se používá struktura Advertising Physical Channel PDU (Protocol Data Unit). Je-li paket přenášen na některém z datových kanálů, používá se Data Physical Channel PDU. Advertisement zpráv jsou historicky limitované co se týče maximální délky. V případě Bluetooth verze 4.0 je maximální délka dat (payload) 31 bytů. Tento limit byl navýšen u Bluetooth verze 5.0 a uživatel má možnost zaslat až 255 bytů. To je však možné pouze s využitím tzv. Extended advertisement zpráv, kdy v rámci primárních kanálů dochází pouze k odeslání informace, že na určitém datovém kanálu lze očekávat obsah advertisement zprávy. V případě datových zpráv mohl uživatel v Bluetooth verze 4.0 zaslat maximálně 20 bytů uživatelských dat (paket o délce 27 bytů). V Bluetooth verze 5.0 je možné zaslat až 244 bytů uživatelských dat (paket o délce 251 bytů).

Struktura paketů uvedená na obrázku 2.5 platí v případě LE 1M nebo LE 2M PHY. U kódované varianty (LE CODED PHY) je struktura mírně odlišná z důvodu přítomnosti kontrolních součtů. K rozlišení, o který typ paketu se jedná se používá preamble. V případě LE 1M a LE 2M PHY má preamble podobu alternujících bitů 0 a 1. Pro LE 1M PHY se používá preamble o délce 8 bitů, pro LE 2M PHY preamble o délce 16 bitů. V případě LE CODED PHY má preamble délku 80 symbolů a skládá se z 10 opakování 8-bitové sekvence 00111100 [11].

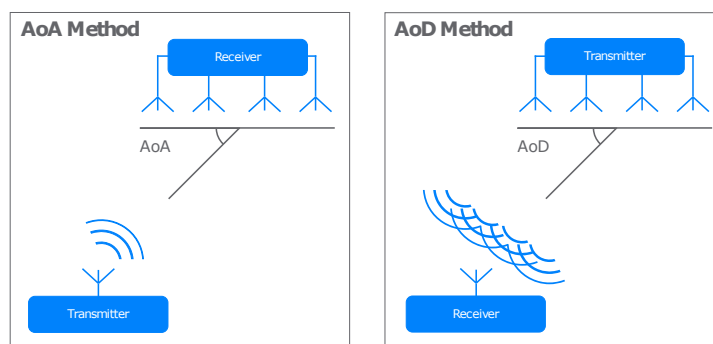
3

Bluetooth Direction Finding

Technologie Bluetooth Direction Finding umožňující určit směr šíření radiového signálu je stěžejní funkcionalitou rozšíření Bluetooth verze 5.1 představeného v roce 2019. Tato technologie byla zavedena s cílem zkvalitnit přesnost lokalizačních služeb, kde se doposud používala výhradně řešení založená na síle přijímaného signálu (RSSI), která mají velmi omezenou přesnost, neboť síla signálu není závislá pouze na vzdálenosti mezi přijímačem a vysílačem.

Direction Finding je souhrnný termín zahrnující technologie pro lokalizaci zdroje radiového signálu. Cílem je odhadnout směr šíření signálu analýzou vlastností přijímaného elektromagnetického pole [24]. Princip lokalizace je známý již z počátků radiové komunikace, avšak k významnému posunu v této oblasti došlo až v souvislosti s nasazením systému na bázi číslicového zpracování dat. V dnešní době v této oblasti převažují systémy využívající na analýzu signálu získaného z několika v prostoru rozmístěných antén.

Bluetooth Direction Finding lze použít ke stanovení polohy ve 2D nebo 3D prostoru v závislosti na konfiguraci systému pro lokalizaci. K tomuto účelu definuje standard dvě metody. První z nich se označuje Angle of Arrival (AoA), druhá Angle of Departure (AoD). V obou případech se využívá faktu, že při příjmu (AoA) nebo vysílání (AoD) rádiových signálů pomocí systému více antén dochází k fázovému posunu signálu na jednotlivých anténách. Při použití AoA obsahuje přijímač soustavu více antén jak je znázorněno na obrázku 3.1. Při použití AoD je tomu opačně a vysílač obsahuje anténní soustavu, která umožňuje vytvořit různě fázově posunutý radiový signál, který je při příjmu detekován přijímačem. Z fázového posunu a znalosti konfigurace anténního pole lze následně vypočítat úhel, ze kterého se šíří radiový signál. Je-li k dispozici více přijímačů v případě AoA nebo více vysílačů v případě AoD, je možné za pomoci triangulace stanovit polohu v 2D nebo 3D prostoru.

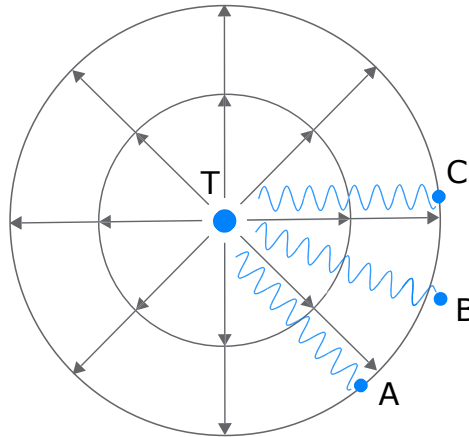


Obrázek 3.1: Princip určení směru šíření signálu pomocí metody AoA (anténní pole na straně přijímače) a metody AoD (anténní pole na straně vysílače) [5]

Princip vzniku fázového rozdílu je demonstrován na obrázku 3.2. V případě, že budeme uvažovat ideální vysílač radiového signálu (označen jako T) a ideální prostředí neobsahující žádné překážky, které by mohly bránit šíření radiového signálu, pak platí, že radiový signál se šíří od vysílače rovnoměrně ve všech směrech rychlostí světla. Radiový signál je elektromagnetické vlnění, které se na straně přijímače

jeví jako sinusový signál o určité frekvenci, amplitudě a fázi. V určitém čase t lze změřit amplitudu a fázi takového signálu. Budeme-li kolem vysílače uvažovat kouli o určitém poloměru, pak pro všechny body ležící na povrchu této koule platí v důsledku rovnoměrného šíření, že v čase t bude přijímaný sinusový signál mít stejnou fázi a amplitudu (viz body A a C). Budeme-li mít dva body (viz body A a B), které však leží v jiné vzdálenosti od vysílače T a jejich vzájemná vzdálenost není celým násobkem vlnové délky radiového signálu, pak v těchto bodech budeme přijímat v čase t signál s odlišnou fází. Ze znalosti vzdálenosti bodů A a B můžeme určit úhel, který svírá úsečka AB a zdroj radiového signálu T.

Je zřejmé, že pro dané t fáze signálu cyklicky roste od 0 do 360 stupňů s rostoucím poloměrem koule. V případě amplitudy však hodnota s rostoucím poloměrem neustále klesá, protože energie signálu se rozprostírá na stále větší ploše. Pomocí uvedeného principu je možné stanovit pouze směr šíření signálu v 2D prostoru. Abychom mohli určit směr v 3D prostoru, je nutné použít konfiguraci anténního pole takovou, která umožní zjistit úhel nejen v horizontální ale také ve vertikální rovině.



Obrázek 3.2: Šíření rádiového signálu od vysílače (bod ve středu) směrem k přijímači. V obrázku jsou přijímače v různých pozicích znázorněny pomocí bodů A, B a C.

3.1. Stanovení úhlu

Bude-li platit $|TA| \gg |AB|$, tj. že vzdálenost vysílače T od bodů A a B je mnohem větší, než-li vzdálenost bodů A a B, pak lze radiový signál považovat za planární. Tato situace je znázorněna na obrázku 3.3. Budeme-li umět změřit u přicházejícího signálu fázový rozdíl Δ_ϕ mezi oběma anténami, jsme schopni na základě známé vzdálenosti $d = |AB|$ a rychlosti šíření elektromagnetického vlnění následně určit úhel θ , který odpovídá úhlu, ze kterého přichází radiový signál. K určení úhlu využíváme znalosti poměrů stran v pravoúhlém trojúhelníku s přeponou o délce d a odvěsnou o délce e

$$\theta = \arccos \frac{e}{d}, \quad (3.1)$$

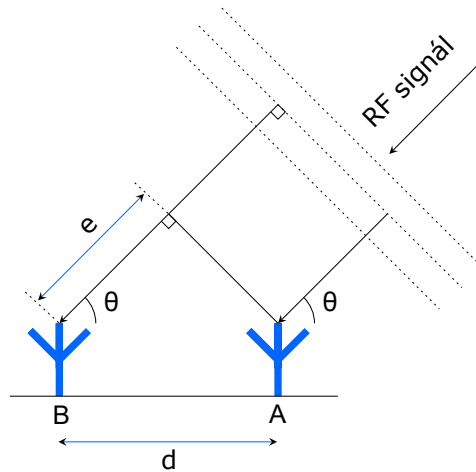
kde vzdálenost e je rovna násobku rychlosti šíření elektromagnetického vlnění daným médiem a propagačního zpoždění. Pokud budeme uvažovat, že signál dorazí k anténě A v čase t_A , pak k anténě B dorazí v čase $t_B > t_A$ a platí, že $e = c(t_B - t_A)$, kde konstanta c pro běžná přenosová média odpovídá rychlosti šíření světla. Budeme-li v nějakém okamžiku $t > t_B$ sledovat fázi signálu přicházejícího k anténě A a B, bude se nám jevit signál v bodě B fázově posunutý (zpožděný), přičemž vzniklý fázový rozdíl bude úměrný e .

Vzdálenost e lze stanovit na základě znalosti frekvence radiového signálu f následovně:

$$e = \frac{c}{2\pi f} \cdot \Delta_\phi = \frac{\lambda}{2\pi} \cdot \Delta_\phi, \quad (3.2)$$

kde $\lambda = \frac{c}{f}$ odpovídá vlnové délce radiového signálu. Ze vztahu je zřejmé, že pokud je fázový rozdíl roven 0° , pak $e = 0$, což odpovídá situaci, kdy $\theta = 90^\circ$. Naopak, situace kdy platí, že $\Delta_\phi = 2\pi$, odpovídá posunu signálu o celou vlnovou délku, tj. $e = \lambda$. Dosazením e do vztahu 3.1 dostáváme

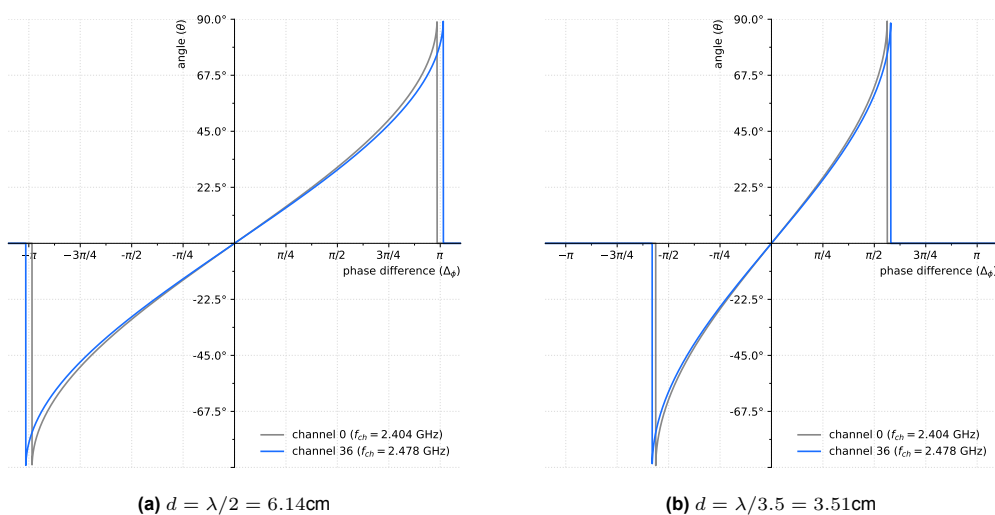
$$\theta = \arccos\left(\frac{\lambda}{2\pi} \cdot \frac{1}{d} \cdot \Delta_\phi\right) \quad (3.3)$$



Obrázek 3.3: Princip určení úhlu, ze kterého přichází radiový signál

Z teoretického hlediska může hodnota fázového rozdílu Δ_ϕ nabývat libovolných hodnot. V praxi však narazíme na omezení vyplývající z periodicity radiového signálu a definičního oboru funkce arccos. Při příjmu periodického signálu jsme schopni stanovit amplitudu a fázi, přičemž fáze je vždy v rozsahu 0 až 2π nebo alternativně $\pm\pi$. Vzdálenost e však může být v závislosti na úhlu libovolným násobkem vlnové délky. Největší hodnoty nabývá tehdy, je-li úhel $\theta = 0^\circ$ přičemž dle situace znázorněné na obrázku 3.3 platí, že $e = d \cos \theta = d$. Uvažujme situaci, kdy $d = \frac{3}{4}\lambda$. Při takové konstelaci můžeme mít v určitém okamžiku t v bodě A signál s fází 0° a v bodě B signál s fází 270° . Pokud by byl vysílač T blíže bodu A, jedná se o fázový rozdíl 90° . Pokud by ale byl vysílač T blíže bodu B, jedná se o fázový rozdíl 270° . Vzhledem k tomu, že polohu vysílače neznáme, nemá tato úloha jednoznačné řešení. A proto, abychom byli schopni jednoznačně určit, která anténa je blíže vysílači T, je nutné omezit fázový rozdíl tak, aby absolutní hodnota e byla menší než $\frac{1}{2}\lambda$, což odpovídá fázovému rozdílu $\pm 180^\circ$. Tuto podmínku lze splnit jedině tak, že vzdálenost antén d nebude větší než-li $\frac{1}{2}\lambda$. Díky tomuto omezení víme s jistotou, že fázový rozdíl nemůže být větší než-li 180° a jsme schopni jednoznačně určit, která z antén je blíže vysílači. S ohledem na tento požadavek je výhodné vzdálenost d vyjadřovat jako násobek vlnové délky $d = k\lambda$, čímž dostáváme vztah

$$\theta = \arccos\left(\frac{\Delta_\phi}{2\pi k}\right) \quad (3.4)$$



Obrázek 3.4: Průběh θ v závislosti na fázovém rozdílu, vzdálenosti antén a použitém BLE kanálu

Vztah mezi fázovým rozdílem Δ_ϕ a úhlem θ je nelineární a jeho průběh můžeme vidět na obrázku 3.4.

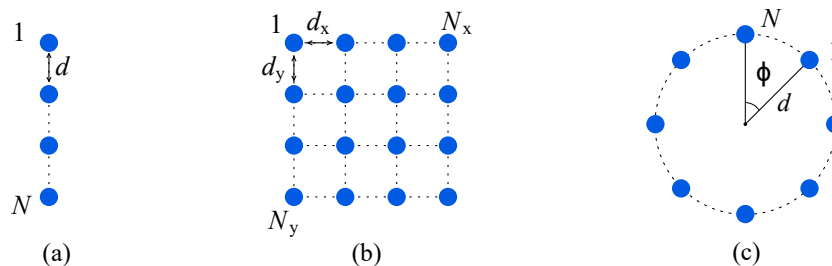
Vzhledem k tomu, že úhel je funkcí frekvence radiového signálu, je na obrázku znázorněn průběh pro nejnižší a nejvyšší frekvenci BLE spektra, tj. sekundární kanály číslo 0 a 36 (signál není možné dle specifikace vysílat na primárních kanálech). V levé části je znázorněna situace, kdy $k = 1/2$. K výpočtu d byla použita střední frekvence BLE pásma odpovídající frekvenci logickému kanálu číslo 18, tj. 2.442 GHz. Je-li vzdálenost antén na hraniční hodnotě, tj. $d = \lambda/2$, pak si můžeme všimnout, že při vysílání na kanálu č. 0 dochází k porušení podmínky na maximální hodnotu fázového rozdílu. Z tohoto důvodu je vhodné mít vzdálenost antén menší. Např. referenční implementace od společnosti TI [23] má antény vzdáleny 3.5cm, což odpovídá konfiguraci $k = 1/3.5$ (viz pravá část obrázku). Výhodou je možnost detekovat chyby v datech, neboť z teoretického hlediska není možné získat fázový rozdíl větší než cca $5/8\pi$. Nevýhodou je redukováná přesnost z důvodu nevyužití celého rozsahu $\pm\pi$.

3.1.1. Anténní pole

Vzhledem k tomu, že stanovení úhlu je v praxi zatíženo různými efekty vnášejícími do výpočtu nepřesnosti (viz dále), používá se typicky namísto dvou antén tzv. pole antén (antenna array). Principem je využít většího počtu antén mezi kterými je možné vzájemně stanovit fázové rozdíly a tím eliminovat nepřesnosti. Z teoretického hlediska můžeme mít libovolné uspořádání antén, avšak snahou je mít takové uspořádání, v rámci které lze snadno definovat geometrické vztahy mezi jednotlivými anténami. Mezi nejčastěji používané konfigurace patří:

- lineární anténní pole, angl. Uniform Linear Array (ULA) [3, 22],
- kruhové anténní pole, angl. Uniform Circular Array (UCA) [3, 22] a
- 2D lineární pole antén, angl. Uniform Rectangular Array (URA) [27, 22].

Lineární anténní pole má anténní prvky rovnoměrně rozmístěny na přímce, kruhové anténní pole je má rovnoměrně rozmístěny v rámci kružnice a matice v dvojrozměrné mřížce. Rozmístění jednotlivých prvků v rámci anténního pole je ilustrováno na obrázku 3.5. Vzhledem k tomu, že se jedná o uniformní architektury, lze každou konfiguraci snadno parametrizovat pomocí několika parametrů.



Obrázek 3.5: Typické konfigurace anténních polé: a) lineární anténní pole (ULA), b) dvojrozměrné lineární anténní pole (URA) a c) kruhové anténní pole (UCA)

Lineární anténní pole

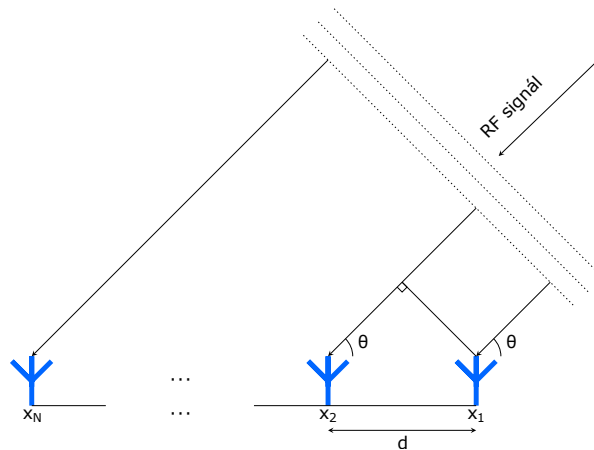
Situace pro lineární anténní pole (ULA) je znázorněna na obrázku 3.6. Pole tvoří N prvků, přičemž mezi dvojicí sousedních prvků je fixní vzdálenost d , pro kterou platí $d < \frac{1}{2}\lambda$.

Je-li vzdálenost mezi vysílačem a anténním polem mnohanásobně větší oproti šířce anténního pole, pak můžeme hovořit o vysílači ve vzdáleném poli (angl. far-field source). Za této podmínky je zakřivení kulové vlnoplochy šířícího se radiového signálu velmi malé a můžeme si dovolit situaci aproximovat a uvažovat rovinnou vlnoplochu (viz RF signál na obrázku 3.6). V případě rovinné vlnoplochy pak každá z antén vykazuje vůči směru šíření signálu stejný úhel θ . Zpoždění mezi signálem, který přijímáme v bodě x_1 a bodem x_i roste s rostoucím indexem i . Pokud budeme uvažovat ideální prostředí bez šumu a nedokonalostí, pak lze fázový rozdíl $\Delta_{\phi_{i,j}}$ měřený mezi dvojicí antén $1 \leq i \leq j \leq N$ použít k stanovení AoA následovně:

$$\theta = \arccos\left(\frac{\Delta_{\phi_{i,j}}}{2\pi(j-i)k}\right) \quad (3.5)$$

Pro potřeby lokalizace není ULA nejvhodnější konfigurací z důvodu některých omezení. Pole ULA má rozsah úhlů pouze 180 stupňů a poskytuje pouze informaci o azimutu, nikoliv elevaci. Pokud bychom chtěli rozšířit o podporu elevace, musíme použít dvě kolmé ULA pole, viz např. [30]. Naproti tomu matice

antén rovnoměrně rozmístěných v dvojrozměrné mřížce (URA) poskytuje vyšší přesnost a plný rozsah 360 stupňů a to jak v případě azimutu tak i elevace [27]. V praxi jsou používány různé konfigurace URA, přičemž nejčastější je varianta tvořená 4×4 anténními prvky, viz např. [27].



Obrázek 3.6: Lineární anténní pole, angl. Uniform Linear Array (ULA)

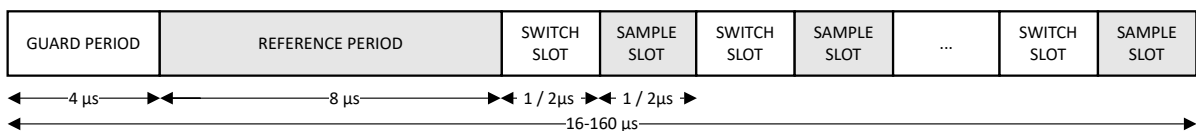
3.2. Bluetooth Constant Tone Extension

Z přechozího výkladu je zřejmé, že nezbytným prvkem pro stanovení úhlu v případě AoA nebo AoD je umět měřit fázový rozdíl přijímaného radiového signálu. K tomu však potřebujeme na straně přijímače signál mající konstantní frekvenci. Pro potřeby AoA a AoD bylo v BLE 5.1 zavedeno rozšíření Constant Tone Extension (CTE). CTE je volitelné pole na konci paketu linkové vrstvy, viz obrázek 2.5, které způsobuje, že určitá část paketu se z pohledu přijímače chová jako signál s konstantní frekvencí. S touto znalostí může přijímač vzorkovat průběh takového signálu a určit jeho fázi. Umožníme-li vzorkování signálu z více antén, můžeme na straně přijímače vypočítat, z jakého úhlu vysílaný signál přichází.

3.2.1. Vysílač

Protože BLE používá GFSK, můžeme CTE signál získat tak, že budeme po určitou dobu vysílat sekvenci jedniček, na kterou nebude aplikován whitening. Za této situace dochází k vysílání radiového signálu majícího frekvenci, která odpovídá střední frekvenci kanálu zvýšeného o hodnotu 250 kHz nebo 500 kHz v závislosti na použité fyzické vrstvě (viz tabulka 2.2). Vzhledem k tomu, že CTE signál je posunut o 250 kHz (nebo 500 kHz) výše než centrální frekvence kanálu, je třeba tuto skutečnost zohlednit při výpočtu vzdálenosti e . Vzhledem k tolerancím (viz Tabulka 2.2) se však frekvence CTE v praxi od uvedených nominálních hodnoty liší a to nejen v čase ale i v závislosti na teplotě a frekvenci přenosového kanálu.

CTE může být součástí Advertisement i datových paketů (viz obrázek 2.5, avšak s jistými omezeními. CTE např. nemůže být zasláno skrze isochronní kanál. Dalším omezením je nemožnost přenášet CTE v rámci LE CODED PHY.



Obrázek 3.7: Struktura CTE (upraveno dle [11])

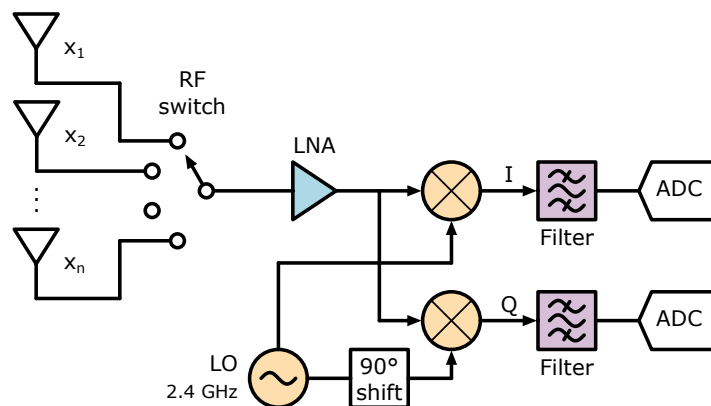
Struktura CTE signálu je znázorněna na obrázku 3.7. Pro podporu AoA a AoD je signál členěn na tři části. CTE signál začíná ochrannou periodou, která má trvání $4 \mu\text{s}$. Cílem je zabránit tzv. mezisymbolové interferenci. Ochranná perioda je přijímačem ignorována. Následujících $8 \mu\text{s}$ se označuje jako referenční perioda. Zbytek CTE je rozdělen do dvou typů postupně střídaných se úseků (tzv. slotů) stejné délky. Délka slotů může být buď $1 \mu\text{s}$, nebo $2 \mu\text{s}$ dle volby uživatele. Podpora časového slotu $2 \mu\text{s}$ je na straně BLE transceiveru povinná, zatímco časový slot $1 \mu\text{s}$ je volitelný. Délka trvání slotu zůstává

konstantní a není jí možné v průběhu přijímání CTE měnit. Aby se minimalizovala cena a snížil počet přijímačů, používá BLE schéma označované jako switch-then-sample. Namísto souběžného vzorkování všech anténních prvků ve stejnou dobu se vzorkuje pouze jedna anténa v jeden časový okamžik (viz obrázek 3.8). To znamená, že je zapotřebí VF přepínač, pomocí kterého je možné zvolit, která anténa bude připojena na vstup přijímače. Z tohoto důvodu se sloty dělí na přepínací (angl. switch slot) a vzorkovací (angl. sample slot).

V případě AoA dochází k přepínání antén na straně přijímače. V případě AoD na straně vysílače. V obou případech je nutné po přepnutí antény počkat určitou dobu na ustálení signálu. K přepnutí může dojít pouze v rámci switching slotu. Standard však nevyžaduje, aby k přepnutí došlo v rámci každého switching slotu. Počet vzorků lze volit na straně vysílače tak, aby celková doba trvání CTE byla celým násobkem 8 μ s a pohybovala se mezi 16 μ s a 160 μ s.

3.2.2. Přijímač

Abychom mohli na straně přijímače určit fázový rozdíl, musí být přijímací strana schopna automaticky přepínat antény na základě uživatelem definovaného vzoru, detekovat přítomnost CTE paketu, ve správném okamžiku aktivovat vzorkování konstantního signálu, a především poskytnout uživateli požadovaná data, pomocí kterých bude možné fázový rozdíl vypočítat.



Obrázek 3.8: Struktura přijímače CTE

Na obrázku 3.8 je znázorněna zjednodušená struktura Bluetooth přijímače. Výstup z anténního pole je veden přes VF analogový přepínač na vstup BLE přijímače. Aby byla zajištěna flexibilita, není přepínač součástí přijímače a uživatel tak může použít libovolnou architekturu anténního pole. Standard vyžaduje pouze to, aby byl BLE přijímač vybaven digitálními výstupy, pomocí kterých bude možné automaticky generovat kombinace pro řídicí vstup přepínače. Na vstupu přijímače se nachází nízkofrekvenční VF zesilovač (blok LNA), který zajišťuje dostatečnou úroveň signálu pro kvadraturní směšovač (I/Q demodulátor), který tvoří základ přijímače. Úkolem demodulátoru je konvertovat vysokofrekvenční signál (2.4GHz) do základního pásma (0 - 2 MHz) za pomoci lokálně generovaného vysokofrekvenčního signálu (blok LO) a dvou směšovačů. Demodulátor rozdělí vstupní signál do dvou větví a to tzv. přímé (též nazývané synfázní) (I) a kvadraturní (Q). Následují antialiasingové filtry typu dolní propust, které zabrání vstupu nežádoucím kmitočtům do A/D převodníků, které převádí spojitý signál na signál diskretní. Princip IQ demodulátoru je založen na skutečnosti, že libovolný radiový signál $s(t)$ o konstantní úhlové frekvenci $\omega = 2\pi f$ a o libovolně časově proměnné fázi $\varphi(t)$ a amplitudě $A(t)$ je možné zobrazit v komplexní rovině jako fázor složený ze dvou vzájemně svázaných složek $I(t)$ a $Q(t)$ o stejné frekvenci a to následovně:

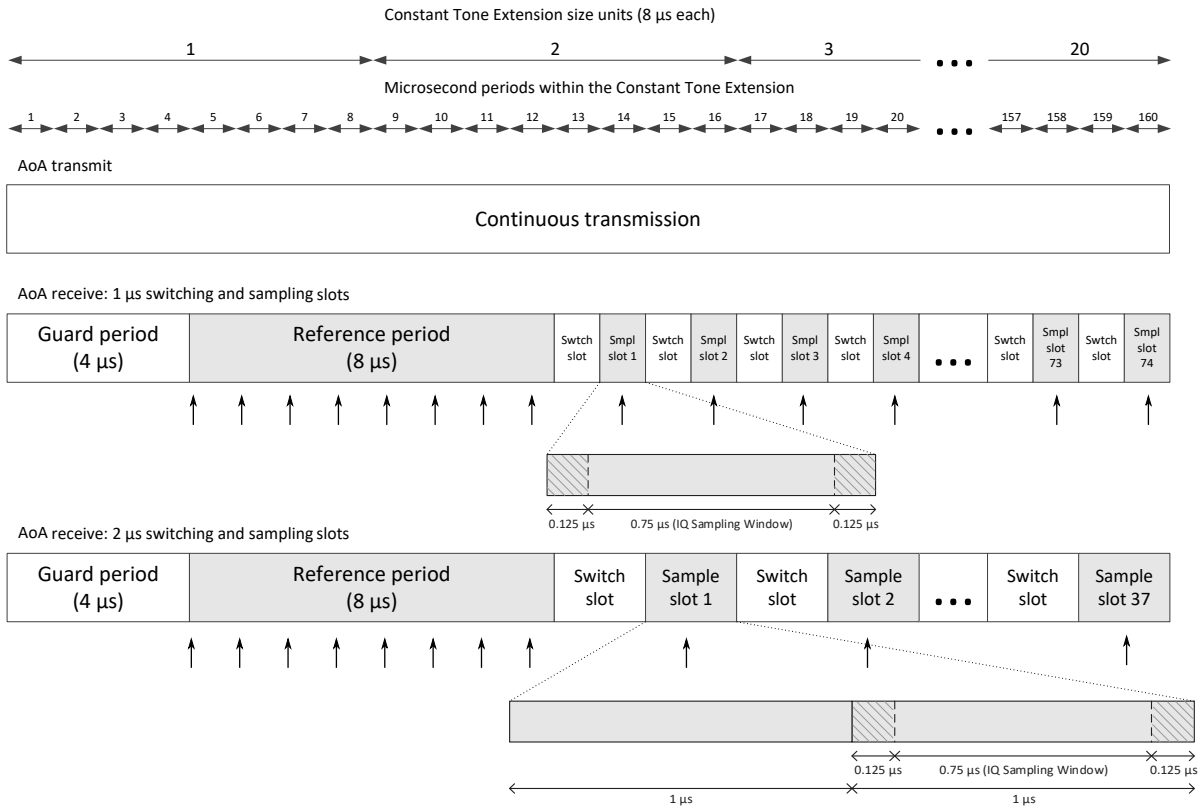
$$s(t) = A(t)\sin(\omega t + \varphi(t)) = I(t) \sin \omega t + Q(t) \cos \omega t, \quad (3.6)$$

přičemž pro složku I a Q platí následující vztahy

$$I(t) = A(t) \cos \varphi(t) \quad (3.7)$$

$$Q(t) = A(t) \sin \varphi(t) \quad (3.8)$$

I/Q data jsou ve skutečnosti pouhým převodem amplitudové a fázové informace z polárního souřadnicového systému do kartézského souřadnicového systému a s využitím trigonometrie lze informace



Obrázek 3.9: Režim AoA: struktura CTE z hlediska vysílače a přijímače a okamžiky, kdy dochází k vzorkování dat (částečně převzato z [11])

v polárních souřadnicích převést zpět. Známe-li hodnotu I a Q v určitém časovém okamžiku t , jsme schopni určit amplitudu a fázi CTE signálu následovně:

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (3.9)$$

$$\varphi(t) = \arctan \frac{Q(t)}{I(t)} \quad (3.10)$$

Složky I a Q můžeme též chápat jako reálnou a imaginární složku komplexního čísla z , jehož algebraický tvar je $z(t) = I(t) + jQ(t)$. Každé komplexní číslo z různé od nuly je možné jednoznačně vyjádřit také v goniometrickém tvaru pomocí jeho modulu $|z|$ (vzdálenosti od počátku souřadného systému) a argumentu α (úhlu v rozsahu $0 - 2\pi$) jako $z = |z|(\cos \alpha + j \cdot \sin \alpha) = |z| \cdot e^{j\alpha}$. Dosazením vztahu 3.9 a 3.10 dostáváme následující rovnost

$$z(t) = I(t) + jQ(t) = A(t) \cdot e^{j\varphi(t)}. \quad (3.11)$$

Vzorkování

I/Q vzorky a přítomnost více antén hraje fundamentální roli při stanovení fázového rozdílu, který je následně použit pro výpočet úhlu. Dle specifikace přijímač začíná vzorkovat I/Q složky a posílat je dále v případě, kdy je detekován platný paket s příznakem indikující přítomnost CTE. To je také důvod, proč je CTE přítomno až za kontrolním součtem CRC. Volitelně je též možné provádět vzorkování i v případě, že CRC není korektní. Časování vzorkování a přepínání antén je plně pod kontrolou BLE přijímače a uživatel má typicky pouze omezené možnosti, co se týče nastavení a záleží na výrobci, jaké možnosti poskytne uživateli v rámci API. Mezi základní parametry vždy patří posloupnost určující, v jakém sledu budou aktivovány jednotlivé prvky anténního pole, tzv. *antenna switching pattern*. Mezi nejčastěji používané vzory patří:

- *Round Robin* odpovídající sekvenci $[1, 2, \dots, N, 1, 2, \dots]$,

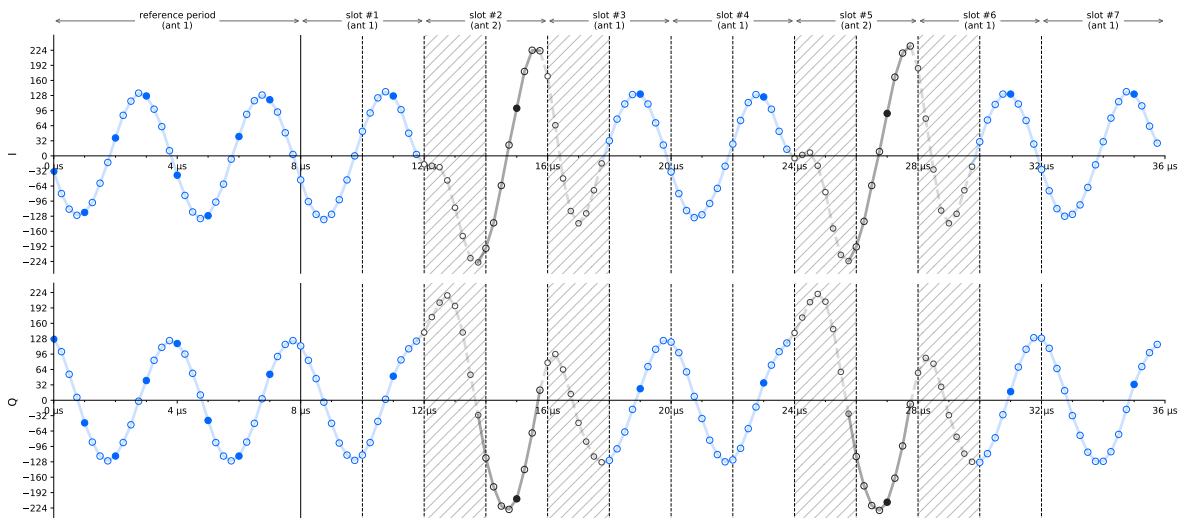
- *Return to First* odpovídající sekvenci $[1, 2, 1, 3, \dots, 1, N]$, nebo
- *Mirror* $[1, 2, \dots, N, N - 1, \dots, 2, 1]$,

kde hodnota N odpovídá počtu prvků anténního pole. Volba sekvence závisí na použitém algoritmu.

Ke vzorkování I/Q dat dochází během referenční periody a dále během každého vzorkovacího slotu. Standard požaduje, aby bez ohledu na použitý režim, byla referenční perioda vzorkována minimálně s periodou $1 \mu\text{s}$. S ohledem na dobu trvání periody je k dispozici minimálně 8 I/Q vzorků. Dále je požadováno, aby k vzorkování docházelo minimálně jednou v rámci každého vzorkovacího slotu. Celkový počet vzorků, které můžeme získat je 9 až 45 bodů v případě použití $2 \mu\text{s}$ slotů, což odpovídá 1 až 37 vzorkovacím slotům. V případě $1 \mu\text{s}$ slotů je možné získat 10 až 82 bodů neboť je k dispozici až 74 vzorkovacích slotů. Způsob a okamžiky vzorkování pro potřeby AoA je ilustrován na obrázku 3.9. Abychom získali kvalitní data, mělo by docházet k vzorkování v pravidelných a fixních intervalech. Specifikace neurčuje přesný okamžik, ve kterém by mělo k sejmutí vzorku docházet. Namísto toho doporučuje, že k vzorkování by mělo docházet v oblasti začínající minimálně $0.125 \mu\text{s}$ po začátku vzorkovacího slotu a končící nejpozději $0.125 \mu\text{s}$ před začátkem navazujícího přepínacího slotu. V případě $2 \mu\text{s}$ slotů by mělo docházet k vzorkování v druhé mikrosekundě (viz situace na obrázku 3.9). K ukončení vzorkování může dojít i před přijmutím celého CTE a to v případě, není-li k dispozici dostatečné množství paměti. Detailní informace lze nalézt ve specifikaci BLE [11]. Z hlediska vysílače je situace významně jednodušší, neboť se jedná o kontinuální vysílání na dané frekvenci. K přepínání antén dochází v případě AoA pouze na straně přijímače.

Ukázka vzorkovaného CTE signálu

Na obrázku 3.10 je pro představu ukázka několika 8-bitových I/Q vzorků získaných příjmem reálného CTE signálu. V úvodní části je zachyceno $8 \mu\text{s}$ referenční periody. Poté následují IQ vzorky 7 slotů. Trvání vzorkovacího a přepínacího slotu bylo zvoleno $2 \mu\text{s}$. V případě slotu jsou zobrazena kompletní data, tzn. nejen ze vzorkovacího slotu, ale také z přepínacího.



Obrázek 3.10: Ukázka I/Q vzorků získaných vzorkováním reálného CTE signálu (anténní pole se dvěma anténami A1 a A2)

Data byla získána ze systému s dvěma anténami, které jsou orientované cca 45° vzhledem k vysílači. Vzorkovací perioda pro získání dat byla zvolena 4 MHz, abychom mohli vidět souvislosti v datech a sledovat ztrátu informace v nižší vzorkovací frekvence dle standardu Bluetooth. Signál z jednotlivých antén je barevně odlišen. Prvních $8 \mu\text{s}$ (referenční perioda) je použita anténa č. 1 a následně začne docházet k přepínání antén, přičemž se začne opakovat vzor 121, tj. vzorkována je nejdříve anténa č. 1, poté anténa č. 2 a následně anténa č. 1. V další trojici slotů se sekvence opakuje. Tato sekvence byla zvolena záměrně, abychom viděli, že můžeme mít v jistých případech platná data i v rámci přepínacích slotů.

Protože použitá HW platforma umožňuje nastavit 4x jemnější vzorkování oproti BLE standardu, máme pro ilustraci vzorky vyžadované standardem (tj. 8 vzorků referenční periody a dále 7 vzorků

z následujících 7 slotů) vyznačeny plnými body. Mimo to je možné vzorkování nakonfigurovat tak, abychom získali vzorky z každého slotu neohledně na jeho typ. To je vhodné pro účely ladění. Vyšrafované oblasti vyznačují slot, kdy dochází k přepínání antén a při kterém typicky dochází k artefaktům v datech. Zaměříme-li se např. na přepínací slot č. 2 (dvanáctá mikrosekunda), můžeme si všimnout, že po přechodnou dobu, která trvá cca 0.5 μ s, vzorky nenavazují ani na předchozí ani na následující sinusový průběh. To je dáno přechodným jevem v důsledku současné aktivace dvou vstupů v průběhu přepínání, které trvá cca 1 μ s.

Podíváme-li se na amplitudu signálu synfázní nebo kvadraturní složky, tak aniž bychom počítali amplitudu přijímaného sinusového signálu (viz rovnice 3.9), je zřejmé, že anténa č. 2 produkuje signál s větší amplitudou. To je způsobeno tím, že tato anténa je blíže vysílači a dále nerovnoměrností vyzařovacího diagramu antén. Tato skutečnost však v praxi nemá na stanovení úhlu vliv, protože poměr amplitud výrazně nevyvážený.

3.3. Režimy činnosti

Dle specifikace Bluetooth 5.1 je možné AoA nebo AoD provozovat v jednom ze dvou režimů – spojově orientovaném (angl. connection-oriented) nebo bezspojově (angl. connectionless). Ve spojově orientovaném režimu se paket s CTE zasílá na žádost jedné ze stran, mezi kterými je navázáno spojení. V bezspojovém režimu je CTE součástí periodicky zasílaných advertisement zpráv. Dle [31] se předpokládá, že AoD bude provozováno v bezspojovém režimu a AoA ve spojově orientovaném.

Oba způsoby získání paketu s CTE jsou podporovány díky tomu, že CTE je přidán k datovému paketu na úrovni linkové vrstvy - viz obrázek 2.5. Přítomnost CTE na konci paketu je indikována nastavením bitu CP (CTEInfo present) v hlavičce paketu linkové vrstvy a to jak u datových paketů, tak u advertisement paketů. Bit CP značí též přítomnost datového pole CTEInfo, které obsahuje parametry CTE. Konkrétně se jedná o dobu trvání signálu (CTETime) definovanou v násobcích základní jednotky 8 μ s a dále se jedná o variantu CTE (CTEType). Zde je na výběr jedné ze tří možností: AoA, AoD s 1 μ s sloty a AoD s 2 μ s sloty.

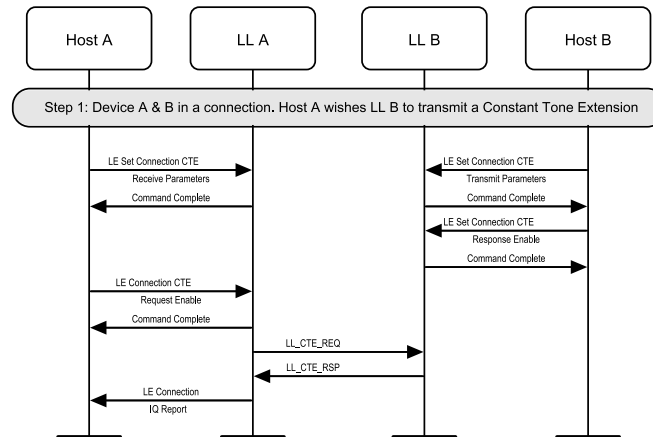
3.3.1. Connection-oriented CTE

Pro podporu spojově orientovaného režimu standard přidává na úrovni linkové vrstvy dva nové typy paketů a sice paket LL_CTE_REQ a LL_CTE_RSP. Paket LL_CTE_REQ se využívá k zaslání požadavku o paket LL_CTE_RSP, který obsahuje CTE. Požadavek může zaslat libovolná z komunikujících stran, tj. buď zařízení v roli Central nebo v roli Peripheral. Součástí požadavku jsou dvě datová pole odpovídající obsahu CTEInfo, na základě kterých strana zpracovávající požadavek provede konfiguraci parametrů CTE. V případě, že druhá strana rozšíření CTE podporuje, reaguje zasláním paketu LL_CTE_RSP, který obsahuje CTE. V opačném případě je zaslána univerzální odpověď LL_UNKNOWN_RSP. Na základě příchozího paketu LL_UNKNOWN_RSP je vygenerována na úrovni Bluetooth stack událost *LE Connection IQ Report*, jejíž součástí jsou I/Q vzorky. Konfiguraci, určující kolik vzorků je požadováno, jak provádět vzorkování, případně další je nutné provést před zasláním prvního požadavku o paket s CTE.

Celý proces je ilustrován na obrázku 3.11. Abychom mohli využít CTE, je nutné nejprve ustavit spojení. Pro AoA je zařízení označené jako Host B v roli vysílače CTE a zařízení Host A v roli přijímače. Po ustavení spojení je provedena konfigurace Bluetooth stacku zařízení Host A, jejímž účelem je definovat způsob a parametry vzorkování CTE. Následně je možné zasílat žádosti, na které zařízení Host B posílá odpovědi s CTE.

Výhody a nevýhody

Výhodou spojově orientovaného režimu je bezsporu jednoduchost použití. Zásadním předpokladem pro správnou funkci je však existence ustaveného a stabilního spojení. To může být problém zejména v případě, máme-li asymetrickou komunikační linku, tj. jednu stranu se slabším signálem, a dochází k výpadkům spojení. V závislosti na použití může být též nevýhodou zvýšená režie, kdy na každý přijatý CTE paket je nutné vyslat jeden požadavek. Protože CTE nemůže být zasláno přes CODED PHY, není možné používat plně symetrický kódovaný fyzický kanál. Kódován může být pouze směr od zařízení vysílajícího požadavky. Asymetrický režim komunikace je sice podporován standardem, avšak málo který výrobce jej podporuje ve svém firmware.

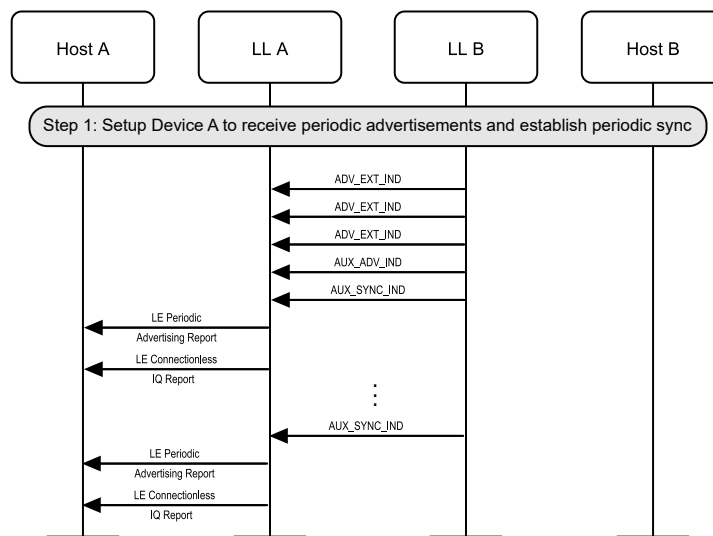


Obrázek 3.11: CTE ve spojově orientovaném režimu (převzato z [11])

3.3.2. Connectionless CTE

Bezspojový režim CTE je založen na příjmu tzv. *periodic advertisement* zpráv. Periodic advertisement je nový způsob doručování multicast zpráv zavedený ve standardu Bluetooth verze 5.0 s cílem redukovat spotřebu v případech, kdy potřebujeme určité informace pouze přijímat (jednosměrná komunikační linka). V případě běžného advertisementu (angl. Legacy Advertisement), kde jsou informace zasílány redundantně na primárních kanálech, je nutné mít na straně přijímače stále aktivní radiový přijímač, který provádí tzv. skenování. Důvodem je skutečnost, že přijímací strana nezná přesný okamžik, ve kterém dojde k odvysílání advertisement zprávy. Výhodou periodic advertisement je možnost informovat přijímací stranu, ve kterém okamžiku bude docházet k vysílání informace. Zde se využívá skutečnosti, že typicky chceme data doručovat opakovaně v určitých fixních intervalech. Vzhledem ke znalosti intervalu pak přijímací strana může deaktivovat přijímač mezi jednotlivými příjmy.

Rozšíření tohoto konceptu pro potřeby doručení CTE je již přímočaré. Paket zasílaný skrze mechanismus periodic advertisement má možnost obsahovat CTEInfo a CTE. Princip příjmu CTE v bezspojovém režimu je znázorněn na obrázku 3.12. Přijímací strana (Host A) čeká na doručení advertisement paketu typu AUX_SYNC_IND, který na konci obsahuje připojený CTE. Na základě přijatého paketu se vygeneruje událost *LE Connectionless IQ Report* obsahující navzorkovaná I/Q data.



Obrázek 3.12: CTE v bezspojovém režimu (částečně převzato z [11])

Situace s příjmem CTE je však komplikovanější, neboť abychom mohli přijímat pakety AUX_SYNC_IND,

je nutné nejprve zajistit synchronizaci přijímače s vysílačem (provést tzv. periodic sync). K tomuto účelu se využívá tzv. *extended advertisement* zpráv (ADV_EXT_IND), které byly taktéž zavedeny ve standardu Bluetooth verze 5.0. Smyslem rozšířených zpráv je využít primární kanál výhradně k informování přijímací strany o okamžiku, použité fyzické vrstvě a sekundárním kanálu, na kterém dojde k odvysílání kompletního advertisementu (zprávy AUX_ADV_IND). Hlavní motivací k zavedení tohoto konceptu je snaha uvolnit primární kanály a zejména odstranit omezení na délku přenášené informace, která u běžného advertisementu Bluetooth 4.2 činí 20 B. Pro potřeby periodického vysílání standard definuje nové pole SyncInfo, které může být součástí zprávy AUX_ADV_IND. Jedná se o poměrně komplexní informaci o celkové délce 18 B, která definuje časový offset, interval zpráv, výčet datových kanálů použitých k přenosu a další informace nezbytné k příjmu periodicky se opakujících AUX_SYNC_IND zpráv. Abychom tedy mohli úspěšně přijmout první AUX_SYNC_IND paket, je nutné nejdříve přijmout ADV_EXT_IND a AUX_ADV_IND. Od té chvíle již je možné deaktivovat scanner a začít přijímat v dané okamžiky pouze pakety typu AUX_SYNC_IND. Aktivovat synchronizační proceduru musíme až v případě, kdy dojde ke ztrátě synchronizace. K tomu může dojít jednak z důvodu slabého signálu, ale také z důvodu nepřesnosti hodinového systému a to na libovolné z obou stran.

Výhody a nevýhody

Podobně jako spojově orientovaný, bezspojový CTE režim má své výhody i nevýhody. Hlavní výhodou je, že není nutné udržovat spojení s druhou stranou. Nicméně ustavení synchronizace s vysílačem znamená jistou režii. Pokud se budeme zabývat dosahem, tak v případě zprávy ADV_EXT_IND jsme schopni zvolit CODED PHY a tím zvýšit spolehlivost doručení. Pro další pakety je však nutné použít 1M PHY, protože AUX_ADV_IND a AUX_SYNC_IND jsou nuceni použít stejné PHY a jedině 1M PHY umožňuje připojit CTE. Neexistuje tedy mechanismus, jak v případech slabého signálu zajistit doručení AUX_ADV_IND v případě ztráty synchronizace s přijímačem. Nevýhodou bezspojového režimu může být nutnost neustále vysílat CTE na straně vysílače. Takový způsob použití by byl nevhodný v případě, že budeme mít vysílač napájený z baterie a nebude existovat mechanismus, jak vysílání CTE deaktivovat.

3.4. Škálovatelnost

Budeme-li se zabývat škálovatelností, ani jeden z režimů CTE nenabízí ideální řešení pro systémy čítající stovky vysílačů. V případě spojově orientovaného CTE je nutné na obou stranách udržovat informaci o spojení. V případě AoA je tento požadavek kritický zejména pro přijímač. U bezspojového CTE je nutné udržovat synchronizační informaci. Je-li přijímač na straně lokalizačního systému, což je typický případ AoA, pak je provoz takového systému velmi neefektivní.

Z tohoto důvodu někteří výrobci, např. Silicon Labs, nabízí proprietární řešení umožňující vysílání a příjem CTE přímo v rámci *extended advertisement* zpráv [27]

4

Angle of Arrival

Vztah mezi úhlem dopadu θ a fázovým rozdílem získaným mezi dvojicí antén i a j je určen rovnicí 3.5. Zbývá definovat, jak určit fázový rozdíl $\Delta_{\phi_{i,j}}$ na základě znalosti I/Q vzorků získaných vzorkováním signálu z jednotlivých antén.

4.1. Výpočet úhlu z I/Q dat z teoretického hlediska

Využijeme-li vztahu 3.11, pak můžeme signál získaný z i -té antény vyjádřit pomocí komplexního čísla $z_i(t)$ a signál z j -té antény pomocí $z_j(t)$ následovně

$$z_i(t) = I_i(t) + iQ_i(t) = A_i(t) \cdot e^{i\varphi_i(t)} \quad (4.1)$$

$$z_j(t) = I_j(t) + iQ_j(t) = A_j(t) \cdot e^{i\varphi_j(t)} \quad (4.2)$$

Pro stanovení fázového rozdílu můžeme využít znalosti úhlů φ_i a φ_j takto:

$$\Delta_{\phi_{i,j}} = \varphi_i(t) - \varphi_j(t), \quad (4.3)$$

Výpočet v polárních souřadnicích

Hodnoty úhlů je možné získat přímo konverzí komplexních čísel do polárních souřadnic, viz vztah 3.10 následovně

$$\Delta'_{\phi_{i,j}} = \arctan\left(\frac{Q_i(t)}{I_i(t)}\right) - \arctan\left(\frac{Q_j(t)}{I_j(t)}\right) \quad (4.4)$$

Výpočet fázového rozdílu s využitím uvedeného vztahu není však úplně triviální a to z důvodu omezeného oboru hodnot funkce arkus tangens. Uvažujeme-li na vstupu $x \in \mathcal{R}$, pak pro obor hodnot platí, že $-\pi/2 \leq \arctan(x) \leq \pi/2$. V praxi tudíž nastanou případy, kdy znaménko funkce arkus tangens povede k chybnému fázovému rozdílu. Abychom tento problém eliminovali, je nutné vzorky před výpočtem transformovat v závislosti na tom, ve kterém kvadrantu se nachází, viz [9]. Alternativně bychom mohli místo funkce \arctan využít funkci atan2 , která řeší problém převodu do polárních souřadnic. Definiční obor je v rozsahu $0 \leq \text{atan2}(y, x) \leq 2\pi$, kde proměnné $y, x \in \mathcal{R}$ odpovídají jmenovateli a čitateli v $\arctan(y/x)$.

$$\Delta''_{\phi_{i,j}} = \text{atan2}(Q_i(t), I_i(t)) - \text{atan2}(Q_j(t), I_j(t)) \quad (4.5)$$

Ani v jednom případě se však nevyhneme potřebě další korekce, neboť je nutné ošetřit situaci kdy odečítáme větší úhel od menšího nebo výsledný úhel je větší než π . S využitím vztahu 4.5 lze $\Delta_{\phi_{i,j}}$ definovat takto

$$\Delta_{\phi_{i,j}} = \begin{cases} \Delta''_{\phi_{i,j}} - 2\pi, & \text{když } \Delta''_{\phi_{i,j}} > \pi \\ \Delta''_{\phi_{i,j}} + 2\pi, & \text{když } \Delta''_{\phi_{i,j}} < -\pi \\ \Delta''_{\phi_{i,j}}, & \text{jinak} \end{cases} \quad (4.6)$$

Nevýhodou takové korekce je značná citlivost na chyby v numerickém výpočtu, neboť hraniční hodnoty blízké se hodnotě $\pm\pi$ mohou způsobovat značné rozdíly (až 2π).

Výpočet v komplexní rovině

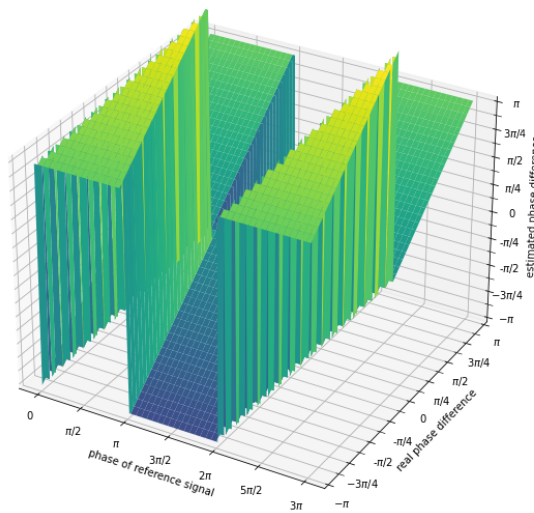
Jinou možností, jak zjistit fázový rozdíl je realizovat výpočet v rovině komplexních čísel. Lze ukázat, že součin dvou nenulových komplexních čísel z_i a z_j je komplexní číslo $z = z_i \cdot z_j = A_i(t) \cdot A_j(t) \cdot e^{j\varphi_i + \varphi_j}$, tzn. takové číslo, jehož argument odpovídá součtu úhlů $\arg(z) = \varphi_i + \varphi_j$. Využijeme-li této skutečnosti a budeme-li násobit komplexní číslo z_i číslem komplexně sdruženým k z_j , tj. $\bar{z}_j = I_j(t) - jQ_j(t) = A_j(t) \cdot e^{-j\varphi_j(t)}$, získáváme hodnotu $z' = z_i \cdot \bar{z}_j = A_i(t) \cdot A_j(t) \cdot e^{j\varphi_i - \varphi_j}$ jejíž argument odpovídá rozdílu úhlů $\arg(z') = \varphi_i - \varphi_j$. S využitím této vlastnosti lze fázový rozdíl definovat následovně:

$$\Delta\phi_{i,j} = \arg(z_i \cdot \bar{z}_j) \quad (4.7)$$

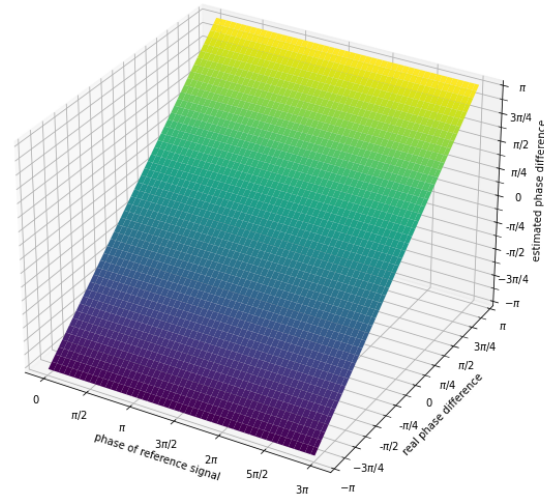
Dosazením složek I a Q a úpravou rovnice získáváme finální vztah

$$\Delta\phi_{i,j} = \text{atan2}(I_j(t)Q_i(t) - I_i(t)Q_j(t), I_i(t)I_j(t) + Q_i(t)Q_j(t)) \quad (4.8)$$

Výhodou tohoto přístupu je, že automaticky řeší zarovnění úhlu při překročení hodnoty 2π . Nevýhodou může být nutnost použít binární reprezentaci s dvojnásobným počtem bitů, neboť dochází k násobení I a Q složek. Začneme-li tímto způsobem počítat rozdíl úhlu mezi více čísly, pak budeme muset řešit problém normalizace složek abychom zabránili přetečení.



(a) Výpočet $\Delta\phi_{i,j}'$ dle vztahu 4.5



(b) Výpočet $\Delta\phi_{i,j}$ dle vztahu 4.8

Obrázek 4.1: Vztah mezi vypočteným fázovým rozdílem a reálným fázovým rozdílem mezi referenčním signálem a jeho fázově posunutou verzí

Vztah mezi vypočteným fázovým rozdílem a reálným fázovým rozdílem mezi referenčním signálem a jeho fázově posunutou verzí pro oba způsoby výpočtu je ilustrován na obrázku 4.1. Referenční signál odpovídá sinusovému signálu o frekvenci 250 kHz. V simulaci je uvažován fázový posun v celém rozsahu, tj. $\pm\pi$. V případě výpočtu podle vzorce 4.4 dochází i v případě použití funkce atan2 k chybám v důsledku chybějící korekce výsledného úhlu. Můžeme si všimnout, že je-li skutečný fázový rozdíl menší než 0° a počáteční fáze referenčního signálu je v rozmezí 2π až 3π , dostáváme zcela chybné výsledky.

4.2. Faktory ovlivňující výpočet úhlu v praxi

Z teoretického hlediska je výpočet úhlu přímočarý. V praxi však stanovení úhlu komplikuje řada faktorů, se kterými je zapotřebí se vypořádat. Cílem této sekce je jednotlivé problémy rozebrat a vysvětlit jejich podstatu.

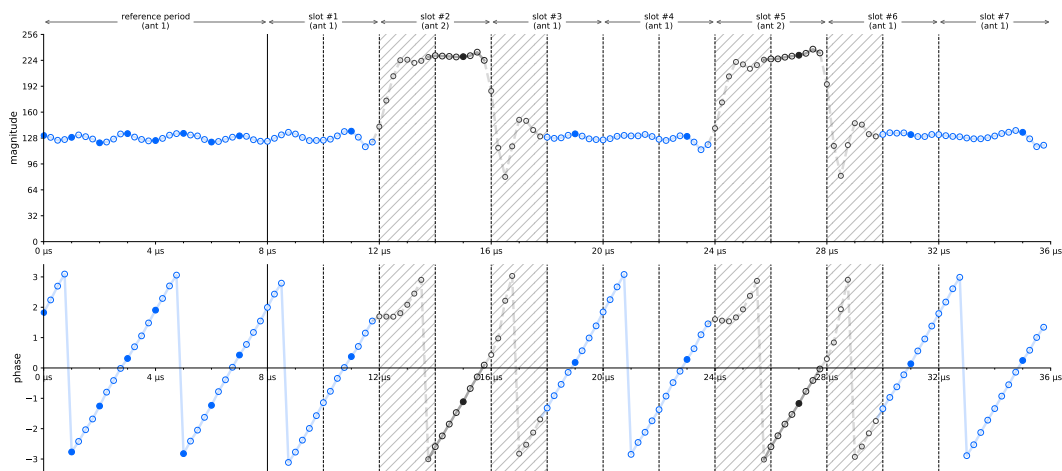
Aniž bychom to nějak komentovali, ve vztazích pro výpočet fázového rozdílu (viz např. rovnice 4.3) jsme záměrně neuváděli závislost na čase t a to z toho důvodu, že z teoretického hlediska by měl být

fázový rozdíl konstantní. K jeho výpočtu tedy stačí vzít jediný vzorek dat získaný v libovolný časový okamžik t . V praxi však tato podmínka neplatí, z důvodu následujících omezení:

- přenosový kanál není ideální,
- I/Q data jsou reprezentována v binární podobě s omezenou přesností,
- I/Q data nejsou z dvojice anténních vstupů vzorkována ve stejný okamžik,
- frekvence CTE signálu se může lišit od nominální frekvence v důsledku chyby v synchronizaci mezi vysílačem a přijímačem.
- anténní prvky se nechovají jako ideální izotropní antény

4.2.1. Šum v přenosovém kanálu

Na obrázku 4.2 je zobrazen průběh modulu a argumentu komplexního čísla, které odpovídá složkám zobrazeným na obrázku 3.10. Již na první pohled je patrné, že hodnota modulu není stabilní ani v rámci prvních $8\mu\text{s}$, tj. referenční periody. Navíc si můžeme všimnout, že hodnota modulu se mění v závislosti na použitém anténním vstupu. Pokud bychom podrobněji analyzovali vývoj argumentu a zobrazovali rozdíl dvou sousedních vzorků, tak zjistíme, že ani úhlová rychlost není konstantní. To je způsobeno jednak nepřesností I/Q vzorků a jednak nestabilitou vzorkovacího kmitočtu.



Obrázek 4.2: Průběh modulu a argumentu I/Q dat z obrázku 3.10

Na obrázku 4.3 můžeme vidět histogram zobrazující standardní odchylku modulu vypočtenou z prvních 32 vzorků (tj. vzorků odpovídajících referenční periodě, uvažujeme-li vzorkování na frekvenci 4MHz). Histogram je výsledkem analýzy dvou sad čítajících 18000 vzorků CTE signálu každá, pro úhly natočení v rozsahu $\pm 90^\circ$ krokované po 10° . Sada A byla získána měřením v bezodrazové komoře, sada B měřením v běžném laboratorním prostředí. Jako vysílač CTE byl použit kit LAUNCHXL-CC26X2R1. V případě sady A bylo použito vlastní anténní pole s SMD anténami. V případě sady B byl použito anténní pole BOOSTXL-AOA. V případě sady A rozdělení pravděpodobnosti přesně odpovídá běžně uvažovanému modelu Gaussovského bílého šumu, angl. Additive white Gaussian noise (AGWN). U sady B již můžeme vidět značnou deformaci distribuce, kterou má za následek interference viz sekce 6.1.

Model přenosového kanálu zohledňující šum

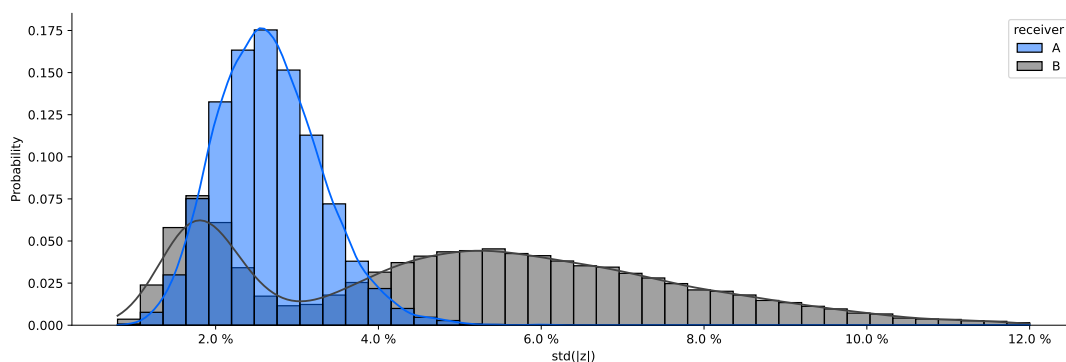
Označíme-li vysokofrekvenční signál generovaný vysílačem s , pak na straně přijímače dostáváme v čase t signál $x(t)$, který lze definovat jako

$$x(t) = a(\theta)s(t) + w(t), \quad (4.9)$$

kde $a(\theta)$ je odezva antény v závislosti na úhlu mezi přijímačem a vysílačem a $w(t)$ odpovídá Gaussovskému bílému šumu. Signál $s(t)$ lze s využitím komplexního počtu definovat jako

$$s(t) = s_0(t)e^{-j2\pi f_c t}, \quad (4.10)$$

kde $s_0(t)$ je signál v základním pásmu. V případě CTE $s_0(t)$ odpovídá sinusovému signálu o frekvenci 250 kHz uvažujeme-li 1M LE PHY. Hodnota f_c odpovídá střední frekvenci BLE kanálu použité jako nosnou frekvenci, na kterou je namodulován signál $s_0(t)$.

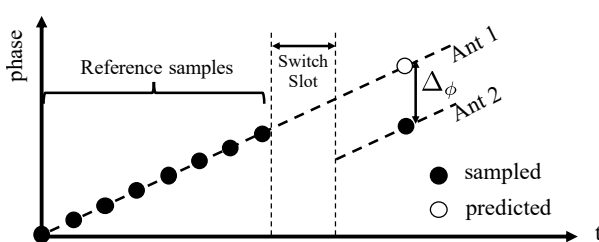


Obrázek 4.3: Distribuce standardní odchylky vzorků referenční periody uvažujeme-li přijímač v ideálním prostředí (situace A) a běžném laboratorním prostředí (situace B)

4.2.2. Neúplná informace

Vlivem šumu přítomného v přenosovém kanálu a omezení přesnosti binární reprezentace tedy dostáváme na vstupu algoritmu počítajícího úhel zkreslenou informaci. V důsledku toho v praxi získáme pro každý vzorek mírně odlišnou hodnotu úhlu a je tudíž zapotřebí najít způsob, jak z těchto hodnot efektivně určit výsledný úhel. Přítomnost šumu tvoří však pouze část problému. Kromě toho, že je informace zkreslena, je také neúplná a to z toho důvodu, že BLE používá kvůli zjednodušení nároků na HW postupné vzorkování anténních vstupů a v daném okamžiku je aktivována pouze jedna anténa. I/Q vzorky z jednotlivých antén jsou tudíž pořízeny v různé časové okamžiky t_i a t_j o jejichž vzájemném vztahu víme s omezenou přesností. Vlivem nepřesnosti ve vzorkování není zaručeno, že rozdíl $t_j - t_i$ bude vždy celým násobkem vzorkovací frekvence. Podobně není zaručeno, že signál dopadající na anténu v čase t_j bude odpovídat zpožděné variantě signálu získaného v okamžik t_i . Sekvenční způsob vzorkování tedy způsobuje částečnou ztrátu informace a to jak v prostorové, tak časové oblasti.

V literatuře můžeme nalézt řadu studií věnující se problematice obnovení ztracené informace, zejména pro anténní pole typu URA. Přehled metod lze nalézt např. v [32]. V případě BLE však můžeme využít znalosti struktury CTE a skutečnosti, že CTE je tvořeno sinusovým signálem s konstantní frekvencí. Budeme-li na chvíli ignorovat zkreslení v důsledku šumu, musíme po demodulaci získat sinusový signál s konstantní amplitudou a zejména konstantní úhlovou rychlostí. Tzn. signál, jehož fáze postupně v čase roste s konstantním přírůstkem. To platí pro každý z anténních vstupů nezávisle. I když ztratíme část informace, jsme schopni ji na základě této skutečnosti obnovit na základě předchozích a následujících I/Q vzorků pocházejících ze stejného anténního vstupu. V případě kanálu se šumem jsme schopni též provést rekonstrukci, avšak za předpokladu, že bude kanál stacionární.



Obrázek 4.4: Výpočet fázového rozdílu na základě znalosti průběhu referenční periody [8]

Jakožto proof of concept byl v [8] použit následující přístup využívající skutečnosti, že fáze CTE roste konstantní rychlostí. V rámci referenční periody CTE je z antény č. 1 získáno osm I/Q vzorků na základě kterých je vytvořen lineární model vývoje fáze sinusového signálu zohledňující přítomnost šumu. Po referenční periodě následuje přepnutí antény na anténu č. 2 a v rámci následujícího slotu dochází k vzorkování. Využijeme-li skutečnosti, že k vzorkování dochází v pravidelných intervalech, můžeme za pomoci lineárního modelu určit hodnotu fáze signálu na anténě č. 1 v době, kdy byl pořízen vzorek z antény č. 2., jak je demonstrováno na obrázku 4.4. Při výpočtu fáze je nutné zohledňovat periodicitu.

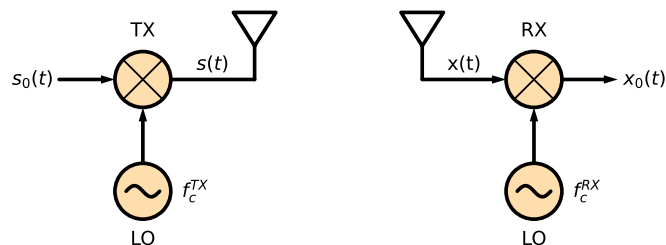
Je zřejmé, že takový přístup má svá omezení jelikož spoléhá na to, že první vzorek získaný z antény

č. 2 nebude zatížen chybou. Musíme být též schopni správně vytvořit lineární model průběhu fáze, což je obecně netriviální, neboť průběh fáze je cyklický a dochází ke skokové změně z hodnoty π na hodnotu $-\pi$.

4.2.3. Frekvence CTE signálu

Podíváme-li se do tabulky 2.2, můžeme si všimnout, že Bluetooth specifikace připouští odchylku až $\pm 10\%$ od nominální frekvence GFSK (25kHz pro LE 1M PHY používající 250 kHz). Protože CTE je generován pomocí sekvence jedniček vstupujících do GFSK, projeví se tato variabilita i zde a frekvence CTE signálu nebude přesně 250 kHz (500 kHz v případě LE 2M PHY).

Příčinu tohoto rozdílu je nutné hledat nikoliv v nepřesném zdroji pro GFSK, ale v principu fungování vysílače a přijímače jako celku. Na obrázku 4.5 je znázorněno zjednodušené schéma přijímače a vysílače, přesněji řečeno části zajišťující modulaci na nosnou frekvenci a demodulaci. Budeme-li na chvíli uvažovat ideální přenosový kanál, pak platí, že $x(t) = s(t)$. Komplikovanější situace však nastává pro demodulovaný signál $x_0(t)$. Abychom mohli prohlásit rovnost $x_0(t)$ a $s_0(t)$, musí platit, že jak na straně přijímače, tak na straně vysílače máme k dispozici generátor sinusového signálu majícího identickou frekvenci a fázi. Zajistit tuto podmínku v praxi by však bylo velmi nákladné, zejména uvědomíme-li si fakt, že generátor pracuje na kmitočtu 2.4 GHz.



Obrázek 4.5: Zjednodušená struktura vysílače a přijímače

Tento problém je znám jako posun nosné frekvence, angl. Carrier Frequency Offset (CFO). K posunu může docházet v principu ze dvou důvodů. Prvním důvodem je nesoulad mezi frekvencí oscilátoru na straně přijímače a oscilátoru na straně vysílače. Ten je způsobem rozdílnými vlastnostmi komponent v důsledku variability při výrobě. To však není jediná příčina. K rozladování oscilátoru dochází i vlivem změn teploty okolí. Druhým důvodem, který způsobuje rozdíl je Dopplerův jev. Pokud se přijímač a vysílač pohybuje, dochází ke změně vlnové délky radiového signálu vlivem Dopplerova efektu. Přibližuje-li se např. vysílač směrem k přijímači, na straně přijímače se frekvence přijímaného signálu zvyšuje úměrně k rychlosti pohybu.

Vysokofrekvenční signál je typicky generován pomocí krystalového oscilátoru kmitajícího řádově na desítkách MHz. Samotný krystal má výrobcem definovanou určitou přesnost udávanou v tzv. ppm jednotkách. Čím vyšší přesnost, tím dražší je jeho výroba. Hodnota ppm určuje jak moc se může měnit frekvence krystalového oscilátoru od jeho nominální hodnoty. Budeme-li uvažovat bezdrátový přenos realizovaný na frekvenci 2.4 GHz a krystal mající ± 20 ppm, což je poměrně běžná hodnota, tak maximální odchylka mezi přijímačem a vysílačem v důsledku CFO bude

$$\pm \frac{20}{10^6} \times 2.4 \times 10^9 = \pm 48 \text{kHz}$$

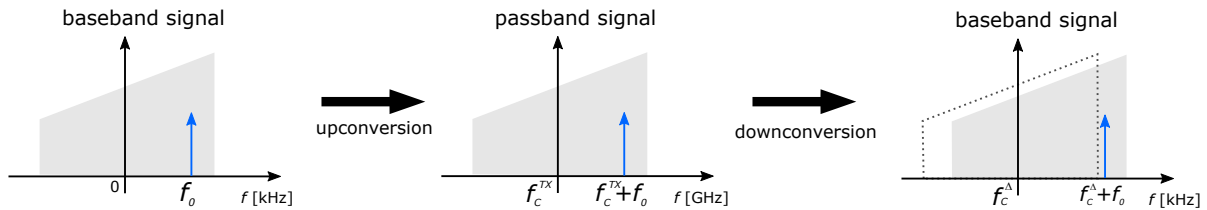
. V nejhorším případě může oscilátor na vysílací straně generovat frekvenci 20ppm nad (nebo pod) nominální frekvenci a přijímací strana 20ppm pod (nebo nad). Za této situace dochází k posunu o

$$\pm 2 \times 48 = \pm 96 \text{kHz}.$$

Jak je uvedeno v tabulce 2.2, standard Bluetooth připouští variabilitu v případě nosné frekvence u LE 1M PHY až ± 150 kHz.

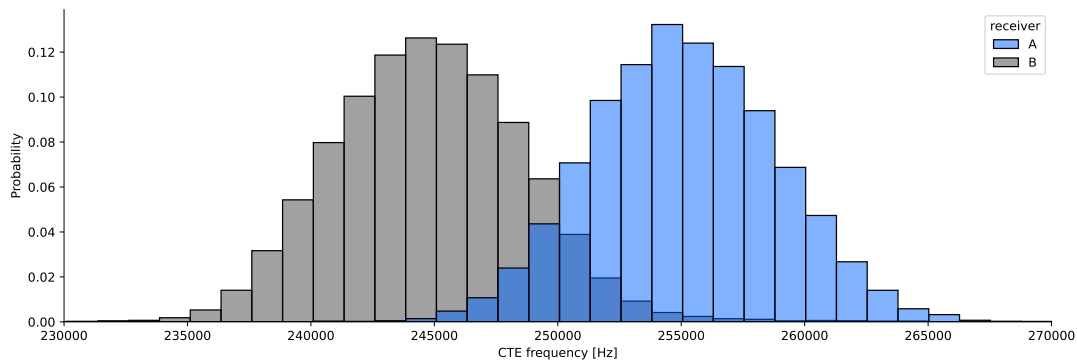
Abychom porozuměli, jaký má vliv CFO na frekvenci CTE a I/Q data, je nutné pochopit princip modulace a demodulace s využitím směšovače. Jak jsme si nastínili v sekci 3.2.2 (viz rovnice 3.6), směšovač má schopnost převést vysokofrekvenční signál na signál v základním pásmu pomocí posunu

ve frekvenčním spektru. Předpokládejme, že na straně vysílače máme sinusový signál $s_0(t)$ o frekvenci $f_0 = 150\text{kHz}$. Směšovač na straně vysílače tento signál posune a získáme průběh, který je ve formě elektromagnetického vlnění bezdrátově přenášen směrem k přijímači. Frekvence tohoto vlnění je rovna součtu nosné frekvence směšovače f_c^{TX} a f_0 . Na straně přijímače je přijatý vysokofrekvenční signál $x(t)$ vynásoben sinusovým signálem o frekvenci f_c^{RX} , čímž dochází k posunu směrem dolů. Tzn. získáme sinusový signál, jehož frekvence je rovna $f_{x_0} = f_0 + f_c^{TX} - f_c^{RX}$. Z tohoto vztahu je zřejmé, že jakýkoliv nesoulad mezi f_c^{TX} a f_c^{RX} způsobí posun frekvence přijímaného signálu o $f_c^\Delta = f_c^{TX} - f_c^{RX}$. Namísto frekvence 150kHz můžeme přijímat signál např. o frekvenci 175kHz. Tato situace je znázorněna na obrázku 4.6.



Obrázek 4.6: Posun signálu v základním pásmu na straně přijímače v důsledku rozdílné frekvence nosné na straně přijímače.

Efekt CFO je ilustrován na obrázku 4.7, kde můžeme vidět histogram frekvence signálu CTE signálu tak, jak ji pozorujeme z I/Q vzorků na straně přijímače. Frekvence byla vypočtena ze stejných dvou sad 18000 měření, které byly zmíněny v předchozí části. K výpočtu frekvence CTE byl použit Maximum Likelihood estimátor [7] a prvních 16 + 16 vzorků referenční periody. Můžeme vidět, že oba histogramy vykazují charakter Gaussovského pravděpodobnostního rozdělení. Frekvence CTE odpovídá požadavkům specifikace Bluetooth, tzn. je v rozmezí 225kHz až 275kHz. Ani v jednom případě však střed rozdělení není na 250kHz.



Obrázek 4.7: Distribuce frekvence CTE signálu na straně přijímače

Model přenosového kanálu zohledňující CFO

Při odvození modelu přenosového kanálu zohledňujícího CFO lze postupovat následovně. Nejprve si definujeme signál na výstupu vysílače, viz rovnice 4.9. Na straně vysílače dochází k směšování s_0 (CTE signálu v základním pásmu) s vysokofrekvenčním signálem. Tento proces lze modelovat jako násobení komplexní exponenciálou:

$$s(t) = s_0(t)e^{-j2\pi f_c^{TX}(t)t} \quad (4.11)$$

Vysokofrekvenční signál se šíří přenosovým médiem jako elektromagnetické vlnění a je zachycen anténou na straně přijímače. Za anténou máme signál

$$x(t) = a(\theta)s(t) + w(t), \quad (4.12)$$

kde $a(\theta)$ je odezva antény na signál přicházející pod úhlem θ a w charakterizuje Gaussovský šum. Následně dochází k demodulaci na straně přijímače pomocí směšovače, tj. násobení sinusovým

signálem o frekvenci odpovídající nosné f_c^{RX} , a získáváme signál

$$x_0(t) = x(t)e^{j2\pi f_c^{RX}(t)t} \quad (4.13)$$

Dosadíme-li do tohoto vztahu za $x(t)$ a provedeme-li úpravu rovnice, získáváme výsledný model:

$$x_0(t) = a(\theta)s_0(t)e^{j2\pi(f_c^{RX}(t)-f_c^{TX}(t))t} + w'(t) = a(\theta)s_0(t)e^{j2\pi f_c^\Delta(t)t} + w'(t), \quad (4.14)$$

kde $w'(t)$ odpovídá rotované verzi $w(t)$, která si zachovává charakter Gaussovského rozdělení pravděpodobnosti se středem v bodě nula.

Abychom mohli analogový signál $x_0(t)$ zpracovat, musíme provést jeho navzorkování A/D převodníkem (viz obrázek 3.8). Budeme-li vzorkovat na frekvenci f_s , získáváme následující diskrétní vzorky:

$$x_0[n] = a(\theta)s_0[n]e^{j\phi_\epsilon[n]} + w'[n], \quad (4.15)$$

kde $\phi_\epsilon[n]$ označuje fázovou chybu, pro kterou platí

$$\phi_\epsilon[n] = 2\pi \frac{f_c^\Delta[n]}{f_s[n]}n \pmod{2\pi} \quad (4.16)$$

Získaný vztah je možné interpretovat tak, že jakýkoliv nesoulad mezi frekvencí f_c^{RX} a f_c^{TX} se projeví fázovou chybou $\phi_\epsilon[n]$, která ovlivňuje fázi každého vzorku signálu s_0 . Fázová chyba se postupně zvětšuje s rostoucím pořadovým číslem vzorku, viz rovnice 4.16.

Přítomnost CFO významně komplikuje výpočet úhlu θ . Vzájemný vztah mezi vysílačem a přijímačem charakterizovaný f_c^Δ obecně neznáme a je zapotřebí hodnotu f_c^Δ odhadnout na základě získaných I/Q vzorků. Další komplikací je, že samotný poměr f_c^Δ a f_s je časově proměnný. Bluetooth standard požaduje, aby maximální změna v rámci paketu nebyla větší než 50 kHz (viz tabulka 2.2). Jistou výhodou je, že dle Bluetooth standardu se CTE signál nachází na konci paketu a tudíž CFO by měl být v tomto okamžiku již relativně dobře kompenzovaný přijímačem [32]. I tak může výpočet s nezkorigovanými I/Q daty způsobit značnou chybu, viz tabulka 7 v [7] nebo [12].

4.2.4. Konstrukce anténního pole

V modelu přenosového kanálu (viz rovnice 4.9) jsme zavedli parametr $a(\theta)$, který charakterizuje odezvu antény. V ideálním případě bychom chtěli, aby tento parametr byl pouze funkcí fázového rozdílu mezi dvojicí antén, tj. $a(\theta) = e^{j\Delta\varphi_{i,j}}$. Asi není překvapením, že v praxi bude závislost komplikovanější, neboť vyzařovací diagram antén není homogenní. V případě komplikovanější závislosti je nutné se zabývat tím, jaký má tento parametr efekt. Z pohledu zpracování se jedná v zásadě o fázový posuv. Ten jsme schopni vykompenzovat, budeme-li schopni závislost kvantifikovat. Zásadní pro AoA nebo AoD je však maximálně eliminovat jakoukoliv dodatečnou závislost na θ , neboť bychom nebyli schopni tím pádem úhel θ určit.

Problém vzájemné vazby antén

V případě Bluetooth je anténa typicky optimalizována tak, aby její střední frekvence odpovídala frekvenci 2.44 GHz. Pro potřeby AoA a AoD musí být vzdálenost antén menší než $d = 61.5$ mm (viz sekce 3.1), což je poměrně kritická vzdálenost, neboť může docházet k vzájemnému ovlivňování antén v důsledku elektromagnetické interakce mezi jednotlivými anténními prvky. Tento problém označuje jako vzájemná vazba, angl. *Mutual Coupling (MC)*.

Vzájemná vazba mezi anténními prvky má za následek to, že proud vznikající v každém anténním prvku závisí nejen na jeho vlastním buzení, ale také na příspěvcích od sousedních anténních prvků. Vzájemná vazba je nepřímo úměrná vzdálenosti mezi jednotlivými anténními prvky v poli a způsobuje změny vyzařovacího diagramu a změny vstupní impedance anténních prvků anténního pole. V případě malých vzdáleností může být efekt tak významný, že dochází k významnému negativnímu ovlivnění vlastností anténního pole včetně směrovosti, pracovní frekvence a šířky pásma. Změny ve vyzařovacím diagramu mohou způsobit vznik hluchých míst, tj. míst se slabým signálem, a změnou orientace vysílače a přijímače může dojít k skokové změně v kvalitě přijímaného signálu. Vliv vzájemné vazby na parametry anténního pole je možné nalézt např. v [28, 19].

Na problém vzájemné vazby je nutné pamatovat zejména v průběhu návrhu anténního pole. Cílem je minimalizovat ztráty mezi jednotlivými prvky anténního pole. Typicky se toho docílí zvýšením vzdálenosti

mezi anténními prvky. S ohledem na omezení diskutované v sekci 3.1 však není snadné tento postup aplikovat. Alternativně lze využít nerovnoměrnosti vyzařovacího diagramu jednotlivých antén a orientovat antény vůči sobě tak, aby na sebe směřovaly části vyzařovacího diagramu s nejnižším ziskem [10].

Pokud není konstrukčně možné vzájemnou vazbu eliminovat, je nutné provést charakterizaci každého prvku anténního pole a vypořádat se s efektem vzájemné vazby na úrovni signálového zpracování. Cílem je určit skutečnou hodnotu impedance na vstupu každého prvku soustavy. Na základě této informace je poté zkonstruována vazebná matice sloužící ke korekci I/Q vzorků [32].

Fázový střed

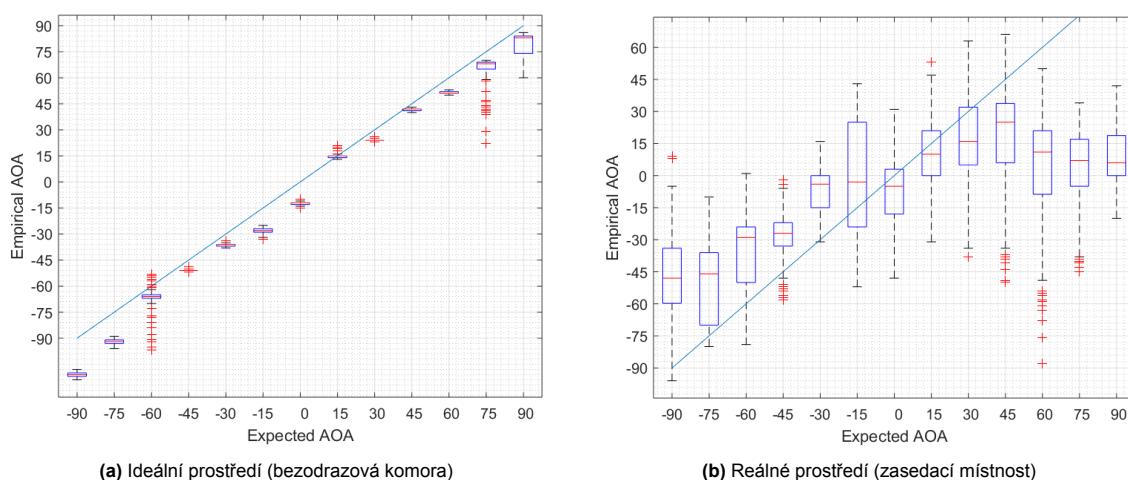
Doposud jsme předpokládali, že vzdálenost mezi jednotlivými prvky anténního pole je fixní a že rozměry antén jsou nekonečně malé. V praxi tomu tak však není a je nutné stanovit, jakým způsobem se vzdálenost mezi jednotlivými prvky určuje. Pro potřeby AoA a AoD je klíčové umět stanovit fázový rozdíl mezi dvojicí antén. Z tohoto důvodu je nutné vzdálenost mezi anténami posuzovat vzhledem k tzv. fázovému středu antén.

Fázový střed je definován jako zdánlivý zdroj radiového záření, který nemusí nutně odpovídat geometrickému středu antény a to z toho důvodu, že v praxi typicky nemáme ideální zdroj, který by zářil rovnoměrně do prostoru. Z pohledu přijímače se jedná o místo, ve kterém dochází k příjmu signálu a typicky odpovídá fázovému středu zdroje.

Pro potřeby lokalizace potřebujeme, aby jednotlivé antény anténního pole měly pevný fázový střed. V praxi tomu tak však není z důvodu nerovnoměrného vyzařovacího diagramu. Fázový střed se tak může měnit v závislosti na síle signálu, frekvenci a dokonce i úhlu dopadu. Pokud se fázový střed mění v závislosti na vlastnostech příchozího radiového signálu, je třeba to kompenzovat při zpracování dat [32, 10].

4.2.5. Mnohacestné šíření radiového signálu

Doposud jsme uvažovali pouze tzv. Gaussův model komunikačního kanálu předpokládající, že šíření signálu od přijímače směrem k vysílaci probíhá pouze přímou cestou. V Gaussově modelu získáváme na straně přijímače vysílaný signál poškozený aditivním bílým Gaussovským šumem. Bluetooth AoA/AoD však primárně cílí na lokalizaci v rámci budov. Typickou vlastností těchto prostředí je přítomnost překážek a ploch, které vedou k úplným nebo částečným odrazům radiového signálu. Za této situace dochází k tzv. vícecestnému šíření signálu (angl. Multipath effect) a situace, kdy na straně přijímače přijímáme signál, který je tvořen několika zpožděnými kopiemi. Vícecestné šíření signálu může vést jak ke konstruktivní tak i destruktivní interferenci. Pokud budeme problematiku mnohacestného šíření ignorovat, můžeme v praxi pozorovat chyby v AoA pohybující se v desítkách stupňů. Vliv mnohacestného šíření v praxi na přesnost AoA je znázorněn na obrázku 4.8. Zde máme pro srovnání situaci, kdy je přijímač a vysílač umístěn v prostředí bez odrazů a tentýž vysílač a přijímač v běžné místnosti, kde dochází k odrazům signálu. Zatímco v ideálním prostředí se očekávaný úhel víceméně shoduje s vypočteným, tak v prostředí s odrazy dochází k odchylce až 90°.



Obrázek 4.8: Očekávaný a naměřený úhel v (a) prostředí bez odrazů a (b) reálném prostředí (převzato z [1])

Budeme-li vycházet z rovnice 4.14, pak komunikační kanál ve kterém připouštíme mnohacestné šíření radiového signálu lze modelovat následovně

$$x_0(t) = \sum_{i=0}^{d(t)-1} \alpha_i(t) s_0(t - \tau_i(t)) e^{j2\pi f_c^\Delta(t)(t - \tau_i(t))} + w'(t), \quad (4.17)$$

kde $d(t)$ odpovídá počtu cest, $\alpha_i(t)$ charakterizuje útlum amplitudy i -té cesty a $\tau_i(t)$ je rovno zpoždění i -té cesty, přičemž $i = 0$ chápeme, že je signál, který se šíří přímou cestou. Obecně jsou parametry d , α_i a τ_i časově proměnné, což vede v úloze AoA na komplexní problém. V praxi však typicky používáme model s fixními parametry [7]. S ohledem na maximální délku trvání CTE signálu (160 μ s) totiž lze předpokládat, že v rámci této doby nedochází k variabilitě.

$$x_0(t) = \sum_{i=0}^{d-1} \alpha_i s_0(t) e^{j2\pi f_c^\Delta(t) t \tau_i} + w'(t) \quad (4.18)$$

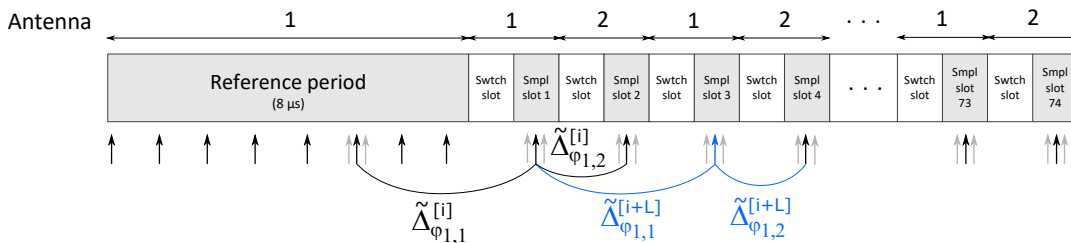
Abychom byli schopni za takovéto situace určit úhel v případě AoA/AoD, je nutné použít anténní pole složené z více prvků a pokročilé algoritmy, které jsou schopny počítat s výskytem zpožděných a utlumených kopií CTE signálu. Nejvýznamnějším z těchto algoritmů je algoritmus MUSIC. Je široce používán díky své výkonnosti a v literatuře můžeme nalézt různé modifikace. Abychom však mohli algoritmus aplikovat, je nutné provést dekorelaci, což vede na nutnost používat anténní pole obsahující větší počet prvků. Další překážkou je výpočetní složitost tohoto algoritmu. Problematikou stanovení úhlu v indoor prostředí se detailně zabývá např. práce [7].

4.3. Algoritmy

Omezíme-li se na model jednocestného šíření radiového signálu, pak největší zkruslení způsobuje zejména CFO v důsledku kterého nemá CTE signál frekvenci 250 kHz. Díky tomu není možné fázový rozdíl mezi dvojicí antén získat prostým odečtením fází získaných ze sousedních slotů. V této části si proto nastíníme možnosti kompenzace efektu CFO. Velmi detailně zpracovaný přehled existujících technik včetně jejich analýzy z pohledu kvality a výpočetní náročnosti je k dispozici v [7].

4.3.1. Lokální metody

Součástí softwarové podpory pro realtime lokalizaci na bázi BLE nabízené společností Texas Instruments byl algoritmus (viz SIMPLELINK_CC13X2_CC26X2_SDK verze 5.20), který je založen na lokální kompenzaci CFO. Abychom určili fázový rozdíl mezi dvojicí antén, odečítáme od fázového rozdílu získaného dle vztahu 4.8 fázový rozdíl mezi dvojicí stejných antén z minulého cyklu. Cyklem rozumíme jeden průchod posloupností antén.



Obrázek 4.9: Princip lokální kompenzace CFO pro anténní pole s dvěma anténami a 2 μ s sloty

Situace je ilustrována na obrázku 4.9, kde pro jednoduchost uvažujeme anténní pole se dvěma anténami a alternující sekvencí [1, 2]. Pro potřeby odvození vztahu budeme uvažovat, že máme na výstupu A/D převodníku přijímače k dispozici komplexní diskretní signál $x[n]$. Vzorkujeme-li signál na frekvenci $L = \{1, 2, 4, 8\}$ MHz, bude x tvořit $8L$ vzorků referenční periody následovaných L vzorky získaných vzorkováním prvního vzorkovacího slotu, L vzorky z druhého vzorkovacího slotu atd. S ohledem na toto uspořádání hodnota $x[8L + (k - 1)L + j]$ odpovídá j -tému vzorku ($0 \leq j < L$) k -tého ($1 \leq k < 75$) vzorkovacího slotu. Pro danou sekvenci přepínání antén můžeme fázový rozdíl mezi první a druhou anténou $\tilde{\Delta}_{\phi_{1,2}}$ definovat jako fázový rozdíl vzorků z dvou po sobě jdoucích slotů, tj.

$x[8L + (k-1)2L + j]$ a $x[(8+1)L + (k-1)2L + j]$. Dosazením do vztahu 4.7 dostáváme

$$\tilde{\Delta}_{\phi_{1,2}}[i] = \arg(x[8L + (k-1)2L + j] \cdot \bar{x}[(8+1)L + (k-1)2L + j]), \quad (4.19)$$

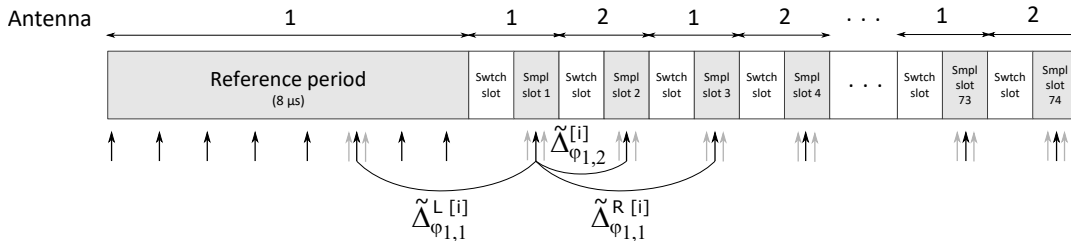
kde i značí index vzorku a odpovídá $i = (k-1)L + j$. Stejně tak můžeme definovat fázový rozdíl mezi dvojicí stejných antén $\tilde{\Delta}_{\phi_{a,a}}$, který odpovídá rozdílu vzorků $x[8L + (k-1)L + j]$ a $x[6L + (k-1)L + j]$ a platí pro $k \geq 3$. Pokud by frekvenční posun mezi vysílačem a přijímačem byl nulový, pak frekvence vzorkování A/D převodníkem bude celočíselným násobkem frekvence CTE a platí, že fázový rozdíl mezi dvojicí stejných antén bude roven nule nebo alespoň blízký nule díky přítomnosti šumu, tj. $\tilde{\Delta}_{\phi_{1,1}} = \tilde{\Delta}_{\phi_{2,2}} \simeq 0$. Je zřejmé, že v důsledku CFO tato rovnost neplatí. Vypočtený rozdíl $\tilde{\Delta}_{\phi_{1,1}}$ je však v možné využít ke kompenzaci CFO následovně

$$\Delta_{\phi_{1,2}}[i] = \tilde{\Delta}_{\phi_{1,2}}[i] + \tilde{\Delta}_{\phi_{1,1}}[i]. \quad (4.20)$$

Abychom zamezili chybám ve výpočtu v důsledku omezeného rozsahu hodnot úhlů, je vhodné součet realizovat v komplexní doméně s využitím násobení komplexně sdruženým číslem. Budeme-li uvažovat obecný počet antén, dostáváme vztah

$$\Delta_{\phi_{a,b}}[i] = \tilde{\Delta}_{\phi_{a,b}}[i] + \frac{\tilde{\Delta}_{\phi_{a,a}}[i](b-a)}{r}, \quad (4.21)$$

kde $1 \leq a < b$ jsou indexy antén a $r \geq 2$ počet antén. Výsledný fázový rozdíl lze určit průměrováním hodnot.



Obrázek 4.10: Princip lokální kompenzace CFO pro anténní pole s dvěma anténami a 2μs sloty

Robustnost lokální metody, tj. odolnost proti šumu, lze dále vylepšit, budeme-li kompenzaci provádět na základě znalosti fázového rozdílu mezi stejnými anténami počítaného nejen z minulého cyklu, ale i z cyklu následujícího. Princip metody je ilustrován na obrázku 4.10. Hodnotu $\tilde{\Delta}_{\phi_{1,1}}$ lze spočítat jako průměr z minulé (levé) a následující (pravé) dvojice slotů. Pro obecný počet antén získáme vztah

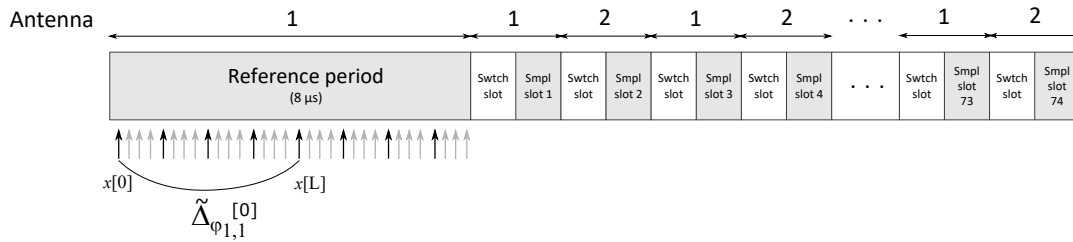
$$\Delta_{\phi_{a,b}}[i] = \tilde{\Delta}_{\phi_{a,b}}[i] + \frac{\tilde{\Delta}_{\phi_{a,a}}^L [i](b-a) + \tilde{\Delta}_{\phi_{a,a}}^R [i](b-a)}{2r}, \quad (4.22)$$

4.3.2. Globální metody

Nevýhoda lokálních metod je značná citlivost na přechodné chyby v datech. Jiným přístupem je stanovit jeden globální offset pomocí kterého jsou následně kompenzovány všechny I/Q vzorky. K tomuto účelu lze využít Maximum Likelihood Estimator (MLE), který se běžně používá ke kompenzaci CFO v oblasti bezdrátové komunikace využívající pokročilé modulační techniky. Abychom mohli MLE použít, je nutné mít k dispozici dostatečně dlouhý signál o konstantní frekvenci. Tuto podmínku splňuje referenční perioda CTE. Princip MLE spočívá v rozdělení signálu na dvě části, mezi kterými je počítán průměrný fázový rozdíl. Fázový rozdíl je nutné počítat v komplexní rovině, abychom předešli chybám v důsledku přeskoků na pomezí hodnot 2π a 0. Frekvenci CTE je možné s využitím MLE odhadnout jako

$$\hat{f}_{CTE} = 250 \cdot 10^3 + \frac{1}{2\pi T_{MLE}} \arg \left(\sum_{i=0}^L \bar{x}[i]x[i+L] \right), \quad (4.23)$$

kde x jsou komplexní vzorky referenční periody vzorkované na frekvenci f_s , T_{MLE} odpovídá rozdílu času mezi odpovídajícími si vzorky jednotlivých polovin a $L = T_{MLE}f_s$ je počet vzorků v rámci jedné poloviny. MLE lze použít pouze tehdy, je-li T_{MLE} celým násobkem doby trvání slotu [7].



Obrázek 4.11: Princip odhadu CFO pomocí MLE

V porovnání s lokální metodou kompenzace CFO diskutovanou v předchozí části dosahuje MLE horších výsledků a to zejména z důvodu omezeného počtu vzorků [7]. Robustnost metody lze zvýšit definujeme-li sekvenci přepínání antén tak, aby první slot odpovídal anténě použité pro referenční periodu. V tom případě je k dispozici konstantní signál o délce trvání $12\mu\text{s}$ budeme-li uvažovat sloty délky $2\mu\text{s}$.

Mnohem lepších výsledků je však možné dosáhnout, použijeme-li vzorky ze všech slotů, ve kterých je použita první anténa. Poté můžeme na základě znalosti $\tilde{\Delta}_{\phi_{1,1}} [i]$ průměrováním určit globální frekvenci \hat{f}_0 , kterou kompenzujeme všechny vzorky (viz metoda TI extended v [7]).

4.3.3. Hybridní metody

Rozsah kompenzace lokálních metod je oproti MLE značně omezen. Zatímco MLE je schopno kompenzovat offset v rozsahu ± 125 kHz, metoda Texas Instruments má rozsah omezen na ± 41.7 kHz [7] uvažujeme-li sloty délky $2\mu\text{s}$. Na druhou stranu MLE dosahuje horších výsledků co se týče robustnosti vůči šumu. Z tohoto důvodu se jeví jako výhodné zkombinovat obě metody a to tak, že v první fázi se použije MLE, pomocí kterého se kompenzují získané vzorky. Následně se aplikuje lokální metoda. Výsledkem je metoda mající robustnost lokální metody a rozsah kompenzace CTE. Detailní analýza této metody je k dispozici v [7]

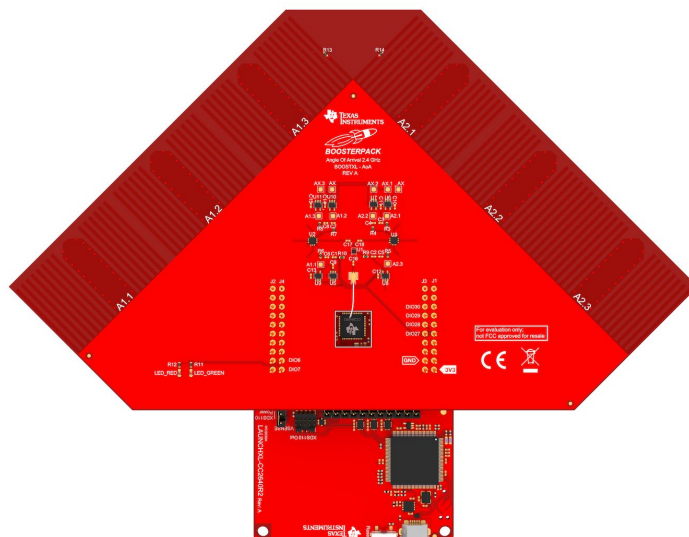
5

Rešerše trhu s Bluetooth transceivery

V době tvorby tohoto reportu je dostupnost komerčních řešení podporujících rozšíření Bluetooth LE Direction Finding poměrně omezená třebaže řešení podporující BLE verze 5.1 a vyšší nabízí většina z dominantních hráčů na trhu.

5.1. Texas Instruments

Texas Instruments je průkopníkem v oblasti Bluetooth Direction Finding a podporu pro BLE AoA poskytuje od roku 2019 jakožto součást SDK SIMPLELINK. Bluetooth od verze 5.1 je možné provozovat na platformě označované jako CC26XX, avšak ne všechny čipy jsou vhodné. Např. hojně rozšířený model CC2640 je nevhodný z důvodu omezeného množství paměti FLASH, SRAM a verze jádra ARM Cortex M3, které nepodporuje operace s plovoucí desetinnou čárkou. Jako nejvhodnější se v současné době jeví čip CC2652P, který je vybaven 48-MHz jádrem ARM Cortex M4F podporující operace s plovoucí desetinnou čárkou, má dostatek RAM (88 kB SRAM) i FLASH (352 kB) a nabízí podporu Bluetooth 5.2. Mimo to má integrovaný vysokofrekvenční zesilovač a umožňuje vysílat výkonem +20 dBm. Další možností je multiband verze CC1352P případně CC1352P7 mající oproti předchozím dvěma více FLASH a SRAM.



Obrázek 5.1: HW kit LAUNCHXL-CC26X2R1 s anténním polem BOOSTXL-AOA (převzato z [13])

Texas Instruments nabízí HW KIT LAUNCHXL-CC26X2R1, ke kterému je možné připojit anténní pole BOOSTXL-AOA (viz obrázek 5.1) obsahující šest anténních prvků uspořádaných ve formě dvou ULA trojic. Anténní prvek tvoří dipól laděný na frekvenční pásmo 2.4 GHz.

V rámci SDK je k dispozici demonstrační aplikace pro spojově orientované CTE. Zpracování dat se odehrává na straně PC. Výhodou Texas Instruments je podpora nestandardních vzorkovacích frekvencí v rozsahu od 1 MHz až po 4 MHz. I/Q vzorky mohou být 8bitové nebo 16bitové. Řadič BLE lze nakonfigurovat tak, aby poskytoval vzorky jak pro vzorkovací, tak pro přepínací slot. Tuto možnost oceníme v případě, kdy použijeme posloupnost antén takovou, že dva po sobě jdoucí sloty budou využívat stejnou anténu a tudíž můžeme využívat data i z přepínacího slotu. Takovou posloupností je např. 121 nebo 1231. V obou případech budeme mít dvakrát za sebou slot s anténou č. 1.

5.2. Nordic Semiconductor

Dalším významným hráčem na trhu je společnost Nordic Semiconductor. Ta v současné době nabízí několik čipů, které mají podporu Bluetooth DF. Konkrétně se jedná o čipy nRF52811, nRF52820, nRF52833 a dvoujádrový nRF5340. Všechny čipy mají podporu Bluetooth až do verze 5.3. Varianty nRF52811 a nRF52820 jsou vhodnější spíše na straně vysílače AoA kvůli omezené velikosti RAM. Na straně přijímače CTE se jako nejvhodnější kandidát jeví nRF52833 nebo nRF5340. nRF52833 obsahuje jádro ARM Cortex M4 s rozšířením pro podporu operací v plovoucí řádové čárce, které může pracovat až na frekvenci 64 MHz. Varianta nRF5340 je vybavena 64 MHz jádrem ARM Cortex M33 s podporou operací v plovoucí řádové čárce.

Co se týče podpory AoA nebo AoD, Nordic Semiconductor nenabízí na straně SDK významnější podporu. K dispozici je pouze White paper, který poskytuje základní informace, jak nakonfigurovat vysílač a přijímač CTE [25]. Nordic Semiconductor v současné době má dvě SDK – starší tzv. nRF5 SDK využívající tzv. SoftDevice a novější nRF Connect založený na projektu Zephyr. Dle White paper nelze DF provozovat se SoftDevice. Příklady demonstrující příjem a vysílání CTE se postupně objevují v rámci projektu Zephyr. Dle dokumentace je zřejmé, že vzorkování CTE signálu je implementováno striktně dle specifikace. K dispozici uživatel má tudíž pouze jeden vzorek na slot. Rozlišení I/Q vzorků je 8-bitů.

S výjimkou standardních kitů nenabízí Nordic Semiconductor žádný hardware umožňující vyhodnotit AoA. Společnost uBlox však nabízí pro účely vyhodnocení AoA produkt XPLR-AOA-1, který obsahuje anténní pole tvořené pěti anténními prvky uspořádanými do dvou na sebe kolmých ULA sestav (viz obrázek 5.2). Přijímací strana je vybavena modulem NINA-B411, který obsahuje čip nRF52833. Dostupnost produktu je na vyžádání. Zpracování dat se dle dokumentace odehrává na straně PC.



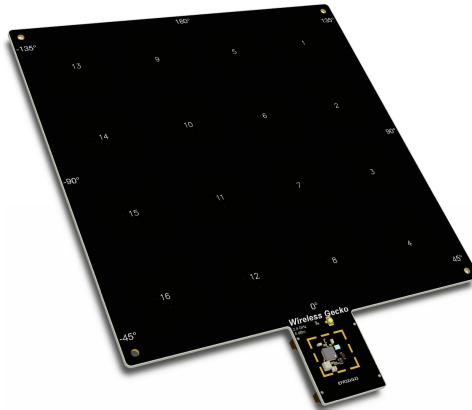
Obrázek 5.2: HW kit XPLR-AOA-1 společnosti uBlox (převzato z [30])

5.3. Silicon Labs

Společnost Silicon Labs má ve svém portfoliu rodinu čipů EFR32BG2X, která podporuje Bluetooth verze 5.1 a výše. Pro potřeby lokalizace existuje v nabídce varianta EFR32BG22, která jediná podporuje Bluetooth verze 5.2 včetně Bluetooth Direction Finding. Čipy jsou osazeny jádrem ARM Cortex M33 běžícím na frekvenci 76.8 MHz s podporou akcelerace DSP operací a operací v plovoucí řádové čárce. Čip je vybaven 512 kB paměti FLASH a 32 kB SRAM.

Silicon Labs poskytuje hardwarovou i softwarovou podporu pro evaluaci AoA, viz [17]. Podpora pro AoA je součástí Bluetooth SDK v3.x. HW kit (viz obrázek 5.3) je dostupný na vyžádání pod označením

BRD4185A [16]. Vzhledem k tomu, že Silicon Labs cílí na indoor lokalizaci, kit používá dvojrozměrné URA pole tvořené 16ti anténními prvky (patch antenna) rozmístěnými do matice 4×4 . Součástí kitu je Bluetooth transceiver EFR32BG22, který zajišťuje příjem I/Q vzorků. V rámci demonstrační aplikace jsou implementovány algoritmy pro výpočet úhlu, které využívají pokročilých technik zpracování signálu (algoritmus MUSIC a dekorelace). Zpracování I/Q vzorků probíhá na straně PC a je součástí RTL Library. Algoritmy podporují následující konfigurace anténních polí: 4x4 URA, 3x3 URA a 1x4 ULA [17].



Obrázek 5.3: HW kit BRD4185A společnosti Silicon Labs (převzato z [16])

Bluetooth stack poskytuje 8-bitové I/Q vzorky. V API existuje metoda, která umožňuje získávat všechny I/Q vzorky. Vzorkovací frekvence je však konstantní. V API existuje podpora pro proprietární režim CTE, kdy CTE data jsou součástí přímo Extended Advertisement zpráv.

5.4. Další výrobci

Mezi další společnosti, které oznámily podporu Bluetooth Direction Finding patří Telink a Dialog Semiconductor. Dialog neposkytuje bližší informace, než-li podporu standardu v případě čipů rodiny DA1469X. Telink popisuje referenční implementaci, která je k dispozici na vyžádání, viz [29].

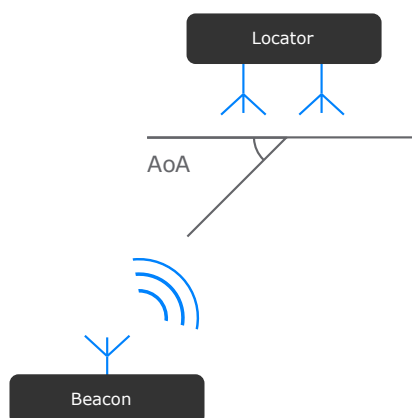
6

Možnosti lokalizace objektů ve venkovním prostředí

Z pohledu teoretického jsme princip Bluetooth DF poměrně podrobně rozebrali v rámci kapitoly 3 a 4. Vzhledem k tomu, že literatura se věnuje převážně využití Bluetooth DF pro potřeby indoor lokalizace (viz např. [1, 2, 7]), není možné objektivně posoudit vhodnost technologie pro potřeby lokalizace objektů ve venkovním prostředí, aniž bychom zrealizovali experimenty s využitím fyzického hardware.

6.1. Experimentální ověření vhodnosti technologie Bluetooth DF

Cílem experimentálního vyhodnocení je ověřit vhodnost technologie Bluetooth Direction Finding pro potřeby AoA ve venkovním prostředí. K tomuto účelu bylo nutné implementovat dva prvky – tzv. *beacon*, který vysílá periodicky CTE signál a *locator*, který má za úkol lokalizovat beacon. Lokalizací máme na mysli stanovení úhlu, pod kterým dochází k příjmu CTE signálu. Pro potřeby lokalizace je cílem nalézt takovou konfiguraci anténního pole, která bude co nejkompaktnější. Mimo to je snahou využít takový algoritmus, který bude možné provozovat přímo na čipu. Důvodem je fakt, že lokátor by měl být kompaktní a autonomní zařízení napájené z běžné LiPo baterie.



Obrázek 6.1: Role v lokalizačním systému

6.1.1. Volba HW platformy

Vezmeme-li v úvahu stanovené cíle, neexistuje v současné době na trhu řešení, které by bylo možné přímo využít pro potřeby projektu a to z toho důvodu, že všechna diskutovaná řešení počítají úhel pomocí algoritmu běžícího na PC. Je proto nutné zvolit vhodnou HW platformu a implementovat uživatelský firmware.

Na základě rešerše trhu (viz kapitola 5) byla zvolena platforma společnosti Texas Instruments a to z několika důvodů. Za prvé se jedná o jediné komerčně dostupné řešení, které je možné zakoupit v běžné

dodavatelské síti. Za druhé je součástí anténní pole ULA, které vyhovuje naší aplikaci a jehož varianta bylo poměrně detailně charakterizována společností Texas Instruments (viz [23]). Za třetí Bluetooth stack Texas Instruments dovoluje oproti Bluetooth standardu a jiným řešením vzorkovat vstupní signál až 8x jemněji, tzn. máme možnost získat 8x větší počet I/Q vzorků, případě i vzorky z přepínacího slotu. To umožňuje jednak lépe porozumět získaným datům, jednak využít této výhody a implementovat robustnější algoritmus pro stanovení AoA.

Jako beacon byl zvolen kit LAUNCHXL-CC26X2R1 Texas Instruments a pro porovnání kit nRF52833-DK společnosti Nordic Semiconductor.

6.1.2. Volba režimu činnosti

V sekci 3.3 jsme rozebíraly režimy činnosti CTE. Pro potřeby lokalizace objektů ve volném prostoru se jeví jako výhodné využít bezspojoyvý režim CTE.

Hlavní výhodou je skutečnost, že není nutné udržovat spojení s protější stranou a vystavovat pakety s žádostmi o CTE. Spojově orientovaný přístup je nevýhodný zejména v případě, kdy máme nízkou úroveň signálu a bude docházet k výpadkům paketů. Může se ztratit nejen žádost o CTE, ale dokonce ukončit celé spojení, což by vyžadovalo ustavit spojení nové. To se však v závislosti na kvalitě signálu nemusí podařit.

Další výhodou bezspojoyvého režimu je možnost využít asymetrickou komunikační linku, tj. dočasně zvýšit vysílací výkon pouze na jedné straně. Pro potřeby lokalizace je touto stranou beacon. Vzhledem k tomu, že lokalizace typicky probíhá pouze po omezenou dobu, je tento přístup výhodný. Vysílací výkon je navíc možné definovat pro každý tzv. advertisement set zvlášť a nebude tak docházet ke kolizi s dalšími prvky Bluetooth komunikace (např. již navázaných spojení).

Pokud budeme potřebovat vyměňovat informace mezi oběma stranami, ustavení linky se nevyhne. Nicméně bezspojoyvý režim CTE nám dovoluje realizovat spojení přes CODED PHY a tím zvýšit dosah a spolehlivost. V případě spojově orientovaného CTE by toto nebylo možné, neboť standard nedovoluje přenášet CTE přes CODED PHY. Díky CODED PHY je možné zvýšit dosah až 4 násobně aniž bychom zvýšili spotřebu. Spojení je též možné využít pro detekci RSSI na straně beacon a v závislosti na hodnotě RSSI je možné modulovat vysílací výkon CTE. V případě slabého signálu nebo výpadku spojení je možné u CTE zvýšit vysílací výkon na maximum dané legislativou. CC2652P umožňuje navýšit vysílací výkon až na +20 dBm (100 mW), což odpovídá cca čtyřnásobnému dosahu oproti 0 dBm.

6.1.3. Konfigurace experimentu

Vyhodnocení proběhlo v rámci běžné kancelářské místnosti, ideálního laboratorního prostředí a ve venkovním prostředí v parku. V případě kanceláře a laboratoře bylo provedeno měření v rozsahu natočení $\pm 90^\circ$ po 10° , přičemž vysílač (beacon) byl v pevné poloze a natáčel se přijímač. K řízení natočení byla použita otočná podložka ovládaná servomotorem. Na straně přijímače byly zkoumány vlastnosti dvou anténních polí – pole na kitu BOOSTXL-AOA a vlastního anténního pole tvořeného dvojicí SMD antén. Kit BOOSTXL-AOA zastával roli referenčního řešení, použity byly anténní prvky A2.1 a A2.2. SMD antény byly i navzdory všeobecně známým nepříznivým vlastnostem zvoleny jakožto prostorově nejkompaktnější varianta.

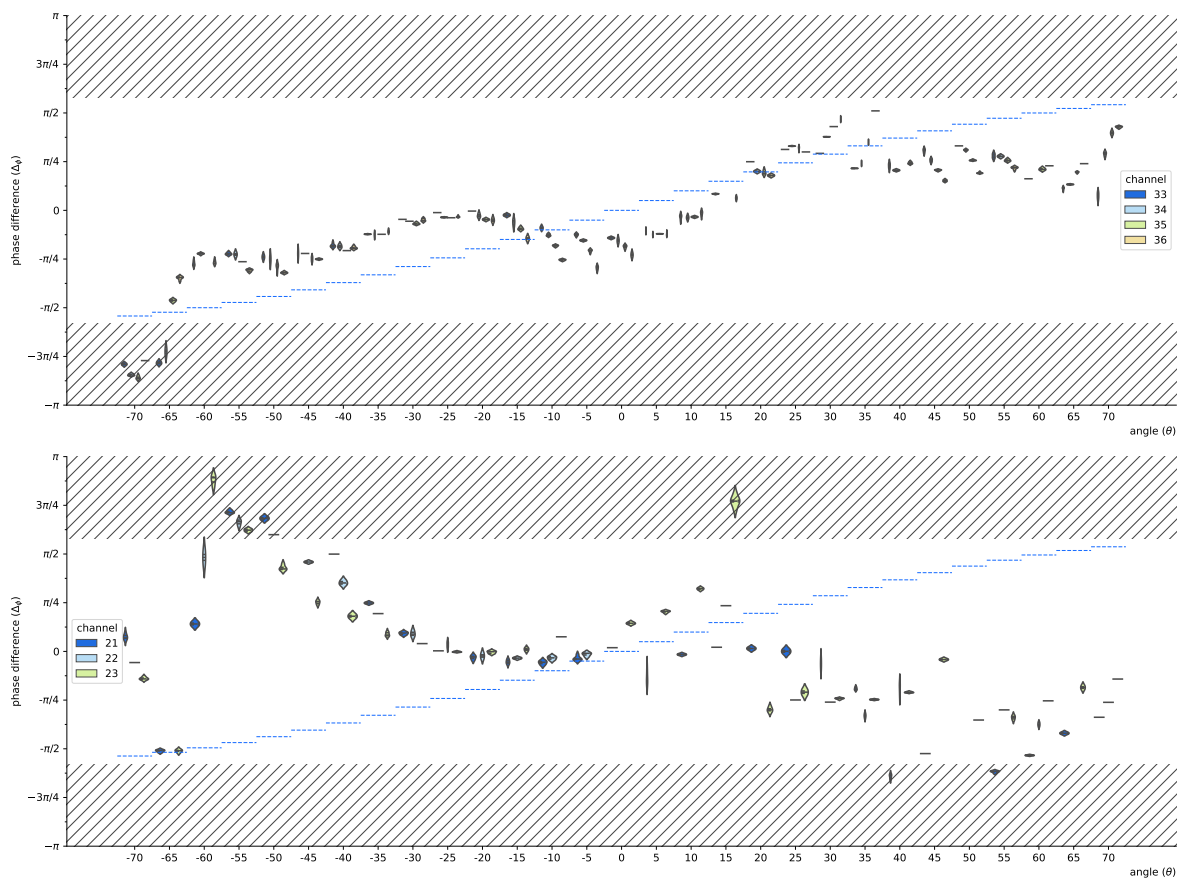
S ohledem na parametry vysokofrekvenčního přepínače použitého v anténním poli BOOSTXL-AOA byla zvolena pro všechny experimenty konfigurace CTE s délkou slotu $2\mu\text{s}$. Celková doba trvání CTE byla zvolena $160\mu\text{s}$. Pro potřeby měření byly pakety s CTE vysílány každých 105 ms.

Přijímač byl použit ke sběru I/Q vzorků, které byly následně přenášeny do PC. Měření probíhalo po dobu 50 sekund pro každý úhel natočení tak, aby bylo získáno 500 průběhů CTE. Celkem bylo získáno 18000 různých průběhů CTE. V případě kancelářského prostředí byl experiment opakován několikrát pro různé vzdálenosti vysílače a přijímače. Snahou bylo získat dostatečné množství dat, aby bylo možné identifikovat nejvhodnější algoritmus pro výpočet AoA, který bude možné implementovat na straně přijímače. Mezi hlavní hodnotící kritéria byla zvolena paměťová a časová složitost algoritmu, robustnost vůči interferenci a přesnost.

Vyhodnocení ve venkovním prostředí proběhlo s již implementovaným algoritmem a cílem bylo ověřit použitelnost řešení v úloze lokalizace ztraceného objektu. Posuzován byl dosah, přesnost a opakovatelnost.

6.1.4. Výsledky

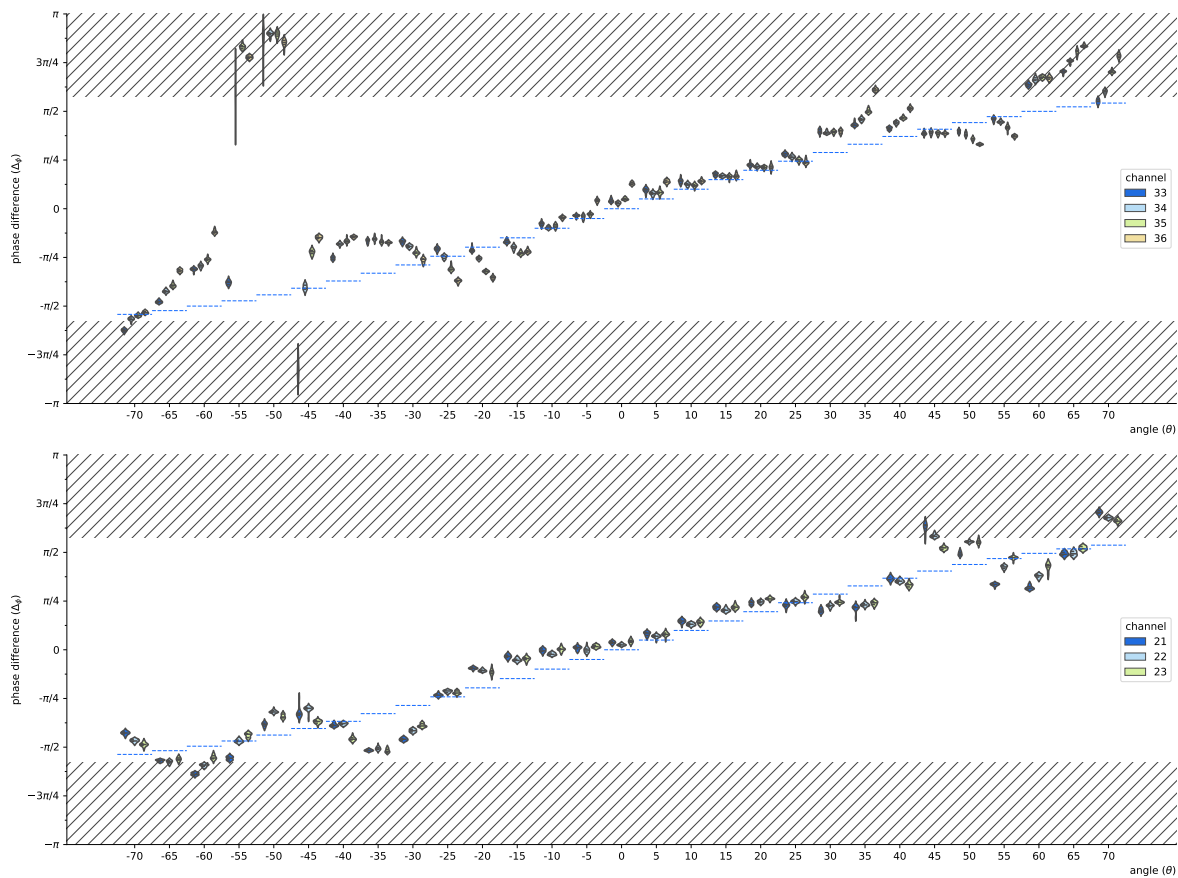
Výsledky získané z kancelářského prostředí pro konfiguraci s anténním polem BOOSTXL-AOA jsou shrnuty na obrázku 6.2 (vysílač a přijímač vzdálen cca 2m) a 6.3 (vysílač a přijímač vzdálen cca 1m). Znázorněny jsou průběhy fázového rozdílu v závislosti na úhlu, který svírá vysílač s anténním polem umístěným na straně přijímače. Úhel se pohybuje v rozsahu $\pm 90^\circ$ přičemž 0° odpovídá situaci, kdy fázový rozdíl by měl být nulový. Obrázky obsahují dva podgrafy, prezentující statistické zpracování výsledků ve formě grafu Violin plot. V horní části se nachází statistika pro kanály č. 33-36 a v dolní části pro kanály č. 21-23. Každý prvek Violin plotu je výsledkem statistického zpracování hodnot fázového rozdílu vypočítaného pomocí základní metody prezentované v sekci 4.3.1. Každý CTE signál je v rámci statistiky reprezentován jedinou hodnotou fázového rozdílu, která byla získána jako aritmetický průměr z jednotlivých vzorků. Do průměru vstupovali všechny vzorky bez ohledu na validitu fázového rozdílu mezi vzorky. Pro analýzu jsme záměrně vybrali kanály, na kterých by nemělo docházet k interferenci se signálem WiFi, abychom se vyhnuli zkreslení. Vyšrafovaná oblast odpovídá neplatnému rozsahu hodnot fázového rozdílu vycházejícího z použité vzdálenosti antén. Modrou čárkovanou čarou jsou znázorněny očekávané hodnoty, které odpovídají odezvě ideálního anténního pole a ideálního přijímače.



Obrázek 6.2: Průběh fázového rozdílu v závislosti na natočení anténního pole přijímače vůči vysílači pro konfiguraci s anténním polem BOOSTXL-AOA. Vysílač a přijímač vzdálen 2m.

V obou grafech na obrázku 6.2 můžeme vidět, že hodnoty fázového rozdílu jsou víceméně stabilní v rámci různých CTE vzorků (viz relativně malý rozptyl hodnot v y-ové ose v rámci jednoho prvku Violin plot odpovídajícího jednomu nastavení úhlu). Současně však vidíme, že získané fázové rozdíly se rozcházejí od požadované hodnoty (modrá čárkovaná linka). Pro kanály 33-36, které se nachází na konci frekvenčního spektra Bluetooth, je odchylka poměrně malá. V případě kanálů 21-23, však získáváme velmi špatnou odezvu (viz spodní část obrázku 6.2). Uvědomíme-li si skutečnost, že pro daný úhel by měl být fázový rozdíl fixní bez ohledu na frekvenční kanál použitý k odvysílání konstantního tónu, není z hlediska cílového řešení situace ani v jednom případě příznivá a je v souladu s výsledky prezentovanými v literatuře, viz např. [1]. Příčinou tohoto chování je poškození signálu konstantního

tónu v důsledku vícecestného šíření radiového signálu vedoucího na příjem součtu fázově posunutých kopií téhož signálu.

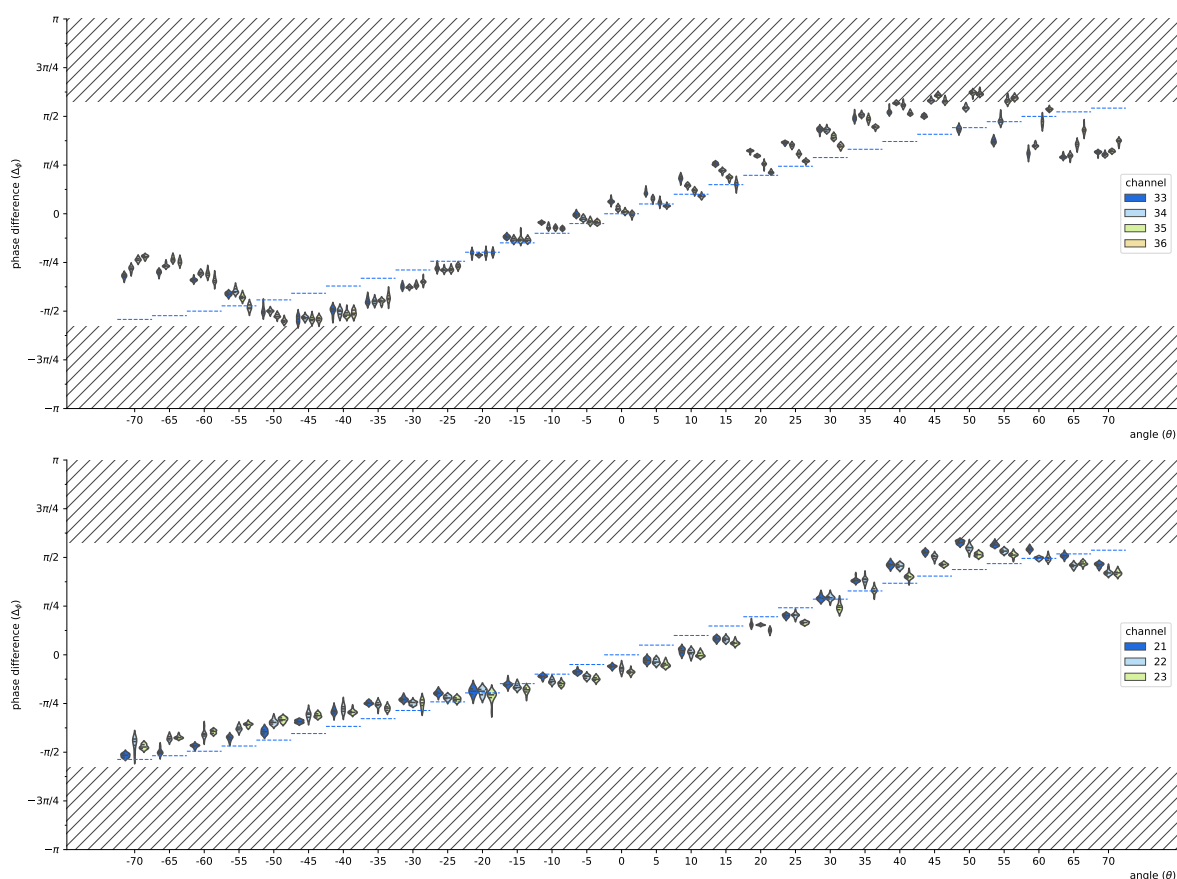


Obrázek 6.3: Průběh fázového rozdílu v závislosti na natočení anténního pole přijímače vůči vysílači pro konfiguraci s anténním polem BOOSTXL-AOA. Vysílač a přijímač vzdálen 1m, kancelářské prostředí.

Abychom eliminovali poškození CTE signálu v důsledku vícecestného šíření radiového signálu, snížili jsme vzdálenost mezi vysílačem a přijímačem na polovinu. Průběhy fázového rozdílu v závislosti na úhlu jsou pro toto nastavení znázorněny na obrázku 6.3. Snížením vzdálenosti jsme dosáhli toho, že vypočtený fázový rozdíl se ve většině případů blíží požadované hodnotě. Výjimku tvoří odezva na kanálech 33-36, kdy v rozsahu úhlů -55° až -45° dochází v důsledku interference k posunu úhlu zcela mimo povolený rozsah. Namísto hodnot kolem $-\pi/2$ dostáváme fázový rozdíl větší než $3/4\pi$. V tomto případě máme možnost chybná data buď odfiltrout a nereportovat dále nebo zavést nějakou formu korekce.

Na základě výsledků prezentovaných v grafech na obrázku 6.2 a 6.3 lze konstatovat, že technologie Bluetooth DF je v praxi použitelná pro lokalizaci za předpokladu, že nebude masivně docházet k interferenci v důsledku vícecestného šíření signálu způsobeného odrazy vysílaného signálu od reflexních objektů (typicky kovové plochy). Zatímco v outdoor prostředí se takových objektů nebude nacházet mnoho, v indoor prostředí je takový požadavek těžko splnitelný a nezbývá než tento problém řešit na úrovni software (použitím URA pole a pokročilých algoritmů zpracování signálu).

Obrázek 6.4 obsahuje výsledky pro konfiguraci s anténním polem tvořeným dvojicí SMD antén. Oproti předchozím měřením získáváme překvapivě dobrou odezvu z hlediska chování fázového rozdílu v závislosti na úhlu, zejména zaměříme-li se na výsledky získané z BLE kanálů č. 21 až 23. Závislost sice není zcela lineární, avšak pro účely lokalizace objektu dostatečná. V případě úhlů menších než -50° dochází k anomálii v případě kanálů na konci BLE spektra, avšak bližším zkoumáním příčiny byl identifikován opět problém s interferencí. To dokládají i výsledky získané z měření v laboratorním prostředí (bezodrazová komora), viz obrázek 6.5. Na základě experimentálního vyhodnocení můžeme konstatovat, že charakteristickým rysem degradace signálu v důsledku vícecestného šíření signálu



Obrázek 6.4: Průběh fázového rozdílu v závislosti na natočení anténního pole přijímače vůči vysílači pro konfiguraci s anténním polem tvořeným dvojicí SMD antén. Vysílač a přijímač vzdálen 1m, kancelářské prostředí.

je značná závislost na frekvenci radiového signálu, na které byl konstantní tón modulován. Jednou z možností, jak zvýšit robustnost lokalizačního systému je eliminovat vadné vzorky, tj. provádět jednoduchou analýzu výsledků nad více frekvenčními kanály. Nevýhodou SMD antén je jejich horší frekvenční charakteristika. Standard BLE však dovoluje specifikovat na straně vysílače seznam kanálů, které budou pro vysílání advertisementu s CTE použity, čímž můžeme eliminovat frekvence, které vedou na špatnou odezvu.

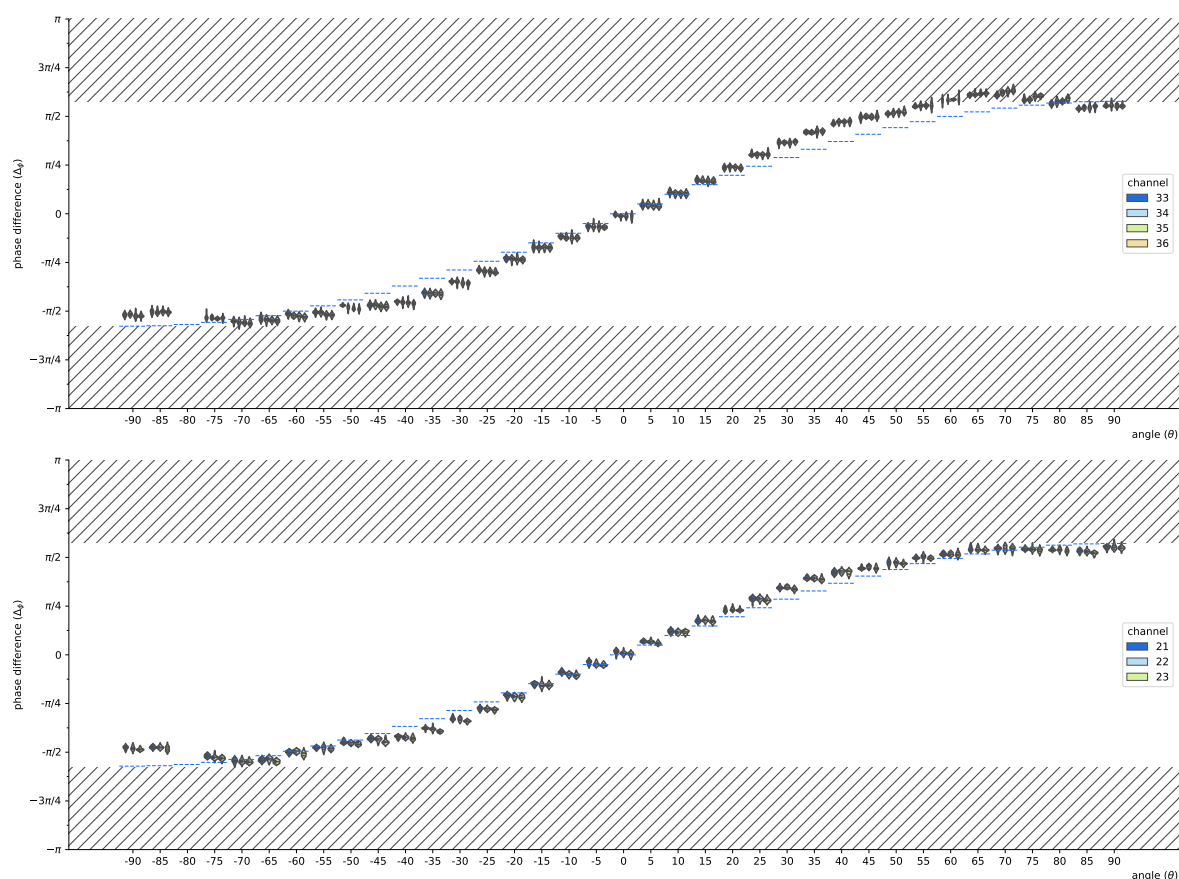
6.2. Uskutečnitelnost záměru

Pro potřeby lokalizace objektů ve venkovním prostředí se předpokládá použití systému s ukazatelem, který informuje uživatele o relativní orientaci objektu vůči uživateli a vzdálenosti.

Na základě výsledků prezentovaných v předchozí sekci lze konstatovat, že technologie Bluetooth DF je k dosažení cíle vhodná a v praxi použitelná. Velkou výhodou úlohy je skutečnost, že se jedná o venkovní prostředí, v rámci kterého se bude typicky nacházet minimum reflexních prvků způsobujících vícecestného šíření radiového signálu (typicky kovové plochy). Na kvalitu přijímaného signálu a složitost algoritmu pro výpočet úhlu má významný dopad vícecestné šíření radiového signálu. Z pohledu přesnosti a robustnosti Bluetooth DF se bezesporu jedná se o kritický prvek celého konceptu. Budeme-li se nacházet v prostředí s minimem odrazů, pak je možné úlohu realizovat v dostatečné kvalitě s minimální konfigurací, tj. anténní pole obsahující dvě antény, výpočetně nenáročný algoritmus. Pro zvýšení robustnosti a zvětšení rozsahu úhlu se však doporučuje použít anténní pole složené z více prvků.

6.2.1. Rizika a omezení

Kvalita dosažených výsledků bude dána převážně vlastnostmi použitého anténního pole.



Obrázek 6.5: Průběh fázového rozdílu v závislosti na natočení anténního pole přijímače vůči vysíláči pro konfiguraci s anténním polem tvořeným dvojicí SMD antén. Vysílač a přijímač vzdálen 2m, laboratorní prostředí.

Konstrukce anténního pole

Při návrhu hardware je vhodné reflektovat konstrukční postupy a doporučení týkající se návrhu anténního pole a to z toho důvodu, abychom co nejvíce eliminovali nelinearitu mezi fázovým rozdílem a úhlem dopadu, tj. vyhnuli se zavedení dalšího aditivního fázového zpoždění nelineárně závislého na úhlu příchozího signálu. Snahou je vyhnout se kompenzaci na úrovni software, která by vyžadovala provádět kalibraci. V ideálním případě je vhodné použít plošných anténních struktur realizovaných přímo na PCB, čímž se zajistí opakovatelnost výroby.

Anténní systém by měl mít pokud možno rovnoměrný kruhový vyzařovací diagram. Fázový střed antén anténního pole by měl být konstantní a neměl by záviset na úhlu příchozího signálu (viz sekce 4.2.4). Vysílaný signál by neměl být polarizovaný lineárně, tj. čistě v jedné rovině (horizontální / vertikální), neboť jeho příjem by závisel na vzájemné orientaci přijímače a vysílače. V ideálním případě by měla anténa generovat při vysílání kruhově polarizovaný signál [15]. V případě anténního pole hraje významnou roli je též vzájemná vazba antén. Pro potřeby Bluetooth DF se typicky vzdálenost antén volí 3.5cm, což je poměrně kritická vzdálenost (viz sekce 4.2.4).

Ačkoliv byla v rámci studie ověřena použitelnost čipových SMD antén jakožto základního stavebního prvku anténního pole, jednopólové a čipové antény (angl. Chip antenna) obecně nejsou pro výpočet fázového rozdílu vhodné, protože vazba mezi anténami přes zemnicí plochu může způsobovat chybnou informaci o fázi signálu [15]. Pro dosažení lepších výsledků se v anténních polích typicky používají mikropáskové antény (angl. Microstrip antenna, nebo též Patch antenna), které jsou kompaktní, mají lepší vyzařovací diagram a umožňují dosáhnout kruhové polarizace (viz např. [15]). Detaily o návrhu Bluetooth antény s kruhovou polarizací s využitím mikropáskové antény a směrové odbočnice (angl. Hybrid coupler) lze nalézt např. v [21]. Kruhovou polarizaci je však možné dosáhnout také vytvořením otvoru v motivu antény, viz např. kompaktní anténa určená pro biomedicínské aplikace [14]. Jinou možností, jak dosáhnout kruhové polarizace je použít helickou anténu. Helickou anténu je sice možné

realizovat i přímo na PCB, viz např. [26], avšak pro dosažení kruhové polarizace je nutné mít anténu v axiálním režimu, tj. v takové konfiguraci, kdy průměr a stoupání šroubovice je blízké vlnové délce.

Anténa není jediným prvkem majícím vliv na fázi přijímaného signálu. Také vysokofrekvenční cesty od jednotlivých antén směrem k vysokofrekvenčnímu přepínači by měly mít shodné charakteristiky, aby nedocházelo k chybě v důsledku odlišné délky cest nebo špatně provedené kompenzace.

Nevýhodou lineárního pole antén je omezení úhlu na rozsah 180° a není možné identifikovat, zda-li signál přichází zpoza přijímače. S tímto omezením je nutné počítat na úrovni aplikace nebo musíme pro zvýšení rozsahu na 360° použít více anténních prvků umístěných do kruhu.

Použití v případě slabého signálu

Nevýhoda CTE v Bluetooth DF je, že nelze aktivovat v případě paketů přenášených pomocí CODED PHY. Vzhledem k tomu, že jsou přenášena surová data ve formě sekvence po sobě jdoucích jedniček, nemá smysl samotné CTE mít kódované, ale problém je, že je nutné na straně přijímače nejprve přijmout klasický BLE paket, abychom byli schopni vyextrahovat CTE. Mimo to je CTE součástí periodic advertisement zpráv, což vyžaduje udržovat synchronizaci mezi vysílačem a přijímačem. Ve standardu není řečeno, kolik paketů může být vynecháno, než je nutné zahájit novou synchronizaci. V rámci studie nebyla analyzována funkčnost CTE za podmínek, kdy máme omezenou sílu signálu.

Seznam literatury

- [1] Mohammed M T Amer and Khadeeja Gamal Mohammed Atteya. "Indoor Positioning Bluetooth Angle of Arrival". Student Paper. 2020. URL: <https://lup.lub.lu.se/student-papers/search/publication/9005557>.
- [2] Philip Andersson and Linus Persson. "Evaluation of Bluetooth 5.1 as an Indoor Positioning System". PhD thesis. 2020. URL: <http://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:kth:diva-281280>.
- [3] F. Belloni. "Signal processing for arbitrary sensor array configurations: theory and algorithms". PhD dissertation. Helsinki University of Technology, 2007.
- [4] Bluetooth SIG. *2021 Bluetooth Market Update*. 2021. URL: <https://www.bluetooth.com/bluetooth-resources/2021-bmu/> (visited on 12/01/2021).
- [5] Bluetooth SIG. *Bluetooth Direction Finding: A Technical Overview*. 2021. URL: <https://www.bluetooth.com/bluetooth-resources/bluetooth-direction-finding/> (visited on 11/01/2021).
- [6] Bluetooth SIG. *Bluetooth Technology Overview*. 2021. URL: <https://www.bluetooth.com/learn-about-bluetooth/tech-overview/> (visited on 11/20/2021).
- [7] S. D. Cloudt. "Bluetooth Low Energy Direction Finding on Embedded Hardware by Mitigating Carrier Frequency Offset and Multipath Fading". 2021. URL: <https://research.tue.nl/en/studentTheses/bluetooth-low-energy-direction-finding-on-embedded-hardware-by-mi>.
- [8] Marco Cominelli, Paul Patras, and Francesco Gringoli. "Dead on Arrival: An Empirical Study of The Bluetooth 5.1 Positioning System". In: *Proceedings of the 13th International Workshop on Wireless Network Testbeds, Experimental Evaluation & Characterization, WiNTECH@@MobiCom 2019, Los Cabos, Mexico, October 25, 2019*. Ed. by Yiannis Pefkianakis and Kate Ching-Ju Lin. ACM, 2019, pp. 13–20. DOI: 10.1145/3349623.3355475.
- [9] Martin Englund. "Evaluation of Angle of Arrival based positioning for keyless entry access control". PhD thesis. 2018. URL: <http://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:kth:diva-251813>.
- [10] William Eriksson Selin. "Study of antenna arrays for direction finding". Umea University, Faculty of Science and Technology, Department of Physics, 2021. URL: <http://urn.kb.se/resolve?urn=urn:nbn:se:umu:diva-188676>.
- [11] Bluetooth SIG Working Group. *Bluetooth® Core Specification*. 2021. URL: <https://www.bluetooth.com/specifications/bluetooth-core-specification/> (visited on 11/01/2021).
- [12] Zohreh Hajiakhondi-Meybodi et al. "Bluetooth Low Energy-based Angle of Arrival Estimation in Presence of Rayleigh Fading". In: *2020 IEEE International Conference on Systems, Man, and Cybernetics (SMC)*. 2020, pp. 3395–3400. DOI: 10.1109/SMC42975.2020.9283088.
- [13] Texas Instruments. *Meet the Angle of Arrival BoosterPack*. 2021. URL: https://dev.ti.com/tirex/explore/node?devtools=B00STXL-A0A&node=AHckEvhg0Y3xs5rlangU2w__FUz-xrs__LATEST (visited on 10/11/2021).
- [14] Vikrant Kaim et al. "Ultra-Miniature Circularly Polarized CPW-Fed Implantable Antenna Design and its Validation for Biotelemetry Applications". In: *Scientific Reports* 10.1 (Apr. 2020). DOI: 10.1038/s41598-020-63780-4.
- [15] Silicon Labs. *AN1195: Antenna Array Design Guidelines for Direction Finding*. 2021. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/an1195-antenna-array-direction-finding.pdf> (visited on 11/01/2021).
- [16] Silicon Labs. *BRD4185A Reference Manual*. 2021. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/reference-manuals/brd4185a-rm.pdf> (visited on 11/01/2021).
- [17] Silicon Labs. *QSG175: Silicon Labs Direction Finding Solution Quick-Start Guide*. 2021. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/quick-start-guides/qsg175-direction-finding-solution-quick-start-guide.pdf> (visited on 11/01/2021).

- [18] Mark Hughes. *Troubleshooting Tools for Your Next Bluetooth LE Project: Ubertooth and the Nordic nRF Sniffer*. 2017. URL: <https://www.allaboutcircuits.com/projects/troubleshooting-tools-bluetooth-LE-project-ubertooth-nordic-nRF-sniffer/> (visited on 11/20/2021).
- [19] Mathworks. *Mutual Coupling*. 2021. URL: <https://se.mathworks.com/help/antenna/ug/mutual-coupling.html> (visited on 11/01/2021).
- [20] Microchip. *Bluetooth Low Energy Connection Process*. 2021. URL: <https://microchipdeveloper.com/wireless:ble-link-layer-connections> (visited on 10/21/2021).
- [21] NXP. *BLE Antenna Design Guide*. 2021. URL: <https://www.nxp.com/docs/en/user-guide/UM10992.pdf> (visited on 11/01/2021).
- [22] Giovanni Pau et al. "Bluetooth 5.1: An Analysis of Direction Finding Capability for High-Precision Location Services". In: *Sensors* 21.11 (May 2021), p. 3589. DOI: 10.3390/s21113589. URL: <https://doi.org/10.3390/s21113589>.
- [23] Donovan Porter and Reidar Myhr. *Bluetooth® Angle of Arrival (AoA) Antenna Design*. 2021. URL: <https://www.ti.com/lit/an/tida029/tida029.pdf> (visited on 11/01/2021).
- [24] Rohde&Schwarz. *Introduction into Theory of Direction Finding*. 2021. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/us/campaigns_2/a_d/Introduction-Into-Theory-of-Direction-Finding.pdf (visited on 10/05/2021).
- [25] Nordic Semiconductor. *nWP-036: Direction Finding*. 2021. URL: https://infocenter.nordicsemi.com/pdf/nwp_036.pdf (visited on 11/01/2021).
- [26] Donghyun Seo et al. "An integrated two-wire helical antenna for Bluetooth application". In: *2007 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. 2007, pp. 3552–3555. DOI: 10.1109/APS.2007.4396305.
- [27] Silicon Labs. *QSG175: Silicon Labs Direction Finding Solution Quick-Start Guide*. 2021. URL: <https://www.silabs.com/documents/public/quick-start-guides/qsg175-direction-finding-solution-quick-start-guide.pdf> (visited on 11/01/2021).
- [28] Hema Singh, H. L. Sneha, and R. M. Jha. "Mutual Coupling in Phased Arrays: A Review". In: *International Journal of Antennas and Propagation* 2013 (2013), pp. 1–23. DOI: 10.1155/2013/348123.
- [29] Telink. *Application Note: Telink Position Solution Introduction*. 2020. URL: http://wiki.telink-semi.cn/doc/an/AN_19052700-E_Telink%20Position%20Solution%20Introduction.pdf (visited on 11/01/2021).
- [30] uBlox. *XPLR-AOA Explorer Kits User Guide*. 2021. URL: <https://www.u-blox.com/en/product/xplr-aoa-1-kit> (visited on 11/01/2021).
- [31] Martin Woolley. *Bluetooth Direction Finding: A Technical Overview*. 2021. URL: https://www.bluetooth.com/wp-content/uploads/Files/developer/RDF_Technical_Overview.pdf (visited on 11/20/2021).
- [32] Lichen Yao. "Bluetooth Direction Finding". 2018. URL: <http://resolver.tudelft.nl/uuid:c07eb3a2-a303-4690-ac3e-e96f0064afcd>.