



Valsts pētījumu programma
„INOVATĪVO DAUDZFUNKCIONĀLO MATERIĀLU,
SIGNĀLAPSTRĀDES UN INFORMĀTIKAS TEHNOLOĢIJU
IZSTRĀDE KONKURĒTSPĒJĪGIEM ZINĀTŅU IETILPĪGIEM
PRODUKTIEM”

Projekts Nr. 2 „Inovatīvas signālapstrādes tehnoloģijas viedu
un efektīvu elektronisko sistēmu radīšanai”

vadītājs Dr. M. Greitāns

INFORMATĪVĀ ATSKAITE
PAR PROJEKTA PIRMĀ ETAPA REALIZĀCIJU
(2010. gada janvāris - decembris)

PASŪTĪTĀJA līguma uzskaites Nr. 2010.10-4/VPP-2/1

Programmas vadītājs: Dr.habil.phys. A. Šternbergs, LU Cietvielu fizikas institūts

Projekta vadītājs: Dr. sc. comp. M. Greitāns, Elektronikas un datorzinātņu institūts.

Table of Contents

1. Development of the methods for efficient digital presentation of event flows and their high-speed digital processing: computer simulation of algorithms, creating of test mock-ups and research.....	4
1.1. Development of DSP-based event timing technologies.....	4
1.1.1. Principles of DSP-based methods for event timing.	4
1.1.2. Improvement of EET-method for event timing.....	6
1.1.3. Some alternative DSP-based methods for event timing	12
Conclusions to the Chapter 1.1.....	17
1.2. Application of the event timing technology: Jitter measurement and analysis on the basis of high-precision event timing.....	18
1.2.1. An approach to characterization of clock jitter on the basis of high-precision event timers	18
1.2.2. Development and experimental study of the method for precise separation of measured jitter and measurement errors	23
1.2.3. Development and experimental investigation of the “doubled” event timer...24	
Conclusions to the Chapter 1.2.....	26
1.3. Digital representation of analog signals by event flow.....	27
Conclusion to the Chapter 1.3.....	27
1.4 Additional data	28
2. Transportlīdzekļu datu bezvadu tīkls.....	29
2.1. Vehicular sensor networks.....	29
2.1.1. Sensing and Actuation.....	30
2.1.1.1. Sensor platform.....	30
2.1.1.2. Throttle and Brake Control.....	31
2.1.2. Positioning and Navigation.....	35
2.1.3. Communication.....	36
2.1.3.1. DSRC communication.....	37
2.1.3.2. Directional antennas.....	38
2.2 MAC līmeņa traucējumu ad-hoc tīklos novērtēšanas metodes un paņēmieni to ietekmes mazināšanai lielas intensitātes datplūsmu gadījumos.....	42
Problēmas intensīvām datplūsmām un videokonferencēm.....	42
Secinājumi.....	45
Literatūra.....	46
3. Platjoslas signālu ģenerēšana un reģistrēšana.....	47
3.1. Diskrētās stroboskopijas adaptīvo metožu optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai.....	47
3.1.1 Diskrētās stroboskopijas „alfa” adaptācijas optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai.....	47
3.1.1.1. Diskrētās stroboskopijas metožu dinamiskais diapazons.....	47
3.1.1.2. Signālu pārveidošanas adaptīvo metožu optimizācija.....	51
3.1.1.2.1. Adaptīvās udc metodes optimizācija.....	51
3.1.1.2.2. Adaptīvā udc metode.....	52

3.1.1.2.3. Adaptīvā statistiskā metode.....	54
3.1.1.2.4. Diskretizācijas punktu skaita uz periodu ietekme uz optimālo adaptācijas koeficienta alfa vērtību udc metodei.....	56
3.1.1.2.5. Salīdzināšanu skaita vienā punktā ietekme uz optimālo adaptācijas koeficienta alfa vērtību udc metodei.....	57
3.1.1.2.6. Kombinācijas $n \cdot nt$ efektivitāte.....	58
3.1.2. Diskrētās stroboskopijas „s” adaptācijas optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai.....	59
3.1.3. Pārveidotāja uz udc metodes bāzes jūtības paaugstināšana.....	62
Literatūra.....	64
3.2. Ultraplatjoslas impulsu veidošanas paņēmieni izpēte.....	65
3.3.1. Ievads	65
3.3.2. Ultraplatjoslas impulsu formētāji.....	65
3.3.3. Ultraplatjoslas impulsu spektrālais novērtējums.....	70
3.3.4. Secinājumi.....	71
Publikāciju saraksts.....	72
3.3. Datorvadītu signālu reģistrēšana.....	72
3.3.1. Stroboskopiskais pārveidojums.....	72
3.3.1.1. Analoģsignālu komparators ar kompensācijas shēmu.....	73
3.3.2. Projektējamā sistēma.....	74
3.3.2.1. Mikrokontroliera programma.....	78
3.3.2.2. Grafiskais lietotāja interfeiss.....	81
3.3.2.3. Pielietojums.....	84
3.3.3. Stroboskopiskā pārveidotāja optimizācija.....	84
3.3.3.1.1. Stroboskopiskā pārveidotāja komparatora kompensācijas algoritmi.....	84
3.3.3.1.2. Lineārais izsekošanas algoritms.....	85
3.3.3.1.3. Rekursīvais izsekošanas algoritms.....	87
3.3.3.1. Kompensācijas algoritmu salīdzinājums.....	89
3.3.3.2. Secinājumi.....	89
3.3.3.3. Aiztures līnija – monovibrators.....	90
4. Biometriskās attēlveidošanas (imaging) paņēmieni attīstība.....	92
Ievads biometrijā.....	93
Plaukstas biometrisko parametru attēlveidošana.....	94
Attēlu apstrādes paņēmieni attīstība.....	95
Plaukstas asinsvadu attēlu apstrāde pēc CMF.....	95
Kompleksās salāgotās filtrēšanas pieejas pilnveidošana.....	102
NH-CMF.....	102
GCMF.....	104
Ātrdarbīgu apstrādes algoritmu modelēšana.....	108
Fast GCMF.....	109
Fast NH-CMF.....	109
Rezultāti.....	111
5. Uz rotācijas leņķiem balstītas vispārinātas signālu analīzes metožu attīstība un algoritmu modelēšana.....	112
5.1. Kompaktie ātrie ortogonālie pārveidojumi.....	112

5.1.1. Reālo pārveidojumu sintēzes algoritms.....	112
5.1.2. Komplekso pārveidojumu sintēzes algoritms.....	112
5.1.3. Reālo vispārināto Hārveidīgo pārveidojumu īpašības.....	113
5.1.4. Komplekso vispārinātie Hārveidīgo pārveidojumu īpašības.....	114
5.1.5. Pārveidojumu ātrie aprēķina algoritmi.....	115
5.1.5.1. Operāciju skaits reālajam Hārveidīgajam pārveidojumam.....	116
5.1.5.2. Operāciju skaits Jakobi rotācijas realizācijai.....	118
5.2. Uz rotācijas leņķiem balstītu signālu ciparapstrādes ierīču moduļu izstrāde un mikrominiaturizācija (ASIC/FPGA).....	120
5.2.1. Komplekso pārveidojumu FPGA realizācijas automatizācija.....	120
5.3. Uz Vispārinātās Ortogonālās Nesinusoidālās Frekvenčdales balstītas datu pārraides sistēmas FPGA prototipa-simulatora pilnveidošana.....	121
5.4. Izstrādātie funkciju/programmu moduļi MATLAB/Simulink bibliotekām "Phi-FunctionsToolbox/Blockset".....	122
5.4.1. Virtuālie Hārveidīgo bāzes funkciju ģeneratori.....	122
5.4.1.1. Reālo bāzes funkciju ģenerators.....	122
5.4.1.2. Komplekso bāzes funkciju ģenerators.....	123

1. Development of the methods for efficient digital presentation of event flows and their high-speed digital processing: computer simulation of algorithms, creating of test mock-ups and research

1.1. Development of DSP-based event timing technologies

By the term “event timing” we mean measuring the time instants when some events occur. In addition, we consider the event timing only in the context of the technical applications where events are represented by leading edges of uniform pulses. In this case the event timing is simply a measuring of time at instants when these pulses arrive at the input of a measuring device. The devices of such kind are called event timers.

Functionally the event timers cover possibilities of the conventional time interval counters since any time intervals between any events can be further calculated as differences between the corresponding time-tags. Accordingly, the event timers offer significant benefit in applications where complicated signal analysis in Modulation domain is especially needed (e.g., time-of-flight spectrometry).

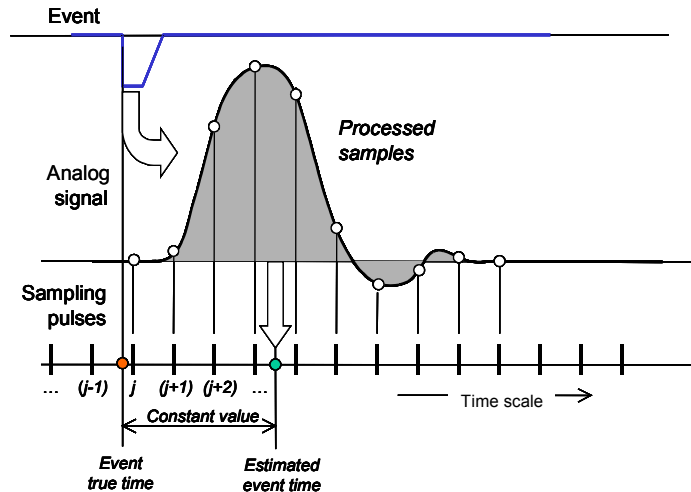
One of the most important problems for development of advanced event timing technologies is to combine high measurement precision with high measurement rate. There is a DSP-based approach to event timing which can provide such requirements. In particular, the recently developed by us innovative technology for event timing that provides for the timing products competitive on the world market, confirms that. However, applied potential of this approach is not exhausted, and further improvement of based on its technologies seems very promising and quite practicable. For these reasons we are continuing R&D activity in this area, and this annual report briefly represents the current results of such activity.

1.1.1. Principles of DSP-based methods for event timing.

Usually ones define the timer’s precision as the standard deviation of time measurement for single event. Currently the “high” timer’s precision means that it is less than tens of picoseconds (although such criterion is not too strict). To achieve so high precision, certain interpolation measurements are used in addition to the coarse time measurements performed in a digital way. Mostly the methods for such interpolation measurement (time interval stretching, Vernier method, time-to-amplitude conversion, etc) are similar to the methods conventionally used for the high-precision measurement of single-shot time intervals. However, practical implementation of the conventional interpolation methods usually entails considerable hardware complexity, including very careful design and adjusting. For this reason most of the currently available top-quality event timers belong to the class of the custom-made and very expensive instruments.

In addition to the traditional interpolation methods mentioned above, a few new DSP-based methods for high-precision event timing have been recently suggested. General idea of these methods is to generate a specific analog signal at instant determined by the input event, digitise such Event-Initiated (EI-) signal and then digitally process it. When the processing is made in a proper way, it results in an estimate of the EI-signal position (and the input event position respectively) on the time axis (Fig.1-1).

a)



b)

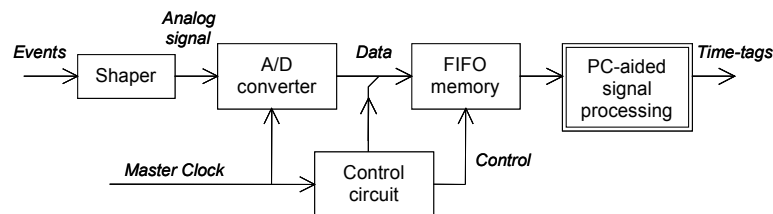


Fig. 1-1. Time (a) and block (b) diagrams illustrating the DSP-based methods for event timing

As can be seen, unlike the traditional interpolation techniques, in this case the common-used DSP facilities replace essential part of usually complicated analog circuits, resulting in considerable reducing of hardware complexity.

Conceptually the mentioned approach to high-precision event timing has been offered about ten years ago. Theoretically it can provide the precision as high as is wished, if the EI-signal is absolutely stable and ideally timed to the input event. Unfortunately such conditions are not practicable. Correspondingly various specific methods for event timing based on this approach mainly differ in regard to the best practice of EI-signals generation and to the matched algorithms for their digital processing. For example, for

the first time we generated the EI-signal as a train of triangular pulses with use of re-circulating cable loop. At that time (1998), such method already has provided top-level precision (8.5 ps RMS).

Another DSP-based method for event timing recently developed in Prague University, is based on application of the EI-signal in the form of radio-frequency pulse (in response to a SAW filter excitation) and computing algorithm for cross-correlation estimations. In experimental implementation this method demonstrates the currently world's best precision (less than 1 ps RMS), confirming the high potential of the DSP approach as a whole.

However a large amount of signal samples (up to a few thousands for the Prague model) is needed to perform the high-precision event timing in accordance to the above particular methods. That leads to a large dead time between adjacent measurements and, correspondingly, significantly decreases the achievable maximum measurement rate. In addition, this requires essential computing resources for the related DSP.

The mentioned drawbacks considerably limit the application area of DSP-based event timers. For example, in many cases the creating of multi-channel event timer systems is only one way to apply them for the task where small dead time is vitally needed. Evidently, the multi-channel systems are much more complicated, expensive and not too reliable. In view of that it was important to develop the methods for event timing that can use a limited amount of the EI-signal samples for further DSP to reduce the dead time, supporting at the same time high measurement precision.

1.1.2. Improvement of EET-method for event timing

The method (called EET, i.e., Enhanced Event Timing), which basically meets the above condition, has been developed in early 2000. Briefly, the method includes the generation of the EI-signal in form of a single Gaussian pulse and the capturing from it only four samples for further processing. Corresponding algorithm for EI-signal processing is based on the conversion of difference between two specifically selected EI-signal samples to the target digital time-tag. At that time (2001), in a specific implementation the EET-method provided precision about 12 ps RMS at measurement rate up to 10 MHz. The achieved precision was quite good for so high measurement speed. Further improvement of the EET-method and its implementations during next few years considerably advanced the performance characteristics of the high-precision event timers based on it. A great importance in such development had general advancement of DSP technologies, including performance improvement of A/D converters, programmable logical chips and other electronic components.

The event timers based on EET-method contains a special Time-to-Digital Converter (TDC) responsible for the interpolation measurement within period T_R of the master clock. For any event that occurs at the instant t_j , the TDC converts the value $\tau_j = t_j \pmod{T_R}$ to its digital estimate $D_j = F(\tau_j)$. Conversion of all possible τ_j values is defined by particular TDC transfer function. Broadly speaking, the TDC implementation is quite simple since it contains only some edge-triggered pulse shaper and typical Analog-to-

Digital converter (see Fig.1b). However this advantage is accompanied by considerable integral non-linearity of TDC transfer function [3] that is caused by non-linearity of signal being digitised. Specifically, for typical TDC implementations such non-linearity can reach unacceptable level of hundreds picoseconds (Fig.1-2).

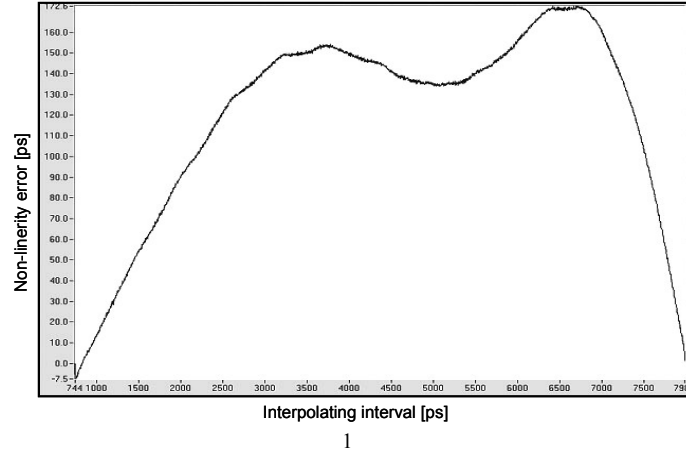


Fig.1-2. Typical TDC non-linearity error over 10 ns interpolation interval

Correspondingly the key operation of EET-method is digital correction of this non-linearity. Such correction is based on the using of experimentally predetermined correction function $F_c(D_j)$ the shape of which is inverse to actual TDC transfer function (Fig.1-3). In this case the estimate D_j is converted to estimate $\hat{\tau}_j$ where the non-linearity error is subtracted. In this way initial TDC non-linearity error can be reduced in many times. However, it is possible only if the correction function adequately reflects actual non-linearity of the TDC transfer function.

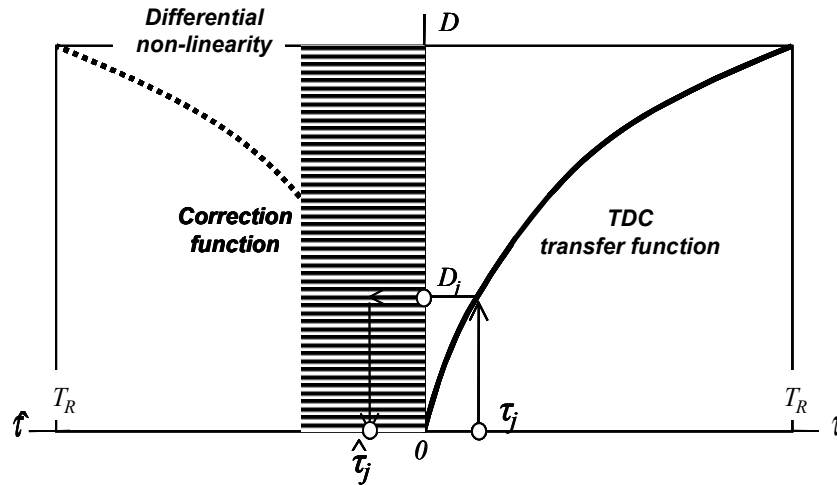


Fig.1-3. Diagram illustrating principle of non-linearity correction

We are focused on high-precision event timers where correction function predetermination (also referred to as TDC calibration) should be performed with picosecond precision. In addition, taking into account long-term instability of the TDC transfer function, the TDC calibration should be performed expeditiously to trace such instability as necessary, using built-in calibration means. The problem is to find the best technique for such TDC calibration.

There are various approaches to TDC calibration, including well-proved approach based on generation of a special sequence of test pulses. In this case it is assumed that the instants $\{\tau_j\}$ of the test event occurring will be arranged within the interpolation interval T_R nearly uniformly and with sufficiently high density. Under this condition the histogram of digital values $\{D_j\}$ will reflect the differential TDC non-linearity (Fig.1-3). Then the corresponding correction function (reflecting the integral TDC non-linearity) can be constructed by directed summation of the normalised frequencies $\{f_i\}$ of the $\{D_j\}$ realisation:

$$F_C(D_j) = T_R \sum_{i=1}^j f_i . \quad (1-1)$$

Evidently the achievable precision of such TDC calibration depends mainly on the proper arrangement of the test events, i.e. high uniformity and high density of the instants $\{\tau_j\}$ distribution. Generally there are two widely known techniques for test event generation with required properties.

The first (Vernier) technique is based on generation of low-jitter test pulses with period T_T equal to $N \times T_R + \Delta_T$, where N is any integer and Δ_T – defined step between adjacent events. In this idealised case a sequence of $M = T_R / \Delta_T$ test pulses provides required uniform arrangement of the instants $\{\tau_j\}$. The main advantage offered by this technique is small time of TDC calibration but its practicability for calibration with picosecond precision is under big question. To be specific, let us assume that each step of the transfer function is equal to 2.5 ps and their total number N is 4000 ($T_R = 10$ ns). These parameters are near to the case of practical implementation of the EET-method. Supposing that M is, at least, twice as much N , duration of the test sequence is not less than 1 ms. In this case the frequency of the test pulses should be related with the master clock frequency with stability at the level of 10^{-9} approx. Achievement of such stability represents complicated engineering task and seems currently unavailable.

The second technique is based on test pulse generation with deliberately unstable repetition period. Taking into account conversion of such period to the instants $\{\tau_j\}$ by modular operation, actually it can be near to the true statistical testing. This technique is simple for implementation but supposedly needs a very large amount of statistical data to achieve required precision of TDC calibration.

To analyse practicability of this technique, we used computer simulation that imitates all steps of correction function constructing under near real parameters of test pulse sequence. TDC transfer function is assumed as strongly linear so that integral non-

linearity of the correction function (namely, standard deviation of non-linearity errors) reflects the quality of TDC calibration. As the simulation results indicate, about 8-10 millions of test pulses are needed to achieve the calibration precision at the level 0.6-0.7 ps (Fig.1-4).

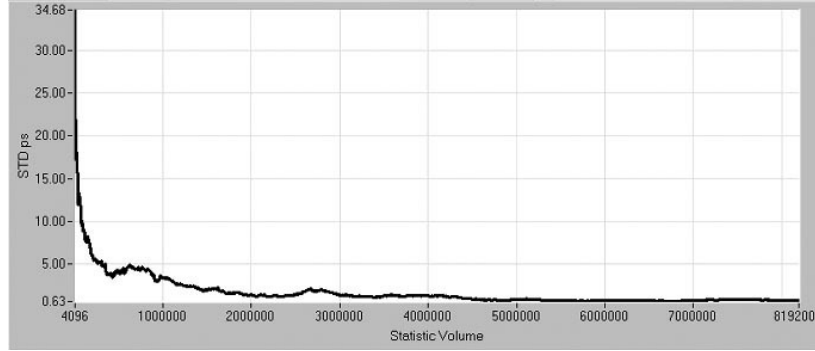


Fig.1-4. Calibration error vs. statistics volume

In this case the time of calibration lies in the range of 15-20 minutes, what is too much for expeditious TDC calibration.

To find an acceptable compromise between two mentioned above cases, we offer a technique of pseudo-random test event generation. Specifically, let us consider idealised case of a test pulse sequence with a constant period T_T , value of which is arbitrary. The instants $\{\tau_j\}$ of test events occurring are defined as follows:

$$\{\tau_j = (\tau_{j-1} + T_T) \pmod{T_l}\}. \quad (1-2)$$

In this case arrangement of the test events is pseudo-random, and in the most cases the values $\{\tau_j\}$ will approach to a nearly uniform distribution. It is important that, unlike the case of generation of really random values, this technique can provide comparable uniformity by using much smaller volume of statistical data.

Exception from the mentioned principle is a limited number of “bad” T_T values which should be avoided. To find the acceptable T_T value we used computer simulation. The level of non-uniformity for defined T_T value was estimated by standard deviation of normalised frequencies for $\{\tau_j\}$ calculated accordingly to (1-2). Such estimation was performed for $T_R=10$ ns and values T_T ranged from xxx9.200 ns with 1 ps increment (Fig.1-5).

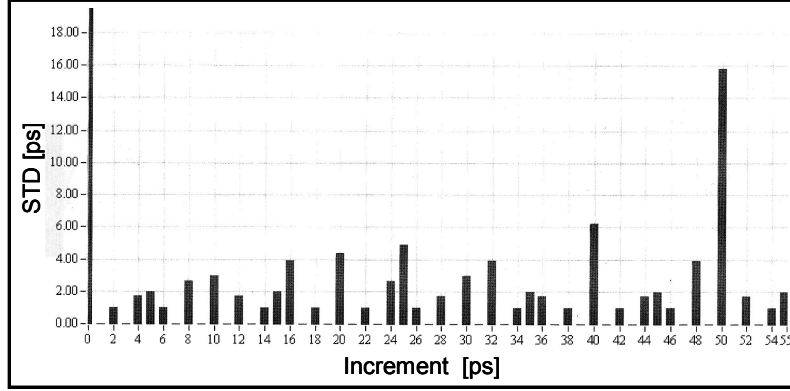


Fig.1-5. Non-uniformity level depending on the increment to the nominal value of T_T

As can be seen, the level of non-uniformity considerably depends on the T_T value. Nevertheless, there are a lot of the values that provide quite admissible level of the non-uniformity. Taking into account expected long-term instability of the test pulse period, its nominal value should be defined in a widest area of T_T variation where too large level of non-uniformity is absent. In particular, this is the area $9.208 \text{ ns} \pm 7 \text{ ps}$. At first glance the required stability about of 10^{-5} for test signal oscillator seems practicable.

As an assurance of such practicability, we simulated the TDC calibration under supposed test conditions. To simulate test pulse sequence we used the results of our research that concern theoretical model of clock oscillators and experimental evaluation of its parameters (see part 1.2 of this report). In particular, we supposed that high-performance clock oscillator is used for test sequence generation, and the simulation model of this oscillator is defined as follows:

$$\{t_k = kT_0 + \sum_{i=1}^k \Delta_i^A + \Delta_k^S\}_0^N, \quad (1-3)$$

where k is serial number of test pulse, T_0 – test pulse period (an average), Δ_i^A – accumulative jitter component and Δ_k^S – superimposed (non-accumulative) jitter component of test pulse sequence. Additionally, we take into account that the model (1-3) is validated during limited time-range. As the simulation result suggests, this technique has allowed achievement of calibration precision at picosecond level using the test pulse sequence with not more than 150000 pulses, i.e. in 50 times less than that for the true statistical testing.

However, generally realisation of “bad” value T_T is not excluded absolutely. So there is a particular task to detect and avoid such cases. To solve this task, it was supposed that normally two separately obtained correction functions should be similar. If such similarity is not observed, probably it is caused by realisation of “bad” value T_T , i.e. by spurious bursts in estimation of the differential non-linearity. In this case the frequency of test pulse source should be slightly corrected, and the TDC calibration is performed once more. The acceptable level of similarity can be defined empirically so that in average not more than some defined part of TDC calibrations could be detected as “bad” ones.

Basically practical application of this technique has confirmed the simulation results. (Fig.1-6). In this case the average time of TDC calibration does not exceed 15 seconds, which is quite allowable for its expeditious application. Effectiveness of this technique has been tested experimentally in a number of event timers. Specifically, the event timers employing such calibration have provided the timing RMS precision in the range 2.5-3.0 ps where fraction caused by the errors of TDC calibrations does not exceed 15%. Currently the advanced EET-method provided precision about 5 ps RMS at measurement rate up to 20 MHz.

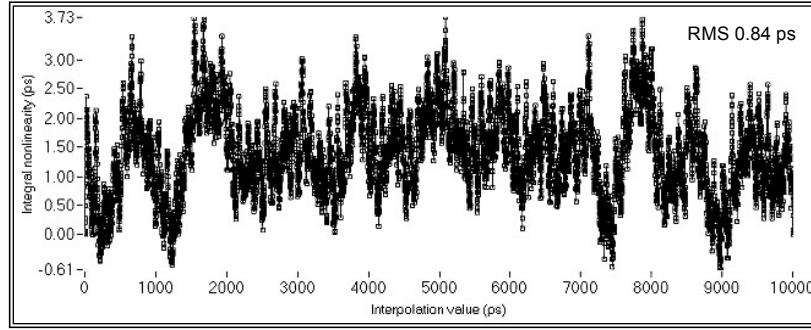


Fig.1-6. Typical errors of TDC calibration

Recently, instead of the above technique of similarity testing, the technique of synthesis of “good” T_T values that is strongly related to the interpolation period T_i , has been developed and investigated. The main advantage of this technique (as compared to the above one) is high stability of the calibration procedure under time-varying conditions of the event timer operation. In particular, experimental investigations have showed that such calibration supports sufficiently high event timer RMS resolution in a wide temperature range (Fig.1-7).

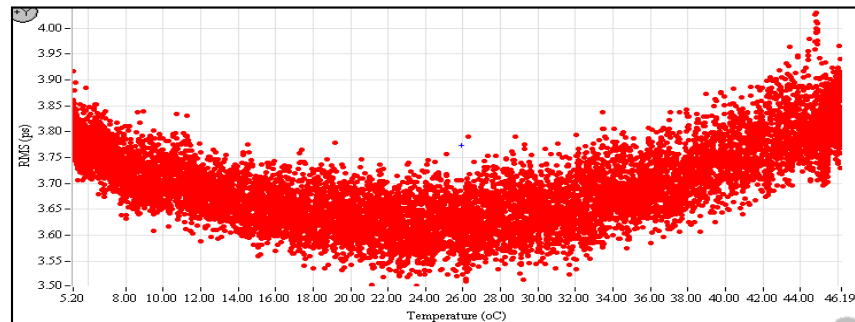


Fig.1-7. Temperature stability of TDC calibration (experimental data)

In addition, another alternative approach to correction function predetermination was theoretically investigated in framework of the project. This approach is non-statistical and based on reconstruction of the form of the corrective component of the transfer function

with use of the scatter diagram of the ordered pairs of the experimental and predicted data. It is shown that such pairs may be obtained in the process of periodic event flow timing with estimations of the time positions of the signal and the predetermined instants of the event occurrence being elements of the ordered pairs.

The efficiency of this approach to corrective component reconstruction was confirmed by simulation with use of the real measurement results. The correction of the estimated time position of the analog signal's midpoint strongly exceeds the accuracy of the measurement of the time intervals between the periodic events. Sequences of the interval measurement errors before and after the correction of the estimated time positions of the signal's midpoints are presented in Fig.1-8.

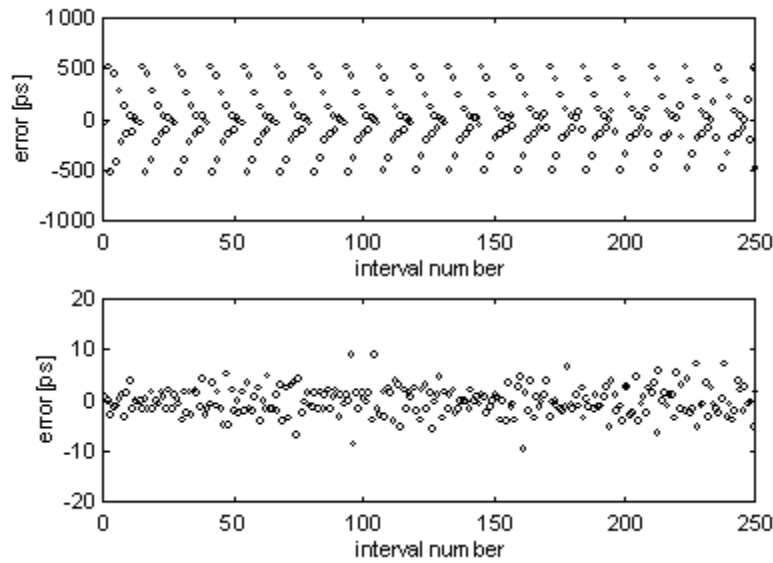


Fig.1-8. The sequence of errors in the measurement of periodic time intervals before and after correction

As can be seen, the RMS error of the measurements calculated for the whole sequence of the measured intervals without correction of the estimations was 282 ps, and it fell to 3.0 ps after correction of the estimations.

Let us note that fully computer simulation of such calibration process provides the value of RMS error equal to 1.0 ps, which is three times lower than that in the experiment with actual data. This may be explained by the instability of the EI-signal and possible deviation of the test signal frequency in process of the calibration. Generally this approach to correction function predetermination is under further development to be implemented in practice.

1.1.3. Some alternative DSP-based methods for event timing

The functional that determines the position of a certain signal midpoint in compact form (called position functional) may act as a numerical characteristic of the position of

the EI-signal at the time axis. A position functional is defined at the set of continuous functions describing the forms of EI-signals with various time shift values with respect to a certain initial instant at the time axis:

$$\gamma(\tau) = F\{u(t) = u(t - \tau)\}. \quad (1-4)$$

A linear dependence on the time-shift parameter of the functional argument is a common property of position functional of analog signals:

$$F\{u(t - \tau)\} = F\{u(t)\} + \tau. \quad (1-5)$$

It is already shown that linear property (1-5) may not be fulfilled for position functional of discrete signals. The functional that is selected as a position functional should necessarily be a monotonic function of the time-shift parameter τ in this case. As applied to the interpolation problem, the time-shift τ of the signal is counted from the beginning of the discretization period T_s and may vary from zero to T_s . The time shift value is always less than the duration of the auxiliary analog signal in this case. Numerical values of the position functional of discrete signals may be used as estimations of the time position of the analog signal.

Position functional (1-5) is defined at the set of N discrete samples and in this case depends on the time shift. It is not necessary for the numerical value of the position functional to have the dimension of time, but it should have an unambiguous connection with the value of the interpolated (within the bounds of the discreteness of rough measurement) modulo T_s residue of the time instant of the event occurrence. The overall performance of the event timing method significantly depends on the algorithm of the position functional computation.

Thus, the position functional of the EI- signal may be represented by various numerical functions describing the positions of the following at the time axis, e.g.:

of the center of gravity of the signal;

of the maximum of the signal;

of the median (area midpoint) of the signal.

Let us consider some examples that, possibly, represent theoretical basics for other promising methods for event timing.

The method based on gravity center estimation. This method, like the mentioned EET-method, is based on forming of an EI-signal in form of a mono-pulse and only a limited number of sample values of this signal (less than 10) are taken for further calculations. Consequently a relatively high measurement rate might be achieved. As to the algorithm for processing of these sample values, it is based on estimation of the gravity center of a plane figure. If $s(t)$ is a function that describes the shape of the mono-pulse, the location of the gravity center of is expressed as follows:

$$\gamma_{\tau}^{(p)} = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} t |s(t - \tau)|^p dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |s(t - \tau)|^p dt}, \quad p > 0, \quad (1-6)$$

where τ is a shift of the signal relative to some conditional reference point (in particular, the event timing instant). In this case the estimate of the gravity center linearly depends on the shift τ :

$$\gamma_{\tau}^{(p)} = \gamma_0^{(p)} + \tau. \quad (1-7)$$

It is also important that the gravity center location is an integral parameter of the signal and, by definition, it is not too sensitive to the local instability of the signal shape.

Actually we are dealing with a digital representation of the initially analog signal. In this case expression (1-6) is transformed to the following form:

$$\hat{\gamma}_{\tau}^{(p)} = T_s \frac{\sum_k k |s(kT_s - \tau)|^p}{\sum_k |s(kT_s - \tau)|^p} \quad p > 0, \quad (1-8)$$

where T_s is the sampling period. Contrary to the case of (1-6), the estimate of the gravity center, calculated according to (1-8), non-linearly depends on the shift τ . In other words, some systematic error (usually called non-linearity error) will be present. In general, the specific value of the non-linearity error depends on the amount of the samples taken from the analog signal. It can be reduced to some limit by increasing of the samples amount but not excluded totally.

Potential of the considered method has been studied by simulation of the event timing process under following conditions: a bell-shaped analog signal is digitized at 100 MHz sampling rate with 12-bit resolution; the signal width is programmable so that the number of its significant samples might be varied.

The timing error, for the case where the EI-signal width is 70 ns, and up to 7 significant samples are processed, is shown in Fig.1-9a. As can be seen, this error (peak-to-peak) is about ± 2.5 ps. The non-linearity error is actually invisible on the background of the digitizing errors and it is estimated as not exceeding ± 0.5 ps. However, when the signal is shorter (about of 50 ns) and only 5 significant samples can be processed, the timing error reaches ± 2.5 ps (Fig.1-(b)). In this case the non-linearity error is strongly marked and represents the basic error component.

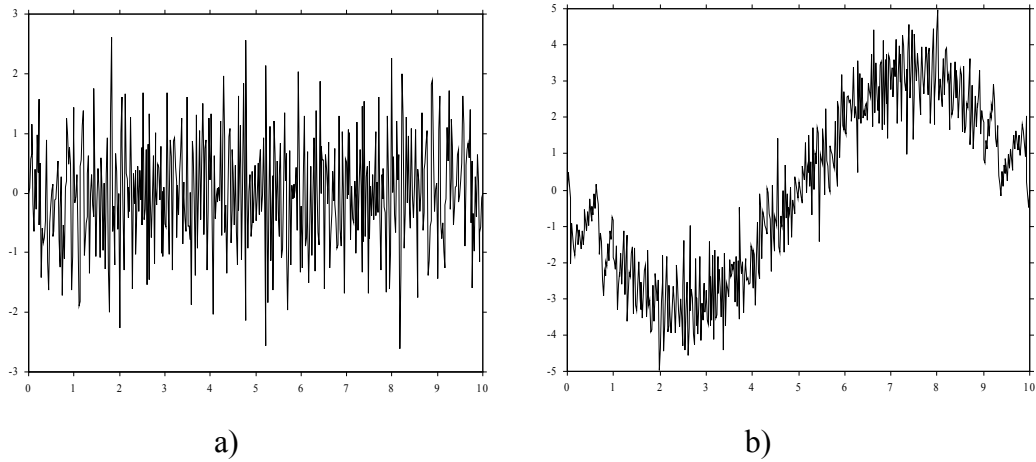


Fig.1-9. The timing error when EI-signal width is 70 ns (a) and 50 ns (b).

Note that even in this case achieving of good timing results is possible. Specifically, there are ways how to make non-linearity corrections if it would be exactly predetermined.

Thus, the simulation results show that the discussed method can provide picosecond precision of event timing. Only a limited number (less than 10) of the EI-signal sample values have to be taken. The algorithm for their processing is relatively simple. At practical applications of this method, the expected basic problems are related to the generation of the analog signal pulse with the best available stability.

The methods based on parametrical identification of signal models. More specifically, in this case the methods are based on parametric fitting of regression model of an EI-signal to its sample values. In this case, under certain conditions, there is not necessity for correction of the calculated estimates of EI-signal position.

Generally the parameters that depend on the EI-signal position are selected for estimation. Estimation $\hat{\gamma}$ of the vector of these parameters γ is being performed using criteria of minimum of the functional.

$$\hat{\gamma} = \arg \min_{\gamma} \mathfrak{J}(\gamma), \quad (1-9)$$

where

$$\mathfrak{J}(\gamma) = \sum_{k=1}^N [u_k - g(t_k; \gamma)]^2. \quad (1-10)$$

In other words, the regression model parameters are estimated using so called least squares method.

This general approach has been applied to the EI-signal in the form of damped oscillation. In practice such signal can be generated by excitation of an oscillatory circuit (Fig.1-10).

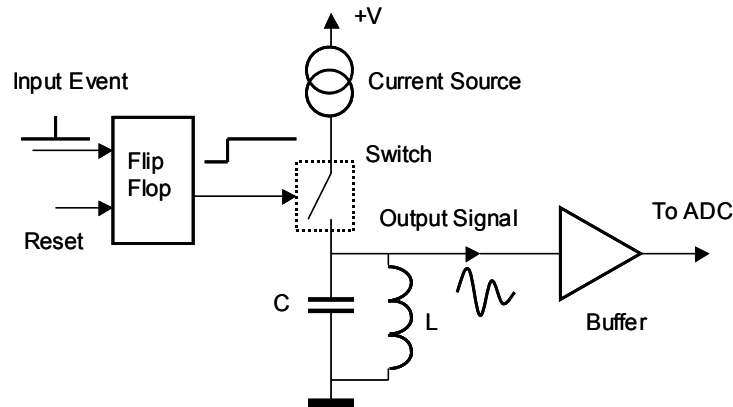


Fig.1-10. Diagram illustrating principle of EI-signal generation

Response of such circuit for the jump of current $i(t - \tau) = I_m \sigma(t - \tau)$ can be expressed as follows:

$$\begin{aligned}
 u(t - \tau) &= \frac{1}{2\pi j} \int_{s-j\infty}^{s+j\infty} \frac{I_m}{p} e^{-pt} Z(p) e^{pt} dp = \\
 &= \left\{ I_m \frac{rR}{r+R} - I_m \frac{rR}{r+R} e^{-\beta(t-\tau)} \cos[\omega_c(t-\tau)] + \right. \\
 &\quad \left. + I_m \left[\frac{1}{\omega_c C} - \left(\frac{rR}{r+R} \right) \left(\frac{\beta}{\omega_c} \right) \right] e^{-\beta(t-\tau)} \sin[\omega_c(t-\tau)] \right\} \sigma(t - \tau)
 \end{aligned} \tag{1-11}$$

where $\tau \in [0, T_s)$, I_m - amplitude of the current, $\sigma(t) = \begin{cases} 1, & \forall t \geq 0 \\ 0, & \forall t < 0 \end{cases}$ - Heaviside function, $s = \text{Re}(p)$ - real component of the complex variable. For this model of the EI-signal the time shift τ depends on the regression coefficients a_τ and b_τ as follows:

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} \left[\arctg\left(\frac{b_\tau}{a_\tau}\right) + \eta_\tau \right] - \frac{\psi_0}{\omega_c} = \frac{1}{\omega_c} \left[\arctg\left(\frac{b_\tau}{a_\tau}\right) + \eta_\tau \right] + \text{const} \tag{1-12}$$

where

$$\eta_\tau = \begin{cases} 0, & \text{if } a_\tau \geq 0 \\ \pi, & \text{if } a_\tau < 0, b_\tau \geq 0 \\ -\pi, & \text{if } a_\tau < 0, b_\tau < 0 \end{cases} \tag{1-13}$$

Note that in this case the values of frequency ω_c and damping coefficient β are supposed as known ones.

Applied possibilities of the method were investigated by computer simulation. For simulation the parameters of the oscillator were defined as follows: $L = 2.87 \mu\text{H}$, $C = 20 \text{ pF}$, $r = 0.3 \Omega$, $R = 21.78 \text{ k}\Omega$. In this case resonance frequency $f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = 21 \text{ MHz}$, damping coefficient $\beta = 1.2 \mu\text{s}^{-1}$, $Q = \frac{\omega_0}{2\beta} = \frac{\pi f_0}{\beta} = 54.98$, and frequency $f_c = \frac{\omega_c}{2\pi} = 20.966 \text{ MHz}$.

Simulation results show that the systematic non-linearity error of the interpolation is not present even if amount of samples does not exceed 6 (Fig.1-11).

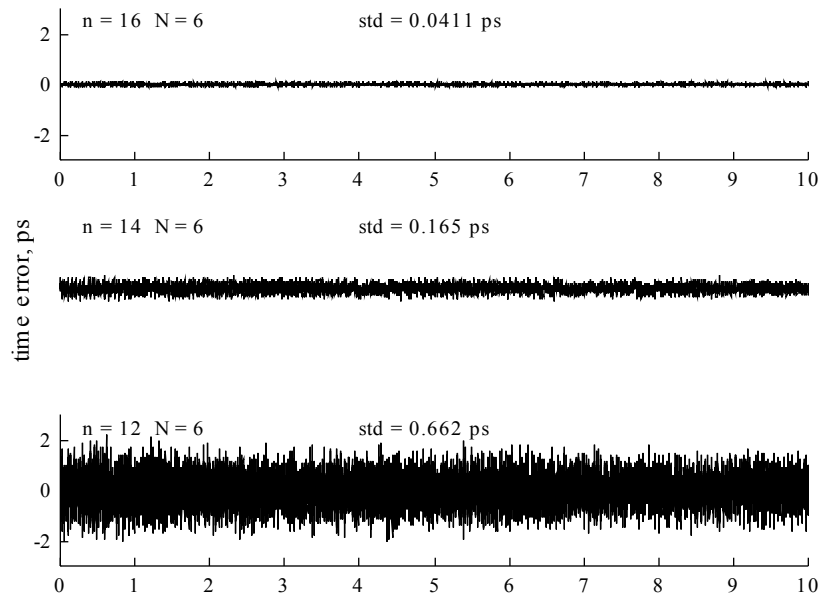


Fig.1-11. Event timing error over interpolation period
(n – resolution of AD-converter, N – amount of samples)

However, this method seems critical to predetermination of non-informative parameters, such as fundamental frequency ω_c and damping coefficient β that are used in evaluation of the regression model. Considerable mismatch between the model and real damping oscillation results in noticeable non-linearity error. Unfortunately, if it is the case, a special procedures of non-linearity correction should be applied.

Conclusions to the Chapter 1.1

Earlier well-proved technology for event timing based on EET-method is considerably advanced both in theoretical and practical aspects. Especially that concerns the techniques of event timer calibration which allow significantly improving the precision of the event timer and its reliability in operation.

In the framework of general concept of DSP-based event timing theoretical basis of a few new promising methods is offered and investigated by computer simulation and experimental research.

1.2. Application of the event timing technology: Jitter measurement and analysis on the basis of high-precision event timing.

1.2.1. An approach to characterization of clock jitter on the basis of high-precision event timers

Introduction. Evidently, any new innovative technology results in new features of the based on it products. Correspondingly these new features in the best way should be adapted to practical applications. Frequently that needs an unconventional view to the application problems. In framework of the project it is expected that these problems, as applied to the event timing technology, will be investigated and in some way solved. The first step in this direction was made relative to the clock jitter characterization where extreme high precision of time measurement is especially important. On the other hand, high-performance clock jitter characterization is in demands for various applications, especially for telecommunications.

Generally there are various understanding of the term “clock jitter”. To be specific, we shall base on the general jitter definition given in ATIS Telecom Glossary [<http://www.atis.org/glossary/>], and specify the term “clock jitter” qualitatively as the short-term variation of clock pulse positions from their ideal positions in time (hereafter referred to as *A*-jitter), and characteristics derived from that, such as the variation of clock pulse periods from their ideal value (hereafter referred to as *P*-jitter) and the variation of clock pulse periods from cycle to cycle (hereafter referred to as *C*-jitter). Here short term implies variations at frequencies greater than 10 Hz.

Basically jitter measurement in time domain is performed using high-performance real-time oscilloscopes with sampling rate up to tens of GHz, and special software that calculates where in time the signal crossed the preset level between the digitized points. In this case *P*-jitter is being measured directly, and other jitter characteristics are being derived from that, wherever possible. Recently, along this technique, so-called event timers have begun into use for jitter measurement. The event timer directly measures the time at instants when some events (e.g. edges of input pulses or signal zero crossings) occur, providing in digital form full data about their actual position on the time axis. In this respect conceptually the event timers are convenient for direct measurement of *A*-jitter and related characteristics.

However currently this approach to the jitter measurement is not sufficiently investigated since high-performance event timers refer to relatively new kind of measurement products. In this report we shall discuss some applied possibilities of this approach by example of clock jitter measurement and analysis.

Technique of jitter measurement by event timer. By definition the event timer supposes detecting the events before their measurement. In view of that a special block (signal conditioner) is used for generating these events when input signal crosses the preset level, i.e. when the signal phase is being incremented by one period. Usually the events are presented in the form of normalised pulses arriving at the timer input. In response to the

input events, the event timer generates a series of digital time-stamps $\{t_k\}_0^N$ that reflect actual incrementing of time instants when the signal phase is being incremented by one period (Fig.1-12). Deviation of the actual time-stamps from their ideal positions represents A -jitter function $AJ(k)$ where A -jitter for every k -th period of input signal can be calculated as residuals of time series data:

$$AJ(k) = t_k - (kT_0 + t_B), \quad (1-14)$$

where $(kT_0 + t_B)$ is the function of linear regression that, in certain sense, has the best fit to series of time-stamps, and N – total number of time-stamps obtained in a single measurement cycle. In this case T_0 is an averaged period of input signal, and t_B – a reference time for particular cycle of measurement. It is supposed that generally T_0N value does not exceed 0.1 sec. In this case spectral components of A -jitter function at frequencies lower than 10 Hz are substantially suppressed to be in conformity with general definition of the jitter.

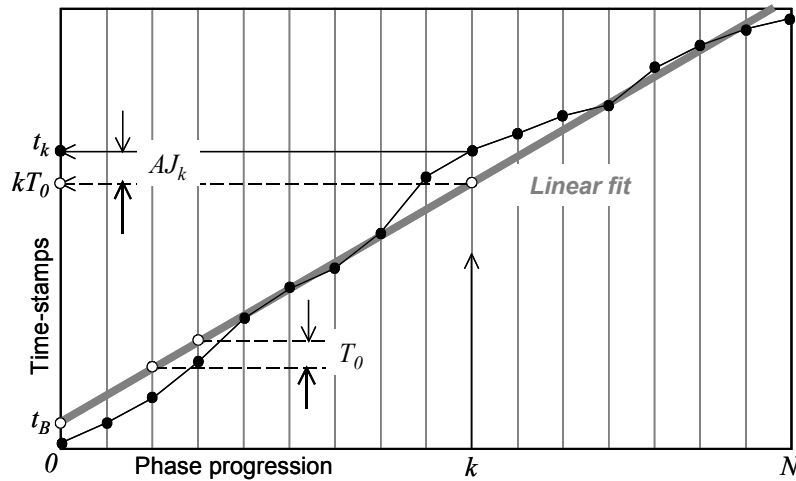


Fig.11-12. Principle of A -jitter measurement through event timing

As for determination of the function of linear regression, the least-square method that is usually used in regression analysis, seems quite applicable.

It is important that any preliminary integer division of signal frequency results in reducing of sampling rate, but does not introduce essential distortions in total presentation of A -jitter function, i.e. it simply will be presented by a less amount of samples. Thus in this way A -jitter function can be defined with an acceptable precision even if signal frequency considerably exceeds available measurement rate.

Using A -jitter function, other conventionally used jitter characteristics can be simply derived. Specifically, according to the commonly used metrics, the first differences

$$PJ(k) = AJ(k) - AJ(k-1), \quad (1-15)$$

conform to P -jitter, and the second differences

$$CJ(k) = PJ(k) - PJ(k-1) \quad (1-16)$$

conform to C -jitter. By the way, in the same unified manner the differences of higher order can be calculated if desired.

Experimental setup. To study actual potential of this approach, an experimental setup of jitter Analyser has been used. Core of this Analyser is represented by Riga Event Timer A033-ET which is widely used for time-of-flight measurements in Satellite Laser Ranging. Distinguishing feature of the A033-ET is high performance characteristics in terms of precision/speed ratio. In particular, typical precision of the A033-ET for measurement of time intervals between two events is in the range of 3.5 to 4 ps RMS, implying RMS precision of single time measurement 2.3-2.8 ps approx. At the same time the A033-ET supports 20 MSPS burst rate and 30 KSPS maximum average rate of continuous measurement. To be applicable for measurement of higher frequencies, the Analyser is supplied by a home-made controllable prescaler that allows operating at input signal frequencies up to 300 MHz approx without inserting significant distortions into jitter of original signal.

According to the above technique of jitter measurement, in single-shot mode of operation the Analyser software provides calculating and displaying three basic jitter functions defined within preset measurement cycle duration (Fig.1-13).

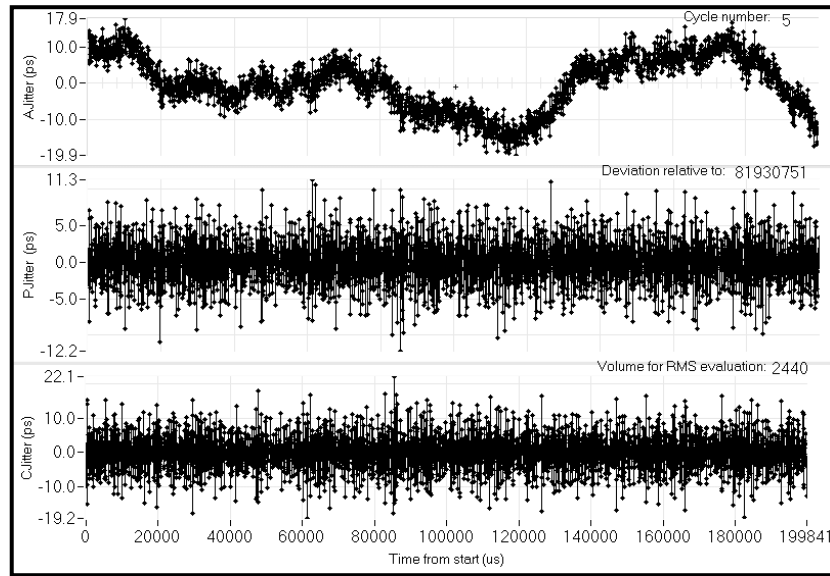


Fig.1-13. Jitter of crystal clock generator. From top to bottom: *A*-jitter, *P*-jitter and *C*-jitter

Generally such jitter functions offer many useful data for jitter analysis, including detecting of clock modulation, estimating of deviations, etc. In this case the *A*-jitter function clearly reflects particular process of jitter accumulation which may be unnoticed in other functions. Additionally, the Analyser calculates statistical jitter parameters as RMS deviations S_A , S_P and S_C for the *A*-jitter, *P*-jitter and *C*-jitter respectively.

Statistical jitter characterization. To better understand internal content of the statistical jitter parameters, let us consider often-used theoretical model of jitter accumulation. In particular, let us suppose that oscillator's clock jitter contains only

random components so that the measured in every measurement cycle k -th time-stamp ($k=0, 1, \dots, N$) can be presented as follows:

$$t_k = kT_0 + \sum_{i=1}^k \Delta_i^A + \Delta_k^S, \quad (1-17)$$

where Δ_i^A is accumulative jitter component and Δ_k^S - superimposed jitter component. Under these assumptions the jitter values AJ_k , PJ_k and CJ_k for every k -th time-stamp can be expressed as follows:

$$AJ_k = \sum_{i=1}^k \Delta_i^A + \Delta_k^S; \quad (1-18)$$

$$PJ_k = \Delta_k^A + (\Delta_k^S - \Delta_{k-1}^S); \quad (1-19)$$

$$CJ_k = (\Delta_k^A - \Delta_{k-1}^A) + (\Delta_k^S - 2\Delta_{k-1}^S + \Delta_{k-2}^S). \quad (1-20)$$

Assuming that the Δ_i^A and Δ_k^S are uncorrelated random values characterised by variances $D(A)$ and $D(S)$, the variances of the above jitter values will conform to:

$$D(AJ_k) = kD(A) + D(S); \quad (1-21)$$

$$D(PJ_k) = D(A) + 2D(S); \quad (1-22)$$

$$D(CJ_k) = 2D(A) + 6D(S). \quad (1-23)$$

As can be seen from the above equations, ratio $RI = D(PJ_k)/D(AJ_k) \leq 2$ and reflects significance of the accumulative jitter component in total jitter (the less is RI value, the more such significance). Ratio $R2 = D(CJ_k)/D(PJ_k) \cdot S_P^2/S_C^2$ is in the range from 2 (when $D(S)=0$) to 3 (when $D(A)=0$) and reflects relative influence of jitter components on total jitter.

The values of S_P^2 and S_C^2 can be considered as experimental estimates of the variances $\text{Var}(PJ_k)$ and $\text{Var}(CJ_k)$, i.e. $S_P^2 \cong D(PJ_k)$ and $S_C^2 \cong D(CJ_k)$ if N is sufficiently large integer. Taking that into account, the $D(A)$ and $D(S)$ values can be estimated using equations (1-22, 1-23) as follows:

$$D(A) \cong 3S_P^2 - S_C^2; \quad (1-24)$$

$$D(S) \cong 0.5(S_C^2 - 2S_P^2). \quad (1-25)$$

However, one should take into account that the model (1-17) supposes P -jitter like a white noise with a flat power spectral density. If it is not the case (e.g., there are considerable bursts in the spectral density), the ratio $R2$ can overstep the mentioned range.

As for the value S_A , it simply characterizes specific effective value of A -jitter that has occurred in single-shot measurement cycle, and, first of all, can be used as some qualitative indicator of accumulated jitter.

To verify validity of the considered above model, we took for experiments three standard crystal clock oscillators chips, hereafter referred to as CXO, EXO and VCO. The jitter measurement has been performed in time-range T_C 100, 50 and 10 ms. Periods of the measured signals were in microsecond range after preliminary dividing of their original frequency. Table 1-1 illustrates experimentally evaluated and calculated statistical characteristics of such oscillators, including:

- measured squared deviations S_A^2 , S_P^2 and S_C^2 (3-5 columns);
- indicative ratios RI and $R2$ (columns 6-7);

- calculated estimates of the model parameters (columns 8-9);
- calculated estimates of the variance $D(AJ_N)$ at the end of measurement cycles (column 10).

Table 1-1.

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Oscillator	T_c [ms]	S_A^2 (ps ²)	S_p^2 (ps ²)	S_c^2 (ps ²)	R1	R2	D(A) (ps ²)	D(S) (ps ²)	D(AJ _N) (ps ²)
CXO	100	117,13	10,16	30,29	0.09	2.98	0,19	4,99	932.8
20475,5 ns	50	47,33	10,17	30,29	0.21	2.98	0,22	4,98	542.0
	10	12,78	10,16	30,27	0.79	2.98	0,21	4,98	107.3
EXO	100	15,50	11,07	32,72	0.71	2.96	0,49	5,29	2745.8
17879.3 ns	50	8,82	11,06	32,69	1.25	2.96	0,49	5,29	1374.9
	10	6,46	11,07	32,73	1.71	2.96	0,48	5,30	273.6
VCO	100	43,00	9,57	28,66	0.22	2.99	0,05	4,76	248.7
20484.0 ns	50	14,94	9,56	28,64	0.64	2.99	0,04	4,76	102.4
	10	6,03	9,57	28,69	1.59	3.00	0,02	4,78	14.5

On the basis of these data one can see:

Indicative ratio $R1 < 2$ clearly indicates that there is noticeable accumulative (correlated) component of total jitter for all oscillators. At the same time the ratio $R2$ is near to 3, indicating that superimposed (uncorrelated) jitter component dominates. In a certain sense these criteria seem like the Durbin-Watson statistic.

Sufficiently good repeatability of the model parameters estimates in different time-ranges (columns 8,9) confirms validity of the theoretical model for the oscillators under test. Absolute error of the evaluation of these parameters lies within ± 70 -80 fs, supposing its RMS value about of 10 fs approx.

D(A) estimates (column 8) indicate considerable differences between the oscillators in terms of jitter accumulation.

In estimates of D(S) values (column 9) the event timer error evidently dominates. Assuming that variation of the event timer error is a little less than the smaller D(S) value (4.6 ps²), one can conclude that the superimposed RMS jitter is roughly equal to 0.6, 0.8 and 0.4 ps for the oscillators CXO, EXO and VCO respectively.

The calculated estimates of the variance $D(AJ_N)$ at the end of measurement cycles (column 10) characterize true accumulated jitter that cannot be measured directly in view of long-term instability of oscillators.

1.2.2. Development and experimental study of the method for precise separation of measured jitter and measurement errors

As can be seen from the above, there is a problem related with precise separation of measured jitter and measurement errors. In particular, in the results of jitter measurement the measurement errors can considerably exceed own clock jitter even in the case of application of highest-precision event timers. Taking into account that jitter characterization in statistical terms is in practice preferable, we have considered resolving this problem on the basis of following theoretical assumption.

Let us assume that two event timers simultaneously measured P -jitter of the same input signal. One can show analytically that when the measurement errors are uncorrelated, the value of covariance between the measurement results characterises this jitter without influence of such errors.

Practical applicability of such approach to P -jitter evaluation was verified by computer simulation and experimentally. Figure 1-14 represents obtained by simulation RMS estimates of evaluation error depending on P -jitter value when RMS error of each event timer is 3 ps. As can be seen, the evaluation error depends on the statistic volume (“ m ” is amount of measurement cycles), and theoretically can reach a few femtoseconds.

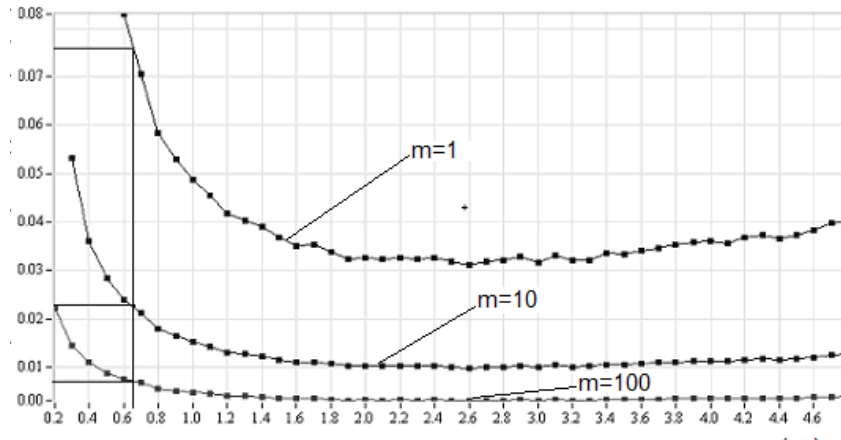


Fig.1-14. Evaluation error [ps, RMS] depending on P -jitter value [ps, RMS]

This simulation results have been verified on the basis of experimental setup containing two one-type event timers with precision comparable to the accepted for the simulation (3 ps RMS). Figure 1-15 illustrates statistics for experimental evaluation of P -jitter of crystal clock oscillator VCO.

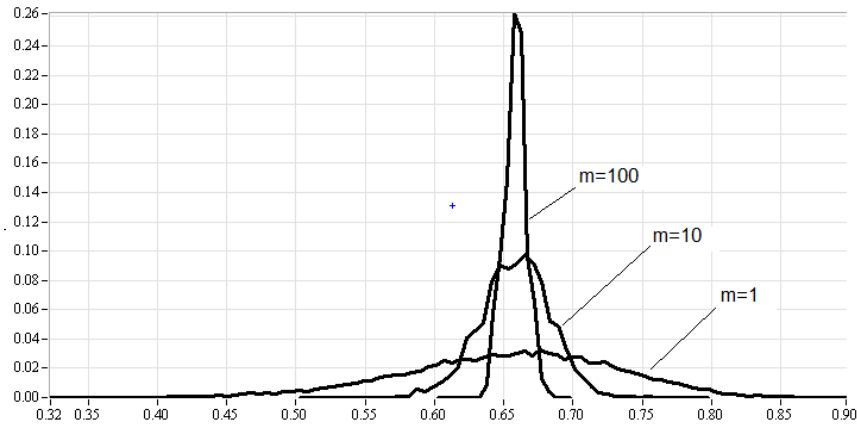


Fig.1-15. Experimental estimation of probability density of the covariance estimates [ps]

As can be seen, the experimental results indicate the RMS value of P-jitter about of 0.66 ps with evaluation RMS error about of ten femtoseconds. This experimental results well conform to the simulation results, indicating that the considered method is quite practicable. It is important that in this case the reliable estimation of true precision of event timers becomes also possible by comparison of variances for measurement results and *P*-jitter of the test signal source.

1.2.3. Development and experimental investigation of the “doubled” event timer

Important feature of the developed technology for event timing is ability to create virtually two event timers in one by modification of software tools. These two event timers operate almost independently in parallel in response to the same input events. Taking into account the above method for separation of measured jitter and measurement errors, such feature is of especial interest for practical applications, including reliable self-testing of measurement error for event timers.

A number of programming works and experiments have been performed to find the best implementation of the doubled event timer. As a result of such activity, the following performance characteristics of the doubled event timer have been achieved at this time.

Figures 1-16 and 1-17 demonstrate variances of the measurement results obtained by the first event timer (thereafter referred to as A-timer) and the second event timer (thereafter referred to as B-timer). In this case the both timers measure simultaneously period of the high-performance clock oscillator. As can be seen, the A-timer provides RMS resolution approximately about of 4.36 ps and the B-timer – about of 4.9 ps, i.e. the A-timer is noticeably better than the B-timer. Generally such precision is a little worse than in the case of measurement by single event timer. This result could be expected in view of timer’s hardware particularities.

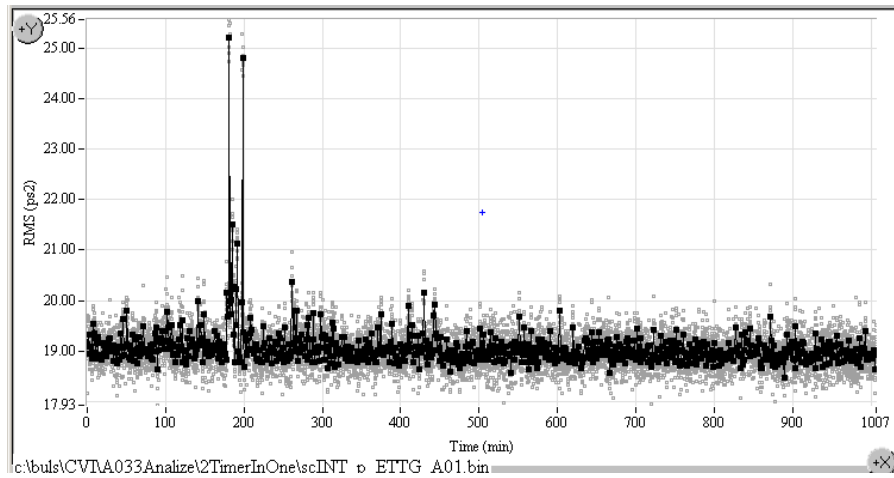


Fig.1-16. Time-stamps variance of the for the Timer A

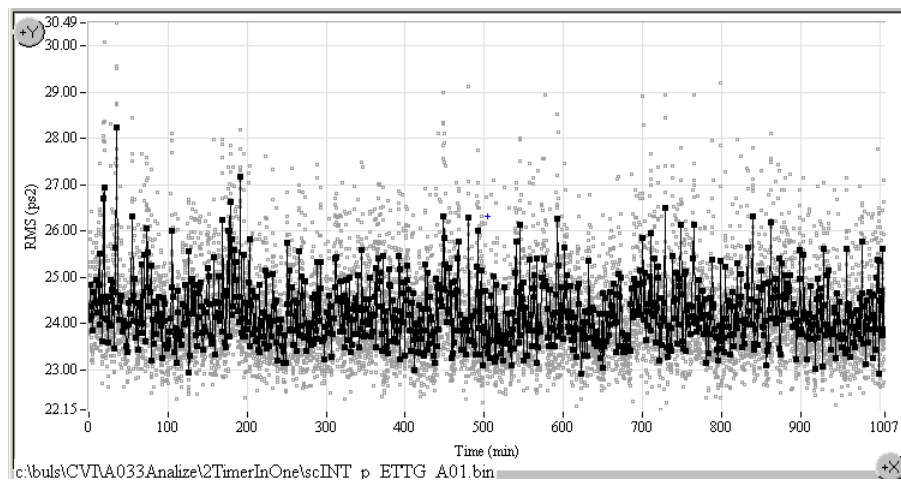


Fig.1-17. Time-stamps variance of the for the Timer B

The second important question is degree of covariance between the errors of double measurements. As processing of experimental data suggests (Figure 1-18), such covariance in some degree has a place.

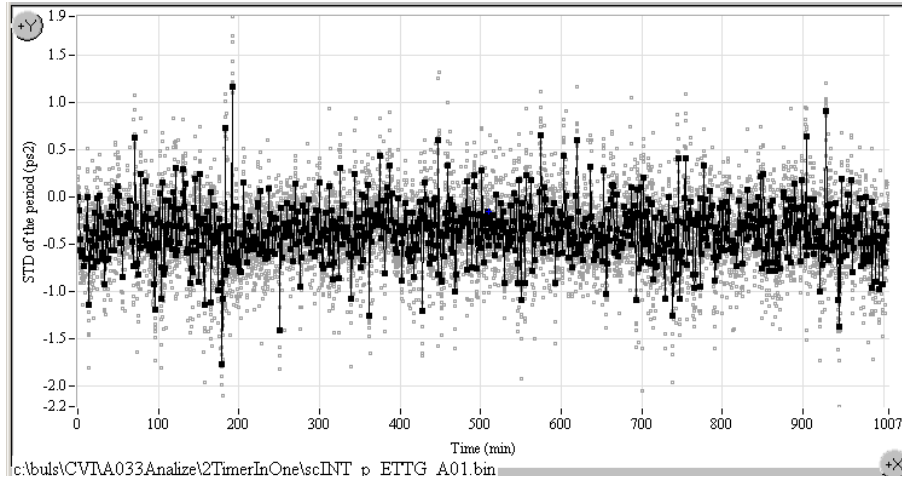


Fig.1-18. Covariance between the measurements by the Timer A and Timer B

In particular, the calculated covariance (an average) is negative value, indicating that it cannot be attributed to the jitter of input signal (such jitter results only in a positive value of covariance), and the measured errors are evidently correlated. Taking into account expected jitter of input signal, (about of 0.6 ps RMS), the correlation between the measurement errors can be roughly estimated as 1 ps RMS. Thus, at least with such precision the doubled event timer can be used for *P*-jitter characterization, extending in this way applied potential of event timing technology.

Conclusions to the Chapter 1.2

Relatively simple unified technique of jitter measurement by high-precision event timer is developed and investigated. This technique is based on regression analysis approach and offers jitter characterization in different views, starting from the process of jitter accumulation in real time.

An approach to statistical jitter analysis based on the simplified theoretical model of jittered clock oscillators is discussed. Experimental research confirms ability to evaluate the model parameters with femtosecond precision and predict the accumulated jitter for any optional time-range.

The problem related with precise separation of measured jitter and measurement errors (both in statistical terms) is investigated and resolving this problem is found and offered. Experimental research confirms ability to provide such separation with femtosecond precision.

Generally the offered technique of jitter measurement can replace traditional oscilloscope-based technique, providing better functionality, comparable precision, simpler and cheaper solution as applied to the jitter of input signals limited in upper frequency.

1.3. Digital representation of analog signals by event flow

Earlier offered approach to analog signal representation by event flow with use of crossings of analog signal with a reference signal (Fig.1-19) is significantly advanced.

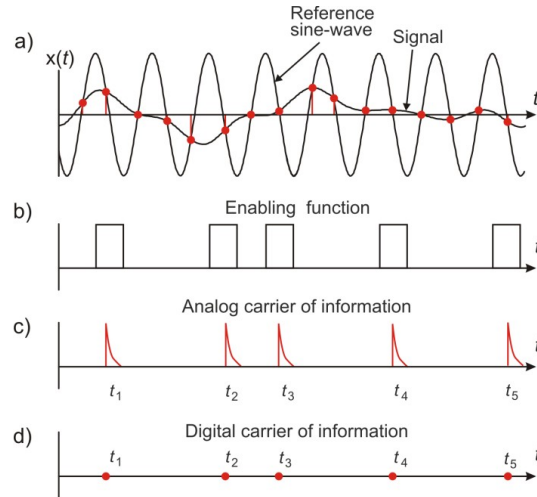


Fig.1-19. Principle of analog signal conversion to the event flow

Such advancement concerns both theoretical basis and application problems. Specifically, an approach to designing chips having power-efficiency advantages is developed for the application area of data acquisition from sensors and pre-processing of them on DSP basis. Attention is drawn to the significant role of specific signal digitizing at rational digital processing of analog signals.

The task that has to be solved at the stage of input signal digitizing is not just obtaining digital signals representing the original continuous input signals in the digital domain. It is shown that to achieve targeted results, in particular, power-efficiency, it is essential to select and use the most suitable method for signal digitizing that leads to complexity reduced processing of compactly presented data. The considered and discussed approach, emphasizing the importance of suitable digital representation of signals, supplements rather than contradicts other currently used methods for increasing power efficiency of chip designs. It does not represent an exception in this sense. The difference is in the methods used for digitizing making possible complexity reduction of designs and compression of the involved data flows. Advantages and benefits, achievable by using the suggested methods, are investigated and demonstrated.

Conclusion to the Chapter 1.3

The approach to representing analog signal by event flow is advanced. Particularly it is shown that such approach allows increasing power efficiency of chip designs.

1.4 Additional data

Related publications in 2010:

- A. Rybakov. Reconstruction of the Corrective Component of the Transfer Function of the Interpolator in the process of Calibration of the Precision Event Timer, *Automatic Control and Computer Sciences*, 2010, Vol. 44, No. 1, pp. 11–21.
- A. Rybakov, V. Vedin. Precision Event Timing Based on Digital Processing of the Response of Harmonic Oscillator, *Automatic Control and Computer Sciences*, 2010, Vol. 44, No. 6 (under publishing).
- Yu. Artyukh, I. Bilinskis, S. Roga, K. Sudars. Digital Representation of Analog Signals leading to their Energy-efficient Processing. *Proceeding of Annual International Conference on Green Information Technology*, 25-26 October 2010, Singapore.
- K.Sudars. Data Acquisition Based on Nonuniform Sampling: Achievable Advantages and Involved Problems, *Automatic Control and Computer Science*, 2010, Vol. 44, No. 4, pp. 199-207.
- I.Bilinskis, A.Skageris. Experimental Studies of Signal Digitizing Based on Sine-wave Reference Crossings, *Electronics and Electrical Engineering*, 2010, No 4(100), pp. 69-72.
- I.Bilinskis., K.Sudars, M.Min, P.Annus. “Advantages and limitations of an approach to bioimpedance data acquisition and processing relying on fast low bit rate ADCs”, *Proceedings of Baltic Electronic Conference BEC 2010*, Tallinn, Estonia, 2010.

Reports at the conferences:

- The 14th International Conference “ELECTRONICS’2010”, 18-20 May 2010, Kaunas. I.Bilinskis, A.Skageris. Experimental Studies of Signal Digitizing Based on Sine-wave Reference Crossings.
- Annual International Conference on Green Information Technology (GREEN IT 2010), 25-26 October 2010, Singapore. Yu. Artyukh, I. Bilinskis, S. Roga, K. Sudars. Digital Representation of Analog Signals leading to their Energy-efficient Processing.
- Baltic Electronic Conference BEC 2010, Tallinn, Estonia, 4.-6. October 2010. I.Bilinskis I., Sudars K., Min M., Annus P., “Advantages and limitations of an approach to bioimpedance data acquisition and processing relying on fast low bit rate ADCs”.

Education activity (habilitation for Master’s degree):

Jakovs Savarovskis. "Signāla fāžu un frekvenču parametru novērtēšanas metodes, bāzētas uz laika intervālu analīzi". Rīgas Tehniskā Universitāte, Elektronikas un Telekomunikāciju fakultāte, (Telekomunikāciju institūts). 2010. gadā, jūnijs. Vadītājs: Dr.sc com. A. Ribakovs

Other related works that were provided but not reflected in the report.

Research that is related with time data application in image processing, mock-ups creating, experimental studies, reviews of the problem state-of-the-art, etc.

2. Transportlīdzekļu datu bezvadu tīkls

2.1. Vehicular sensor networks

Vehicular sensor networks and intelligent transportation systems are promising approaches to use information technologies for traffic improvement in terms of safety, comfort and environmental impact reduction. Sensors, on-board processing and communication interface are the components needed to build an intelligent and cooperating vehicular network which reduces cognitive load for drivers, optimizes route selection and issues warnings about hazardous situations and accidents on the road to the traffic participants, including public institutions and individuals.

Although part of contemporary cars are equipped with sensors and on-board computers, the sensing and computational capabilities are very limited, especially when considering scientific experimentation. And the situation is even worse in the communication field - despite the fact, that particular protocol family called Digital Short Range Communications (DSRC) is developed by several information society organizations including IEEE (802.11p protocol [2.1.1]), vehicle-to-vehicle (V2V) and vehicle-to-infrastructure (V2I) communication is very limited and inefficient due to fact that technologies and protocols initially developed for static nodes are used, which are not optimal for vehicular networks with highly dynamic topology and connectivity [2.1.2].

Therefore our research group is designing and developing a modular platform for novel vehicular sensor network technology exploration and improvement, and scientific experimentation. It consists of sensing, processing, actuator and communication modules as depicted in Figure 2.1.1. Sensing module includes environmental phenomena, road condition sensors as well as car positioning, and driving behavior measurement modules. Processing module performs decision-making based on statistics, actual sensor and received data, and mathematical models of the system. Actuators are responsible for driver assistance including cooperative cruise control. Communication module includes a variety of communication interfaces and ensures data exchange between traffic participants as well as databases and services in the Internet. The platform is intended for existing communication protocol and sensing application evaluation and improvement, as well as new protocol design and testing.

Our vision is to have the whole system as an embedded platform, which can be easily integrated into wide range of existing vehicles, originally lacking the sensing and communication capabilities. However in the prototyping phase we admit a desktop/laptop PC as a part of the processing unit to assess and identify the computation-intensive tasks.

Fig. 2.1.1. Vehicular sensor network technology exploration and improvement platform architecture

The tasks completed:

- Development of a modular and extensible embedded sensing platform, described in Section 2.1.1.1.
- Development of throttle control module for adaptive cruise control, Section 2.1.1.2

- Analysis and theoretical model for brake control module, Section 2.1.1.2
- Research of hybrid positioning and navigation systems, optimal approach choice, Section 2.1.2
- Development of vehicular sensor-data representation portal, Section 2.1.2
- Research of 802.11p DSRC protocol, its comparison to 802.11a, Section 2.1.3.1
- 802.11p device market research, choice of particular hardware module, its driver preliminary development, Section 2.1.3.1.
- Analysis and modeling of software-controllable directional antenna, Section 2.1.3.2.
- Development of directional antenna prototype, Section 2.1.3.2.
- Setup of directional antenna testbed with rotating stand, Section 2.1.3.2.

Future work:

- Testing of sensor platform and throttle control module
- Development of brake control module
- Implementation of positioning algorithms
- Improvement of sensor-data web portal
- Implementation of 802.11p software driver
- Testing and parameter tuning of directional antenna
- Testing of all the modules in real applications

2.1.1. Sensing and Actuation

To build a smart and context-aware car, sensing is an essential part. Our approach is to build a modular sensing system with a predefined set of sensors on-board and possibility to add application-specific sensors afterwards. One of our *proof-of-concept* car-sensing experiments was to develop a system called RoadMic: in collaboration with researchers from VieSenTIS project team [2.1.32], we used laptop with microphone and GPS in a driving car to identify and map road irregularities [2.1.4]. Results show, that our approach detects potholes with more than 80% reliability and the accuracy depends on GPS capabilities and driving speed. By adjusting the threshold value we can either detect more potholes with less accuracy, or only the most remarkable ones with high confidence.

As the next step we are building an embedded platform with GPS and wider range of sensors, which performs data preprocessing and filtering to divide the data processing complexity. Processed sensor data is used for both local decision-making and action, and exchange with other network participants and central server. We have chosen to build an adaptive and cooperative cruise control as driver assistant for improved safety and increased road throughput, reduced CO₂ emissions, and increased driver comfort.

2.1.1.1. Sensor platform

In the first phase we have built a sensor platform (Figure 2.1.1.1.1) consisting of TMote Mini sensor node [2.1.4] with MSP430 microcontroller [2.1.5] and CC2420 802.15.4-compliant radio [2.1.6], iTrax300 GPS Receiver [2.1.7], ADXL335 3D accelerometer [2.1.8], IDG500 2D gyroscope [2.1.9], BCM9765P-44 electret condenser microphone,

TEMT6000 ambient light sensor [2.1.10], SHT15 humidity and temperature sensor [2.1.11]. SD card support is added for local data storage. Also integrated are communication devices, described in Section 2.1.3. Software is being developed for the sensing platform, using adaptation of MansOS operating system for networked embedded devices [2.1.33].

Future work includes incremental implementation and testing of sensing platform using real experiments and applications. For example, noise pollution measurements or icy road detection using vehicles as mobile sensor node.

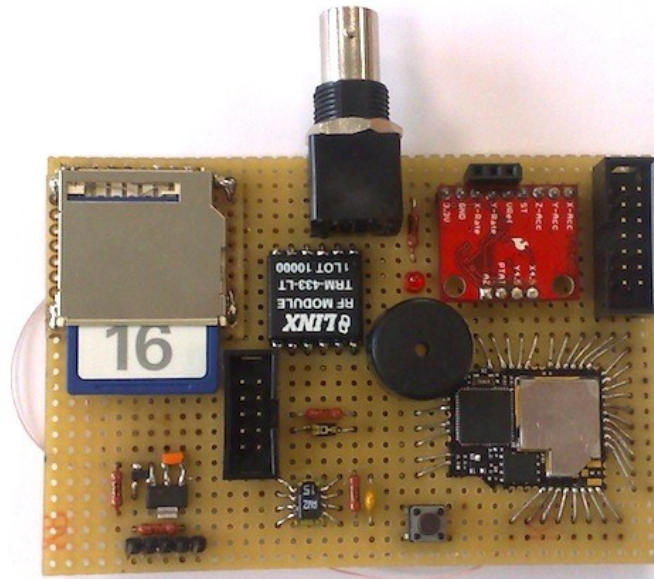


Fig. 2.1.1.1.1. Embedded sensor platform prototype.

2.1.1.2. Throttle and Brake Control

To increase driving comfort and decrease driver tiredness, since 1958 cars are equipped with system called – cruise control. Its main task is to keep vehicle at constant speed without driver engagement in braking or acceleration system [2.1.12]. Since 1998 S-class Mercedes Benz made cars were equipped with active cruised control system – Distronic [2.1.13], which allowed to keep distance constant and adaptively decrease driving speed if suddenly another car had appeared on the road. Traffic participant count increases monotonously, increasing number of road accidents accordingly. In this situation cruise control system (which is now a top class car feature) is an active system, which makes driving safer, improves communication ability among drivers and decreases exhauster.

One of the main tasks of adaptive cruise control system is to control accelerator and braking system. In cars built before 1995 accelerator system was driven mechanically using cable connected to accelerator pedal from one side and to choker on another. At that time cruise control systems were local systems taking speed signal from wheel or from driveshaft and using vacuum lines for choker control.

Period from 1995 to 2008 can be noted with fast direct injection system development and significant car electronics and electronic control system evolution. Accelerator pedals turned from simple pedals with cables in to electronic sensors having potentiometers and Hall-Effect sensors inside. Active cruise control braking systems were using vacuum control lines with electric vacuum pumps and electromagnetic valves, controlled by signals from the Engine Control Unit (ECU). Newest car (which have two engines – internal-combustion engine and powerful electro motors) brake and accelerator systems are being controlled fully automatically with signals from ECU. While braking motors are switched in to generator mode and are charging accumulator.

Mazda6 [2.1.14] car has been chosen as a representative of a large vehicle group to create and research a robust, adaptive, cooperative cruise control. Mazda6 represents one of the largest car groups equipped with electronic accelerator pedal and mechanical braking. It is not need to control gear shifting, as the car is equipped with automatic gearbox. Additionally, solution for this particular platform gives ability to make cheap and simple retrofitting solutions for people with special needs.

To solve tasks set buy development of experimental adaptive cruise control system, we studied DARPA Urban Challenge competition results and tutorials [2.1.15]. Mainly cars equipped with automatic gearbox have been taking part on competitions so it was no need in shifting gears while driving cars in automatic mode. Cars which were equipped with recuperative braking system and electronic accelerator pedal were driven fully electronically being controlled by CAN bus with computer or by using analog signals from pedal emulators. Cars with mechanical braking system were driven using mechanical system and electric stepper motor controlled by computer.

First step was to examine Mazda6 electric connection scheme and analyze ECU algorithms. Signal analysis on oscilloscope discovered that Mazda6 accelerator pedal has two embedded Hall Field sensors, supplied by 5V from ECU. Depending on accelerator pedal position sensors IC generated voltage from 1.58V to 3.88V for first sensor and from 1.04 to 3.38V for second one.

Next we developed electronic accelerator pedal emulator (EAPE) control algorithm. The following requirements for it were defined:

1. EAPE must have option to be switched between normal operation mode (when accelerator position signals are transferred directly from pedal to ECU) and cruise control mode.
2. Voltage generated by EAPE should be automatically monitored and regulated to provide high output signal precision.
3. If driver presses accelerator pedal, cruise control mode must be switched back to standard operation mode.
4. While working in cruise control mode EAPE should have ability to calculate and set intermediate output signal change having current output signal level, needed output signal level and Δt – time in which output signal switching should happen
5. Data transfer integrity check should be available to avoid data transfer errors.

To implement the control unit, highly responsive embedded system with two digital-analog converter (DAC) outputs, six analog-digital converter (ADC) inputs, one timer with 1 ms resolution, ability to organize data transfer using I2C, USB or UART bus is required.

Atmega88PA [2.1.16] micro-controller fully meets for these requirements. It works on frequencies up to 20 MHz reaching 20MIPS.

A prototype PCB was created (Figure 2.1.1.2.1) with Atmega 88PA micro-controller, crystal resonator at 20 MHz, L7805 5.0V voltage regulator, diode was placed between 12V voltage supply line and voltage regulator. DAC outputs have RC-high pass filter [2.1.17] connected to smooth signal output. All input and output lines were connected to ADC for fast and precise output signal tuning. Data input was carried out using UART bus. This option made program easier to debug. The control unit accepts commands on the UART bus, parses them and performs required actions by changing voltage on the DAC output.

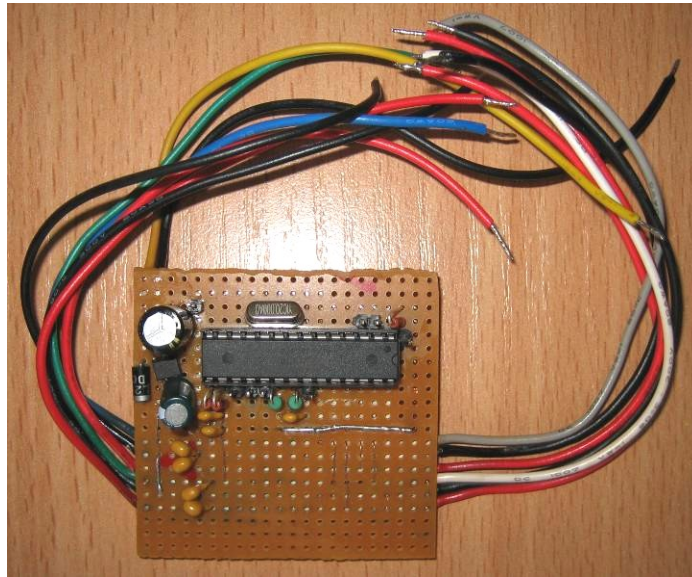


Fig. 2.1.1.2.1 Electronic accelerator pedal emulator (EAPE)

Most of contemporary personal computers do not have COM ports. Therefore UART-USB converter based on FT232RL was created [2.1.18] for programming and debugging purpose.

After EAPE programming and debugging it has been tested on oscilloscope. Tests have shown EAPE output signal's high precision in manual and in cruise control mode (jitter <50 mV) and fast reaction time (Δt <5ms). Also high data transfer endurance was marked. Next EAPE experiment step is to perform practical experiments on the road.

Because braking system of the chosen car is fully mechanical, it cannot be controlled in a way similar to throttle. At first step it was needed to take measurements of force needed to press break pedal, and pedal stroke length from one position to another on car with started engine. Using rod with plate and electronic scales, maximum weight was measured, which is needed to put pedal in to its extreme position. The result was 30kg. Stroke length formed 6cm. Braking pedal lever length from pedal plate connection place to main vacuum cylinder rod connection place was 24cm. Place and mounting points under steering wheel was found for automatic braking mechanism placement.

Sketch and physical model calculation for automatic braking control mechanism were created, depicted in Figure 2.1.1.2.2.

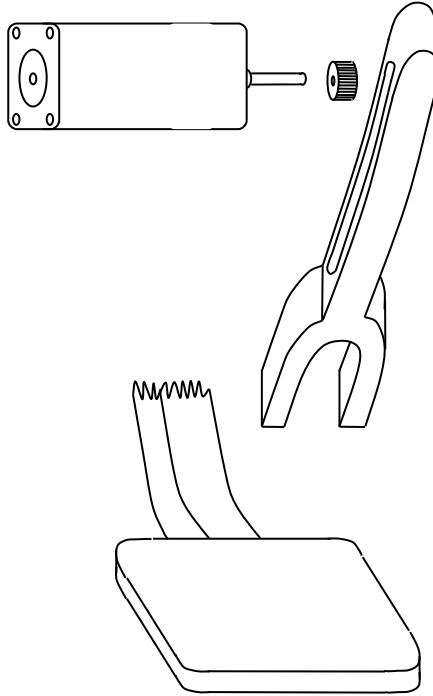


Fig. 2.1.1.2.2. Automatic braking control mechanism – pedal, rack lever, pinion and motor.

Converting 30 kilograms to Newtons we get 294,2N. For ease of calculations and security reasons we approximate it to 300N.

Effectively fork of rack lever can be placed only between lever and pedal plate connection, and the middle of pedal lever. We can write down needed torque inequality as:

$$300N \cdot 24cm \leq X \leq 600N \cdot 12cm$$

Now we can calculate optimal pinion diameter, which could move such weight and lower motor loading. As we know that mechanical work is equal to force transferred through a distance we can write this down as ($L(m)$ – diameter of pinion):

$$300N \cdot L(m) \leq Nm \leq 600N \cdot L(m)$$

Choosing pinion diameter as 3 or 2 cm:

$$L(m) = 0.03 \quad 9Nm \leq Nm \leq 18Nm$$

$$L(m) = 0.02 \quad 6Nm \leq Nm \leq 12Nm$$

We have chosen 2cm as optimal pinion diameter, so we need motor with torque from 6Nm to 12Nm.

As we know, rack lever stroke length is 6 cm, while moving on such distance pinion should make $\frac{6}{\pi \cdot D} = 0,95$ of full turn. In the worst case, rack lever should get to the final position in 1 second or faster. In this situation motor shaft must rotate with speed of 60 rounds per minute.

Having formula $P = \frac{\pi \cdot M \cdot n}{30}$ required motor power is calculated as:

$$\frac{3,1415927 \cdot 12 \cdot 60}{30} = 75,4W.$$

For example, Anaheim Automation stepper motor 34Y307D-LW8 [2.1.19] fully matches our needs.

Future work includes calculation, design and creation of brake control unit; testing of throttle control unit; development of integrated cruise control algorithms; as well as evaluation of the whole system.

2.1.2. Positioning and Navigation

Vehicle navigation as a process of monitoring and controlling the movement of a vehicle from one place to another is one of the most important processes that occur during the driving. Human driver is not perfect so any driving automation is welcomed. Automotive vehicle navigation could be used for the efficient global route and local motion trajectory planning that help to improve traffic safety, efficiency, driving comfort. There are several existing navigation and localization approaches [2.1.20-2.1.22]. The selected one is GPS (Global Positioning System) and MTS (Motion Tracking System, it consists of 3-axis accelerometer, 3-ass gyro, 3-ass digital compass) integration. The main idea is to combine the outputs of GPS and MTS sensor systems to obtain a better estimate of what they are sensing.

A GPS receiver is a position sensor. GPS position errors will depend on the availability and geometric distribution of GPS satellites it can track, and other error sources, for instance, clock synchronization errors, tropospheric and ionospheric delay errors, multipath errors. The resulting RMS position errors will be bounded, except for those times when there are not enough satellite signals available for a position solution. A MTS module is an orientation and a position sensor. MTS orientation and position errors will depend on the included sensor quality and the selected motion model. Although their short-term position is relatively accurate, RMS errors accumulate. There are many different sensor data fusion algorithms. The most widely used in navigation are Kalman Filter family's algorithms (e.g. Simple Kalman Filter, Extended Kalman Filter, Sigma-Point Kalman Filter etc.) Sigma-Point Kalman Filter [2.1.23-2.1.25] was selected for the future research and application. It seems an optimal solution for its simplicity in implementation and accuracy in estimation. The system diagram is shown in Figure 2.1.2.1. Other considered solutions have either poor accuracy or very complex in implementation that is critical for the wireless sensor network applications [2.1.23, 2.1.24].

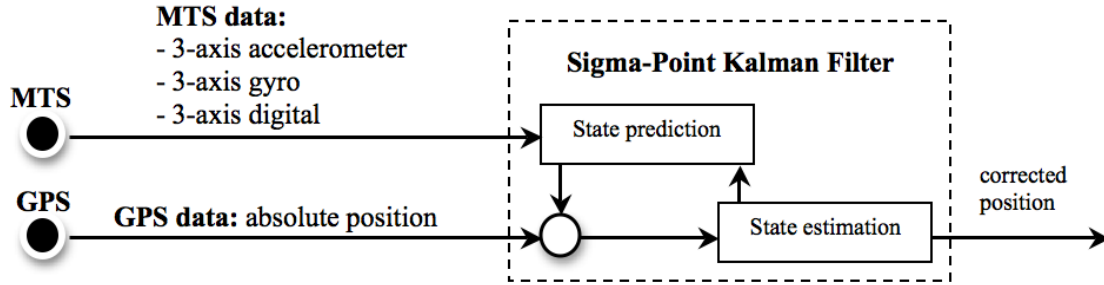


Fig. 2.1.2.1. Positioning system's implementation diagram

To view resulting position track on a map, sensor data portal was developed. The main used technologies are Java as server-side programming language and Spring framework as web-application development basis. Large data set and real-time updates are reasons to use an AJAX (Asynchronous JavaScript and XML) technology. DWR Java library is used that enables Java on the server and JavaScript in a browser to interact and call each other in a simple way. Google Maps JavaScript API is used to show sensor data on a Google Map. Additional software was developed to test and compare different sensor data fusion algorithms.

MTS unit hardware was developed. It contains 3-axis accelerometer ADXL335, 2-axis pitch and yaw gyroscope LPY530AL, 2-axis pitch and roll gyroscope LPR530AL and 3-axis digital compass HMC5843. MTS unit software development has been initiated.

Future work includes Sigma-Point Kalman filter implementation for the MTS unit, its evaluation, and additional functionality development for sensor data web-portal.

2.1.3. Communication

To build a cooperative network, communication is required. On one hand infrastructure already exists in urban environments: WLAN networks (WiFi), Bluetooth devices and access points, cellular networks, including GPRS and UMTS. On the other hand, these communication technologies are not optimal for large-scale vehicular networks due to strong mobility impact on protocol performance and cost in terms of money (in part of the cases). Therefore automotive community is developing a new family of protocols under the name Digital Short Range Communications (DSRC). To research the communication capabilities, perform comparison and improvement, both of the approaches have to be tested. Therefore our research platform contains both: DSRC and *traditional* communication technologies, including 802.11g (WiFi), Bluetooth and GPRS. We are also adapting an 802.11p module (DSRC representative), which is at the moment attached to a PC, not the embedded device, due to technical requirements – described in Section 2.1.3.1.

On the physical communication layer, we are developing a software-controllable directional antenna, usable for all the communication protocols, except cellular technologies. Prototype and testbed has been built.

Future work includes adaptation and driver development of 802.11p module for data transfer, WiFi, Bluetooth and GPRS module testing in real-world experiments and deployments, as well as testing and tuning of the directional antenna.

2.1.3.1. DSRC communication

Automotive community has developed a set of communication protocols under the name DSRC. IEEE 802.11p [2.1.26], which is still premature and was in draft stage until 15th July 2010, is a part of it and is considered on of the future *state-of-art* protocols for automotive communication. Therefore we chose to participate in research and practical application experiments of the upcoming standard.

According to analyzed documentation sources [2.1.26-2.1.27] 802.11p (draft) standard is based on 802.11a, except several MAC and PHY layer differences. The frequency band of 802.11p is shifted above 802.11a covering independent domain and is around 5,9GHz respectively, differs depending on local Radio Spectrum regulatory law. As shown in Table 2.1.3.1.1, several 802.11p modulation parameters are doubled to minimize probability of faulty data transmission, which would require resending data packets. Subcarrier spacing is twice decreased to use channel bandwidth more effectively. Another significant difference of 802.11p is that its channel bandwidth is limited to 10MHz (Half-band) to make signal more robust against fading. This can be achieved by tuning hardware clocking with help of driver.

From PHY part a more stringent ACR (Adjacent Channel Rejection) is required, which is implemented by additional hardware filtering.

Parameters	IEEE 802.11a	IEEE 802.11p half-clocked mode	Changes
Bit rate (Mbit/s)	6, 9, 12, 18, 24, 36, 48, 54	3, 4.5, 6, 9, 12, 18, 24, 27	Half
Modulation mode	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM	—
Code rate	1/2, 2/3, 3/4	1/2, 2/3, 3/4	—
Number of subcarriers	52	52	—
Symbol duration	4μs	8μs	Double
Guard time	0.8μs	1.6μs	Double
FFT period	3.2μs	6.4μs	Double
Preamble duration	16μs	32μs	Double
Subcarrier spacing	0.3125 MHz	0.15625 MHz	Half

Table 2.1.3.1.1. 802.11a and 802.11p comparison. Data from [2.1.27].

As it is stated in theoretical simulation research article [2.1.28], the IEEE 802.11a standard doesn't meet DSRC 802.11p required ACR and low-latency criteria for mobile communications. It was decided to choose from available 802.11p hardware for practical research and testing. After contacting with several 802.11p device manufacturing companies and studying hardware specifications, prices, the most reasonable selection was Unex DCMA-86P2 mini-PCI modules. However it comes without any software drivers. To use DCMA-86P2 in compliance with 802.11p standard it is needed to develop software driver based on open source Ath5k project. Ath5k is supported by Linux-Wireless developer community and is included in Linux (Debian) kernel since version 2.6.24.

While working on 802.11p standard support for DCMA-86P2 module, several problems were met related to stations interconnection and Linux wireless broadcasting restrictions. By default mini-PCI modules operate in 802.11a mode at 5.18GHz frequency. At first wireless scan didn't show any results. This happened due to suppression of lower frequencies by a special hardware filter tuned to 802.11p band. After studying *linux-wireless* [2.1.29] documentation and hardware description [2.1.30], adjusting highest 802.11a allowed channel (channel 165 at 5.8GHz), two stations successfully spotted each other. The next problem was enabling 802.11p standard frequencies. Wireless broadcasting in Linux, especially using hardware from such vendors as Atheros, is strictly controlled by CRDA software against illegal and inadequate use. Lots of documentation were studied to gain knowledge on how to use wireless cards in scientific research purposes and to understand, how do wireless software parts work together. The CRDA software gets wireless regulatory domain code either from driver or reads it from device EEPROM memory. None of settings allowed working with 802.11p-defined band. To solve this problem Linux regulatory database, which contains frequency bands, channel widths and allowed transmission power set for each country code, were modified to support 5875-5915MHz frequency range. The database itself is stored in binary format and modifying it takes rather complex process, which includes compiling Linux CRDA and Regdb packages and signing database with generated public key. As the final step Linux *compat-wireless* package, which contains ath5k driver, was modified to respect regulatory code input from *userspace* instead of reading EEPROM information. Then *compat-wireless* was compiled and all wireless modules were loaded in memory. After monitoring kernel information with *dmesg* command, it was confirmed that 802.11p frequencies were allocated. There are, however, still several problems to be solved. Despite the 5.9GHz band was allowed by regulatory software, DCMA-86P2 hardware doesn't operate at 802.11p frequencies. This might happen, because no additional channels were mapped to allocated band. Another problem is that Ath5k driver doesn't support 10MHz channels yet, so it would require editing clocking functions and making additional tests with spectrum analyzer. Adjusting 802.11p modulation parameters also is associated with driver source code editing and is planned as future steps of the project.

2.1.3.2. Directional antennas

Most of information exchange in vehicular sensor networks, whether it is 802.11p, vehicle-to-vehicle (V2V) or vehicle-to-infrastructure (V2I), is done wirelessly. From the wireless transmission point of view there arise several problems due to physical operation conditions specified by application of Vehicular sensor networks.

- The antennas should be located outside vehicle, since inside location of antenna significantly reduces transmission distance and quality.
- Outside located antenna should be small sized to reduce wind load on both antenna and vehicle
- Wireless coverage should be as wide as possible considering given transmit power
- Interference between involved vehicles and infrastructure radio should be minimal

- Energy expenditure for radio transmission especially on stand alone infrastructure points should be considered

Due to specified requirements we propose usage of passive element array antenna [2.1.31] for Vehicular sensor networks.

PEAA consists of a central radiator and six passive elements located at equal distances around it. Control of passive elements is made by TELOS mote via I2C bus and digitally controlled potentiometer schema (see Figure 2.1.3.2.1).

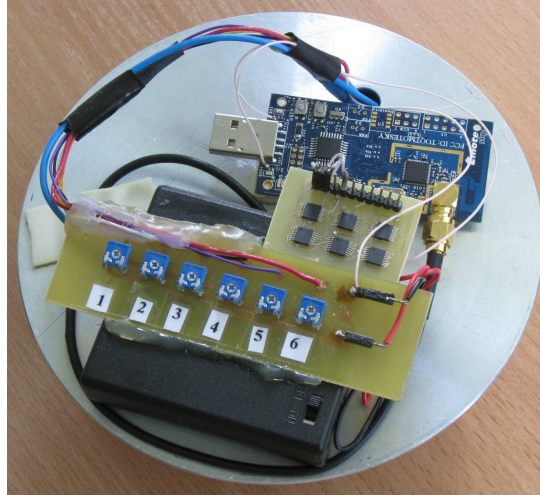


Fig. 2.1.3.2.1. Antenna control system prototype.

Radio waves are being transmitted via monopole and then reflected by passive elements. In each passive element the signal is guided to the transmission line and then along the transmission line to a varactor connected to the ground plane. Then the signal is reflected and travels back the same way to the passive element being re-radiated to ether. Because of superposition of waves and phase shift made by the passive element circuit the signal in each particular direction could be amplified or attenuated. The direction is controlled by a sensor node via I2C connected to a digital potentiometer. Finding of right capacitances is a complex task. However, for the purposes of antenna test, a simple adaptive technique was used.

Our built prototype meets all requirements mentioned above: it could be placed outside vehicle, prototype is shaped to withstand winds during vehicle movement, and wireless coverage is extended due to directionality of antenna, in the same time antenna can reach 360° coverage because of electronic switching capability. Interference is decreased because of controlled directionality of transmission. Energy expenditure (transmit power) is decreased for reaching same distance objects.

We have designed and built antenna prototype ready to use with wireless sensor networks. We have built testbed for antenna directionality and performance tests (Figure 2.1.3.2.2). We have built antenna control circuit and developed software for electronic antenna direction control.



Fig. 2.1.3.2.2. Our Antenna testbed allows rotating the antenna in 360°.

We have presented our work in the 8th ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys 2010) [2.1.34].

Our future work includes development of algorithm for finding optimal passive element load configuration to reach maximum gain in given direction; testing different antenna geometries to minimize reactance in central element; testing of antenna under real data traffic loads (including switching speed, data transfer speed, interference impact etc).

References:

- [2.1.1] IEEE 802.11 Wireless Local Area Networks, The Working Group for WLAN Standards, <http://grouper.ieee.org/groups/802/11/>
- [2.1.2] D. Hadaller, S. Keshav, T. Brecht, and S. Agarwal, Vehicular Opportunistic Communication Under the Microscope, in Proceedings of the 5th international conference on Mobile systems, applications and services, MobiSys'07, pp. 206–219, 2007.
- [2.1.3] Project Viesentis, supported by ESF grant No. 2009/0219/1DP/1.1.1.2.0/09/APIA/VIAA/020
- [2.1.4] Sentilla TMote Mini Datasheet, http://sentilla.com/files/pdf/eol/Tmote_Mini_Datasheet.pdf (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.5] TI MSP430x1xx User's Guide, <http://focus.ti.com/lit/ug/slau049f/slau049f.pdf> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.6] TI CC2420 Datasheet, <http://www.ti.com/lit/gpn/cc2420> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.7] Fastrax iTrax300 Datasheet, <http://www.matrix.es/docs/iTrax300%20datasheet.pdf> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.8] ADXL335 Datasheet, http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/ADXL335.pdf (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.9] IDG500 Datasheet, http://www.sparkfun.com/datasheets/Components/SMD/Datasheet_IDG500.pdf (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.10] TEMT6000 Datasheet, <http://www.sparkfun.com/datasheets/Sensors/Imaging/TEMT6000.pdf> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.11] SHT15 Datasheet, http://www.sensirion.com/en/pdf/product_information/Datasheet-humidity-sensor-SHT1x.pdf (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.12] Autonomous Cruise Control System, http://en.wikipedia.org/wiki/Autonomous_cruise_control_system (Last checked 16.11.2010)

- [2.1.13] Mercedes-Benz: Innovation, DISTRONIC, http://adsoftheworld.com/media/print/mercedesbenz_innovation_distronic (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.14] Mazda 6, <http://en.wikipedia.org/wiki/Mazda6> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.15] DARPA Grand Urban Challenge, <http://www.darpa.mil/grandchallenge/resources.asp> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.16] AVR ATmega88P, http://www.atmel.com/dyn/products/product_card.asp?part_id=4446 (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.17] http://en.wikipedia.org/wiki/RC_circuit (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.18] FTDI FT232R, <http://www.ftdichip.com/Products/ICs/FT232R.htm> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.19] Anaheim Automation 34Y307D-LW8, <http://www.anaheimautomation.com/products/stepper/stepper-motor-item.php?sID=15&pt=i&tID=75&cID=19> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.20] Mohinder S. Grewal, Lawrence R. Weill, Angus P. Andrews. Global Positioning Systems, *Inertial Navigation, and Integration*. 2nd Edition. John Wiley & Sons, Inc. 2007.
- [2.1.21] David Munoz, Frantz Bouchereau, Cesar Vargas, Rogerio Enriquez Caldera. Position Location Techniques and Applications. *Elsevier Inc.* 2009.
- [2.1.22] Jay A. Farrell. Aided Navigation: GPS with High Rate Sensors. *The McGraw-Hill Companies*. 2008.
- [2.1.23] Rudolph van der Merwe and Eric A. Wan, Simon I. Julier. Sigma-Point Kalman Filters for Nonlinear Estimation and Sensor-Fusion - Applications to Integrated Navigation. *AIAA Guidance, Navigation, and Control Conference and Exhibit*. 2004.
- [2.1.24] John L. Crassidis. Sigma-Point Kalman Filtering for Integrated GPS and Inertial Navigation. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, vol. 42, no. 2, April 2006.
- [2.1.25] Pifu Zhang, Jason Gu, Evangelos E. Milios, and Peter Huynh. Navigation with IMU/GPS/Digital Compass with Unscented Kalman Filter. *Proc. of the IEEE Int. Conf. on Mechatronics & Automation*, Niagara Falls, Canada. July 2005.
- [2.1.26] IEEE 802.11p/D10.0 Draft Standard: Amendment 7: Wireless Access in Vehicular Environments
- [2.1.27] Martin Muller, Rohde & Schwarz WLAN 802.11p Measurements for Vehicle to Vehicle (V2V) DSRC, Application Note, 2009
- [2.1.28] Arijit Khan, Shatrugna Sadhu, and Muralikrishna Yelleswarapu. A comparative analysis of DSRC and 802.11 over Vehicular Ad hoc Networks. Dept. of Computer Science, Technical Report.
- [2.1.29] Linux Wireless Documentation, <http://linuxwireless.org/en/users/Documentation>
- [2.1.30] Unex DCMA-86P2, 802.11p miniPCI module datasheet, <http://www.unex.com.tw/sites/default/files/pdf/DCMA-86P2%20datasheet.pdf> (Last checked 16.11.2010)
- [2.1.31] Schlub R., Lu J., Ohira T., Seven-Element Ground Skirt Monopole ESPAR Antenna Design From a Genetic Algorithm and the Finite Element Method, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, Nov 2003, Vol. 51, No. 11.

Publications in year 2010:

- [2.1.32] Artis Mednis, Girts Strazdins, Martins Liepins, Andris Gordjusins, and Leo Selavo. RoadMic: Road Surface Monitoring Using Vehicular Sensor Networks with Microphones, Second International Conference, NDT 2010, Prague, Czech Republic, July 7-9, 2010. Proceedings, Part II, CCIS 88, pp. 417–429, 2010., Springer.
- [2.1.33] Girts Strazdins, Atis Elsts, Leo Selavo, Extended Poster Abstract: MansOS: Easy to Use, Portable and Resource Efficient Operating System for Networked Embedded Devices, the 8th International ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys'10), pp.427-428., 2010.
- [2.1.34] Karlis Prieditis, Ivars Drikis, and Leo Selavo. Extended Poster Abstract: SAnTArray: Passive element array antenna for wireless sensor networks, the 8th International ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys'10), pp.433-434., 2010.

2.2 MAC līmeņa traucējumu ad-hoc tīklos novērtēšanas metodes un paņēmieni to ietekmes mazināšanai lielas intensitātes datplūsmu gadījumos

Maršrutēšanas protokolu efektivitāte ad-hoc tīklos augstas intensitātes datplūsmu gadījumos lielā mērā nosaka pakalpojumu realizācijas kvalitāti. Lai padarītu maršrutēšanas protokolus efektīvākus tiek analizēta protokolu starpslāņu informācijas apmaiņas iespējas un tās ietekme uz efektivitātes paaugstināšanu. Zemāko MAC un PHY slāņu informācijai jābūt pieejamai augstākos slāņos, lai dinamiski varētu mainīt iekārtas parametrus. Jaunajā IEEE 802.11s standartā jau ir paredzēts, ka maršrutēšana notiek MAC adrešu līmenī. Šis standarts izmanto HWMP maršrutēšanas protokolu, kurā tiek kombinēts proaktīvais un reaktīvais režīms.

IEEE 802.11MAC [1] pamatmetode kanāla piekļuvei ir DCF (Distributed Coordination Function), kas zināma arī kā CSMA/CA (Carrier sense multiple access with collision avoidance). Šī protokola galvenais uzdevums ir novērst kolīzijas, kas var rasties uztvērējā vienlaicīgi saņemot paketes no vairākiem avotiem. To realizē tādā veidā, ka bezvadu mezgls, kurš vēlas nosūtīt datus, vispirms „klausās” vai kanāls ir brīvs (Carrier Sense). Mezgls aiztur pārraidi, ja kāds cits mezgls raida signālu (ir nesējs – carrier) un kanāls ir aizņemts. Paketes pārraida to tikai tad, kad tiek saņemta informācija par to, ka kanāls ir brīvs. Liela kolīziju iespējamība rodas uzreiz pēc kanāla atbrīvošanās, jo iespējams, ka vairāki mezgli to ir gaidījuši. Lai šo iespējamību samazinātu, papildus tiek izmantots random backoff time, kuru mezgliem jānogaida pirms sūtīt datus.

CSMA/CA nodrošina fizisko CS mehānismu. Paralēli tiek izmantos arī virtuālais mehānisms, izplatot kanāla rezervēšanas informāciju. Tas tiek realizēts kadrus iekļaujot informāciju par laiku, kas nepieciešams, lai pārsūtītu datu kadrus un attiecīgo ACK (Acknowledgment) kadru. Tas ļauj mezgliem lieki netērēt enerģiju, klausoties kanālu fiziskajā līmenī.

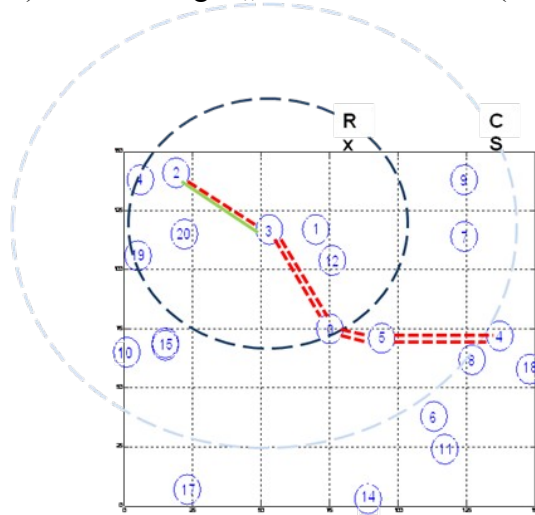
RTS/CTS protokols tiek izmantos, gan rezervēšanas informācijas apmaiņai, gan arī kolīziju novēršanai. Kolīzijas var rasties, ja divi mezgli, kuri nav viens otra CS apgabalā, vienlaicīgi nosūta datus trešajam mezglam (hidden terminal problem)[2]. Pirms sūtīšanas mezgli apmainās ar vadības ziņojumiem – request to send (RTS) un clear to send (CTS). CTS ziņojumu saņems arī citi mezgli un tādejādi zinās, ka kanāls būs aizņemts. Vēl viens blakus ieguvums no šī protokola ir pārraides ceļa pārbaude.

Problēmas intensīvām datplūsmām un videokonferencēm

CSMA/CS metode ar RTS/CTS protokolu veiksmīgi nodrošina datu pārraidi klasiskajos bezvadu tīklos, kur visi mezgli atrodas bāzes stacijas (BS) raidīšanas apgabalā un visa informācijas apmaiņa notiek caur BS. Tomēr daudzslēdņu tīkliem (t.s. ad-hoc un režģītīkliem) minētie protokoli ne tuvu nav ideāli. Galvenokārt tādēļ, ka tiek novērstas arī iespējami sekmīgas datu pārraides. Kā viens no galvenajiem cēloņiem ir exposed-station problēma [2]. Tā ir viena no CSMA/CA metodes nepilnībām. Tie ir gadījumi, kad divi mezgli, kuri savstarpēji „dzird” cits citu un tāpēc neraida, lai gan katrs no tiem vēlas pārraidīt datus vēl kādam citam mezglam, kurš ir ārpus otra konkurējošā mezgla sniedzamības zonas.

Analizējot MAC protokolu ietekmi uz intensīvām datu plūsmām kā, piemēram, video straumēšana un videokonferences, novērojām arī citus minēto protokolu trūkumus. Piemēram, RTS/CTS rada papildus noslodzi tīklam un līdz ar to stipri ietekmē tā caurlaides spēju. Ja tīkls tiek pārslogots – tiek sūtīta datu plūsma ar *bitrate* virs maksimālās caurlaides spējas - parādās lielas kadru aiztures, jo kadri tiek aizturēti interfeisa rindā (IFQ). Bez tam daudz ir arī zudušo kadru gan dēļ IFQ pārpildīšanās, gan RTS pieļaujamo izsūtīšanas atkārtojumu skaita sasniegšanas.

Arī CSMA/CA protokols ietekmē maksimālo caurlaides spēju un līdz ar to arī iegūstamo video kvalitāti. 1.zīm. ir attēlots videokonference gadījums ar 2 datu plūsmām (1 katrā virzienā). Ar zaļo krāsu ir parādīta notiekoša datu pārraide un ar sarkano visas tanī laikā aizkavētās pārraides. CS apgabals parasti ir ~2 reizes lielāks kā raidīšanas/uztveršanas apgabals. Tas uzskatāmi parādīts 1. attēlā, kur parādīta 3. mezgla datu pārraides sniedzamības zona (RX) un citu mezglu „dzirdamības”zona (CS).



1. attēls. Ad-hoc tīkls ar 20 mezgliem.

Te pirmkārt izpaužas *exposed terminal* problēma, kas novērš iespējami veiksmīgas transakcijas ar mezgliem, kas atrodas ārpus CS apgabala (piemēram, starp mezgliem 5 un 4), bet bez tā šķietami varētu notikt arī citas transakcijas kā, piemēram, starp mezgliem 0 un 5.

Pamatojoties uz 802.11 izmantotā MAC standarta un zinātniskās literatūras analīzi, tika izvirzīti vairāki iespējamie risinājumi lielas intensitātes datplūsmu pārraides ātruma palielināšanai ad-hoc tīklos. Tika veikta datormodelēšana un rezultātu analīze šādiem risinājumiem:

1. **RTS/CTS atslēgšana vai sliekšņa palielināšana.**
2. **CS apgabala mainīšana.**
3. **Daudzceļu (*multipath*) datu pārraide.**

RTS/CTS atslēgšana vai sliekšņa palielināšana. Pēc noklusējuma RTS/CTS handshake tiek izmantots pirms pilnīgi visu pakešu pārsūtīšanas. 802.11 MAC standarts paredz

iespēju palielināt kadru izmēra sliekšni, pie kura notiek handshake [1]. Uzliekot šo sliekšni pietiekami augstu, šis mehānisms praktiski var tikt izslēgts.

Daļējus šīs problēmas risinājumus jau paredz 802.11n standarts, kurā ir ieviesti šādi pasākumi:

- kadru agregācija
- bloka apstiprinājums (ACK)

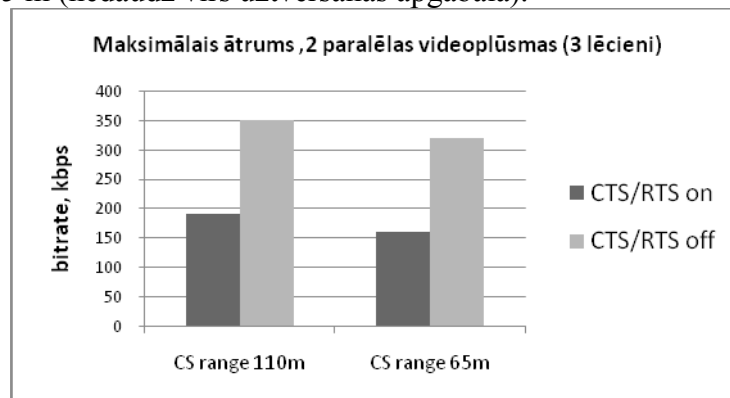
Abi risinājumi ļauj samazināt izsūtāmo RTS/CTS kadru skaitu.

CS apgabala mainīšana. Šādi var mainīt to mezglu skaitu, kurus ietekmē notiekoša pārraide. Būtībā šiet tiek meklēts kompromiss starp *hidden nodes* un *exposed nodes*. Tā kā optimālais CS apgabals ir atkarīgs no daudziem faktoriem, tad mehānismam, kas to regulē, ir jābūt adaptīvam, lai pielāgotos k konkrētajai situācijai. Darbā [4] tiek piedāvāts adaptīvs algoritms CS automātiskai pieskaņošanai, kas izmanto 802.11k standartu un tā sniegto informāciju par radiolīnijas kvalitāti.

Daudzceļu (*multipath*) datu pārraide. Sadalot videoplūsmu pa vairākiem ceļiem, var tikt mazināta iesaistīto mezglu noslodze. Tomēr, te ir jāņem vērā tas, ka izvēlētajiem ceļiem jāatrodas pietiekami tālu viena no otra, lai viena ceļa mezgli minimāli atrastos otra CS apgabalā. Lai to realizētu ir nepieciešami uzlabojumi maršrutēšanas protokolu līmenī. Daļēji risinājumi ir ieviests HWMP protokolā, kurš spēja analizēt ceļa noslodzi, tomēr tas tiešā veidā neņem vērā minētos traucējumus starp mezgliem kā arī neizvēlas vairākus paralēlus ceļus.

Datormodelēšana veikta 1. attēlā parādītajam ad-hoc tīkla modelim ar NS2 programmatūru. Tika simulēta videokonference statiskā ad-hoc tīklā. Starp gala mezgliem bija 3 lēcieni. Tika pārbaudīta gan RTS/CTS mehānisma atslēgšanas, gan CS apgabala samazināšana ietekme uz tīkla caurlaides spēju. Vienlaicīgi tika noteikts un analizēts arī kolīziju skaits. Uztveršanas apgabals (attālums, kurā mezgls var pārsūtīt un saņemt informāciju) ir 50m.

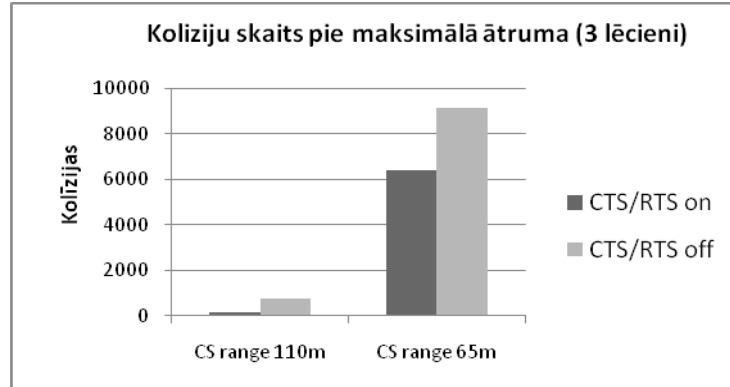
2. attēlā ir parādīti datormodelēšanas rezultāti datu pārraides gadījumā ar un bez CTS/RTS protokola. Salīdzināta maksimālā caurlaides spēja pie CS apgabala 110m (standarta) un 65 m (nedaudz virs uztveršanas apgabala).



2. attēls. Maksimālais datu pārraides ātrums ad-hoc tīklā ar ieslēgtu un atslēgtu CTS/RTS protokolu.

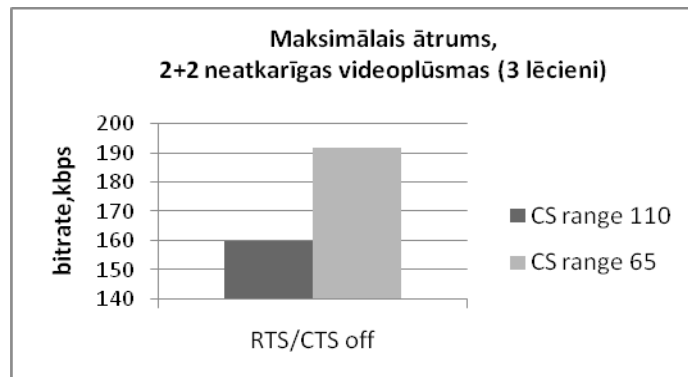
Kā parāda rezultāti tad CS apgabala samazināšana nekādus ieguvumus nedod, savukārt RTS/CTS atslēgšana abos gadījumos caurlaides spēju uzlabo gandrīz 2 reizes. Ja šim

pašam gadījumam analizējam kolīziju skaita izmaiņas (3. attēls), tad jāsecina, ka tās pieaug būtiski.



3. attēls. Kolīziju skaits ad-hoc tīklā ar ieslēgtu un atslēgtu CTS/RTS protokolu.

Tika pārbaudīts arī kā CS apgabala izmaiņas ietekmē divu vienlaicīgu videokonferenču datu plūsmas, kas katra notiek pa citu ceļu. Rezultāti ir parādīti 4. attēlā.



4. attēls. Maksimālais datu pārraides ātrums ad-hoc tīklā 2 neatkarīgu datplūsmu gadījumā ar ieslēgtu un atslēgtu CTS/RTS protokolu.

Ceļi tika izvēlēti tā, lai pie standartizētā CS sliekšņa visi iesaistīti mezgli cits citam radītu traucējumus, bet pie samazinātā CS sliekšņa, traucējumi būtu novērojami tikai starp atsevišķiem dažādo ceļu mezgliem. Kā jau to varēja prognozēt, samazinot CS apgabalu pieaug datu pārraides ātrums.

Secinājumi

Intensīvām datu plūsmām daudzlēcienu tīklos ir lietderīgi atslēgt RTS/CTS. Šis apgalvojums tika pārbaudīts tīklam ar nekustīgiem mezgliem, tāpēc turpmāk lietderīgi būtu izpētīt iespaidu, ko tas rada dinamiskā tīklā, jo tad papildus ietekmi varētu radīt sūtīšanas ceļa pārbaudes (*path check*) mehānisms.

Būtisku datu pārraides apstākļu uzlabojumu ad-hoc tīklā dod optimāla CS sliekšņa iestādīšana pamatojoties uz rūpīgu konkrētās tīkla situācijas analīzi. Šis risinājums gan vēl prasa dziļāku izpēti un adaptīvu algoritmu ieviešanu.

Videokonferences kvalitāte ir jāizvēlas atbilstoši tīkla caurlaides spējai, kas nozīmē rūpīgi izvēlēties kodēšanas standartu un parametrus. Te svarīgi ir ne tikai izmantot video imitējošas datu plūsmas kā CBR, bet izmantot reālas video plūsmas, lai būtu iespējams novērtēt kvalitāti gan analītiski (PSNR), gan vizuāli. Šīm nolūkam turpmākajos pētījumus esam paredzējuši izmantot Evalvid rīkus [5], kas ļaus kodētu video plūsmu pārveidot simulācijas programmai saprotamā formātā.

Literatūra

1. IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems—Local and metropolitan area networks—Specific requirements, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications, 2007
2. Sobrinho, J.L.; de Haan, R.; Brazio, J.M. Why RTS-CTS is not your ideal wireless LAN multiple access protocol. Wireless Communications and Networking Conference, IEEE, 2005
3. L. Cikovskis, J. Kūliņš, S. Vdovins, I. Slaidiņš, B. Žuga „Ad-hoc and wireless mesh networks for a mobile peer-to-peer collaboration”, RTU zinātniskie raksti, 7.sērija, Telekomunikācijas un Elektronika, 9.sējums, 2009, 50-57.lpp.
4. [IEEE802.11k Enabled Adaptive Physical Carrier Sense Mechanism for Wireless Networks\(K-APCS\)](#), C.Thorpe; S.Murphy; L.Murphy, 12th ACM International Conference on Modeling, Analysis & Simulation of Wireless & Mobile Systems, (2009)
5. Chih-Heng Ke, Ce-Kuen Shieh, Wen-Shyang Hwang, Artur Ziviani, “An Evaluation Framework for More Realistic Simulations of MPEG Video Transmission”, Journal of Information Science and Engineering (accepted) (SCI, EI)

3. Platjoslas signālu ģenerēšana un reģistrēšana

3.1. Diskrētās stroboskopijas adaptīvo metožu optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai

3.1.1 Diskrētās stroboskopijas „alfa” adaptācijas optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai

3.1.1.1. Diskrētās stroboskopijas metožu dinamiskais diapazons

Diskrētajā stroboskopijā signālu momentāno vērtību mērīšana notiek, momentāno vērtību salīdzinot ar zināmu sliekšni. Atkarībā no tā, kā tiek mainīts sliekšnis un kā tiek apstrādāti salīdzināšanas ar sliekšni rezultāti, ir iespējamas vairākas metodes, kas nodrošina noteiktu dinamisko diapazonu. Ar dinamisko diapazonu šeit tiek saprasts lielums

$$d = \frac{A^*}{\sigma_2}, \quad (3.1.1.1.1)$$

kur

A^* - maksimālā monosvārtības amplitūda pārveidotāja ieejā, pie kuras pārveidojuma

rezultāta normētais formas kropļojums $\sigma_f = \frac{std(u_1 - u_2)}{A^*} < c$;

u_1 - harmoniskas monosvārstība ar amplitūdu A_1 un periodu n_T ;

u_2 - tās pārveidojuma rezultāts;

σ_2 - pārveidojuma rezultāta vidējā kvadrātiskā novirze pie amplitūdas $A_1 = 0$ (trokšņu celiņa RMS);

c – pieļaujamais kropļojumu koeficients. Jo mazāki ir pieļaujamie kropļojumi, jo mazāku ir jāizvēlas c vērtību. Konkrētības labad šajos pētījumos kritērija c vērtība ir pieņemta $c = 0.03$, kas vēl nodrošina pietiekoši kvalitatīvu signāla pārveidošanu.

Tiks apskatītas sekojošas signālu pārveidošanas metodes:

*up-and-down metode (turpmāk *ud* metode);

*modificētā up-and-down metode (turpmāk *udc* metode);

*statistiskā metode.

Saskaņā ar *ud* metodi, sliekšņa izmaiņas notiek sekojošā veidā:

$$e_{i,j+1} = e_{i,j} + s * \text{sign}(U_{1,i} - e_{i,j}), \quad (3.1.1.1.2)$$

kur

$$e_{i+1,1} = e_{i,n};$$

$U_{1,i} = u_{1,i} + X$ - mērāmās signāla vērtības $u_{1,i}$ un normāli sadalītā trokšņa X ar disperiju

$$DX = \sigma_1^2 \text{ summa.}$$

Par signāla momentānās vērtības mērīšanas rezultātu uzskata pēdējo sliekšņa vērtību

$$u_{2,i} = e_{i,n} . \quad (3.1.1.1.3)$$

Udc metodes gadījumā sliekšņa izmaiņa notiek tādā pašā veidā kā *ud* metodei, bet par signāla momentānās vērtības mērīšanas rezultātu uzskata sliekšņu vidējo vērtību

$$u_{2,i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n e_{i,j} . \quad (3.1.1.1.4)$$

Statistiskās metodes gadījumā sliekšņa izmaiņa notiek sekojošā veidā:

$$e_{i+1,1} = \eta \sigma_1 \Phi^{-1} \left(\frac{n_i^+}{n} \right) + e_{i,n} , \quad (3.1.1.1.5)$$

kur

$e_{i,1} = e_{i,2} = \dots = e_{i,j} = \dots = e_{i,n}$ - sliekšnis *i*-ajā signāla fāzes punktā.

Par signāla momentānās vērtības mērījuma rezultātu uzskata lielumu

$$u_{2,i} = e_{i+1,n} . \quad (3.1.1.1.6)$$

Tādā gadījumā katra no metodēm nodrošinās sev raksturīgu dinamisko diapazonu (3.1.1.1.1). Ilustrācijai Zīm. 3.1.1.1.1. ir parādīta $\sigma_f(A_1)$ atkarība statistiskai metodei – līkne 1, *ud* metodei – līkne 2 un *udc* metodei – līkne 3 pie sekojošiem nosacījumiem:

$$A_1 \in (0; 140\sigma_1] ;$$

$$\sigma_1 = 1 ;$$

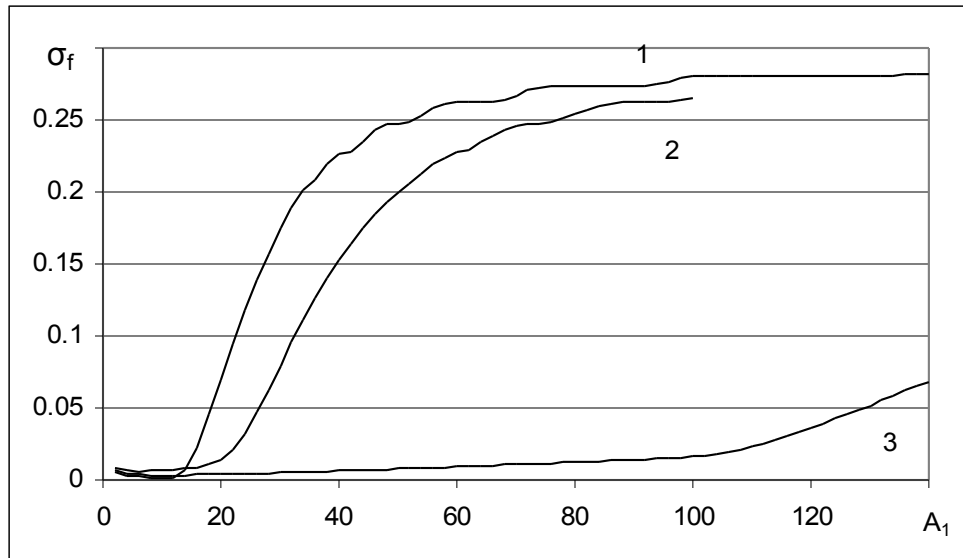
$$n_T = 50 ;$$

$$N = 300 ;$$

$n = 25$ - salīdzināšanu ar sliekšni (strobu) skaits;

$$s_{ud} = 0.1\sigma_1 - \text{ud metodes solis};$$

$$s_{udc} = 0.5\sigma_1 - \text{udc metodes solis}.$$



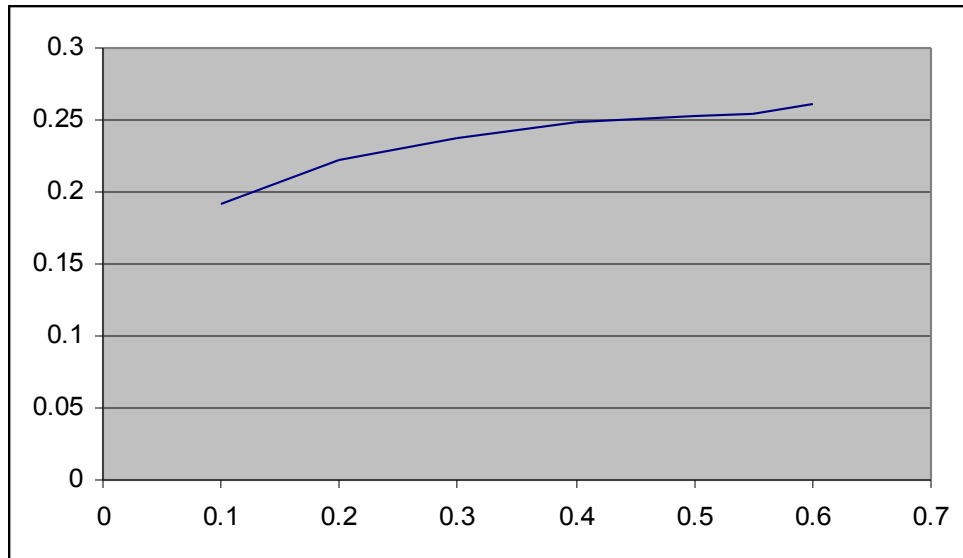
Zīm. 3.1.1.1.1 Pārveidojuma rezultāta normētais formas kropļojums pie dažādām metodēm: statistiskā metode – līkne 1; *ud* metode – līkne 2; *udc* metode – līkne 3.

No iegūtiem rezultātiem redzams, ka signāla pārveidošanu pie augstāk minētā kritērija $c = 0.03$ statistiskā metode nodrošina līdz amplitūdai $A_1 = 16$, *ud* metode – $A_1 = 24$ un *udc* metode – $A_1 = 114$.

Solis *udc* metodei $s = 0.5\sigma_1$ tika izvēlēts, izejot no sekojošiem apsvērumiem. No agrākiem pētījumiem ir zināms, ka *udc* metodei σ_2 visai plašās robežās nav atkarīgs no soļa s lieluma un izsakāms sekojošā veidā [3.1.1.1.1]:

$$\sigma_2 \approx 1.25\sigma_1 / \sqrt{n} \quad (3.1.1.1.7)$$

Bez tam ir skaidrs, ka lielāks solis s pieļauj lielāku pārveidojamā signāla amplitūdu pie uzdotā kropļojumu faktora. Šajā sakarā tika veikta statistiska modelēšana, lai atrastu tādu *udc* metodes soli, pie kura σ_2 *udc* metodes gadījumā būtu vienāds ar σ_2 *ud* metodei pie soļa $s = 0.1\sigma_1$ un $n = 25$ (sk. Zīm. 3.1.1.1.2.).



Zīm. 3.1.1.1.2. σ_2 atkarība no soļa s lieluma udc metodes gadījumā.

Ud metodes gadījumā pie augstāk minētiem nosacījumiem $\sigma_2 = 0.254$. No iegūtiem rezultātiem (Zīm. 3.1.1.1.2) redzam, ka udc metodes ekvivalents soļa lielums tādā gadījumā ir $s = 0.5\sigma_1$. Ar šo soli tad arī tika veikts zemāk izklāstītais metodes dinamiskā diapazona pētījums.

Statistiskās metodes gadījumā, lai nodrošinātu tādu pašu σ_2 kā ud un udc metožu gadījumos, tika piemeklēts attiecīgais koeficienta η lielums: $\eta = 0.97$. Pie šādas koeficienta η vērtības tad arī tika veikts zemāk izklāstītais metodes dinamiskā diapazona pētījums.

Ir iespējami vairāki adaptācijas principi [3.1.1.1.2]. Viens no tiem ir „alfa” princips, ko var pielietot visām augstāk minētajām metodēm. „Alfa” adaptācija paredz katrā nākošajā signāla fāzes punktā mērīšanu uzsākt no sliekšņa vērtības, kas tiek aprēķināta, ņemot vērā signāla pieaugumu (kritumu) salīdzinājumā ar mērījuma rezultātu iepriekšējā fāzes punktā:

$$e_{i+1,1} = u_{2,i} + \alpha (u_{2,i} - u_{2,i-1}), \quad (3.1.1.1.8)$$

kur

$e_{i,j}$ - j -tā sliekšņa vērtība i -ajā fāzes punktā, kur j mainās no 1 līdz n ;

$u_{2,i}$ - signāla izmērītā vērtība i -ajā fāzes punktā;

α - adaptācijas koeficients.

Signālu pārveidošanas adaptīvo metožu optimizācija nozīmē atrast tādu α vērtību katrai no augstāk minētajām metodēm, kas pie dotajiem nosacījumiem (n , n_T) nodrošinātu maksimālo dinamisko diapazonu. Pētījums tika veikts ar statistiskās modelēšanas palīdzību, kas mūsu interesējošā parametru apgabalā dod pietiekoši izsmēlošu pārskatu par metožu īpašībām. Sakarā ar to, ka adaptīvo metožu praktiskais pielietojums ir

paredzēts augstas jutības stroboskopisko pārveidotāju projektēšanas vajadzībām, pētījumi tiek veikti pie nosacījumiem, kas nodrošina $\sigma_2 < \sigma_1$.

3.1.1.2. Signālu pārveidošanas adaptīvo metožu optimizācija

3.1.1.2.1. Adaptīvās *ud* metodes optimizācija

Lai *ud* metodi optimizētu, ir jāatrod tāda α vērtība, kas nodrošinātu pie uzdotajiem n un n_T maksimālo dinamisko diapazonu (3.1.1.1.1).

Šajā sakarā tika sastādīta optimizācijas programma *ud* metodei, ar kuras palīdzību tika iegūta dinamiskā diapazona d atkarība no optimizācijas koeficienta α lieluma (skat.

Zīm. 3.1.1.2.1.1.) pie sekojošiem nosacījumiem:

$$N = 300;$$

$$n = 25;$$

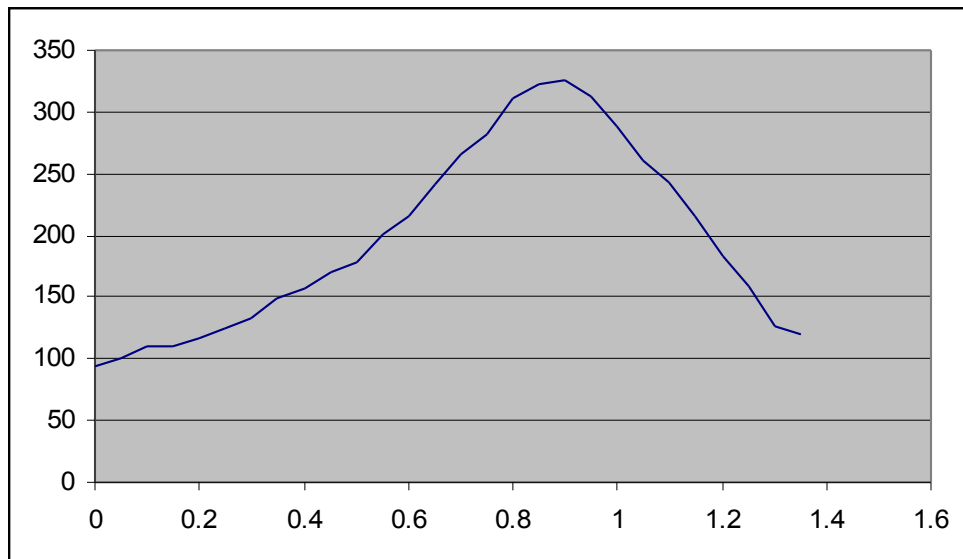
$$n_T = 50$$

$$\sigma_f \leq 0.03;$$

$$0 \leq \alpha < 1.4;$$

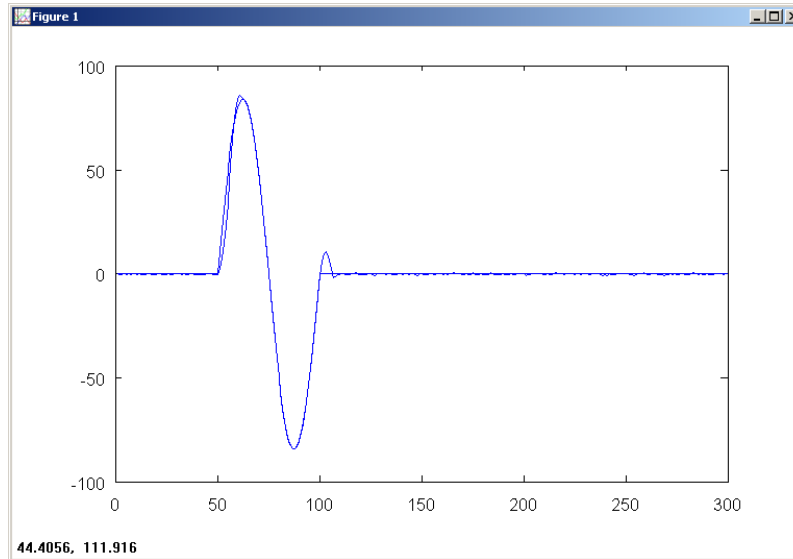
$$s = 0.1\sigma_1.$$

Kā redzams no iegūtiem rezultātiem, optimālā α vērtība ir vienāda ar 0.9, kas nodrošina dinamisko diapazonu $d = 325$.



Zīm. 3.1.1.2.1.1. *Ud* metodes dinamiskā diapazona d atkarība no optimizācijas koeficienta α vērtības.

Maksimālā ieejas signāla amplitūda, kas atbilst nosacījumam $c < 0.03$, pie optimālās α vērtības ir $A_{1\max} = 84$. Signāla ar šādu amplitūdu pārveidojums attēlots Zīm. 3.1.1.2.1.2.

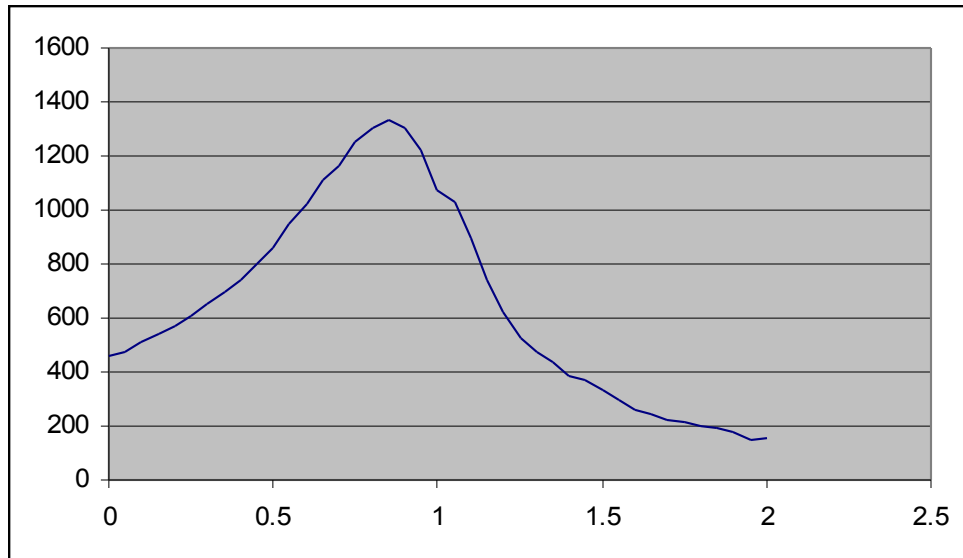


3.1.1.2.1.2. Monosvārstība un tās pārveidojums pie optimālās α vērtības ($\alpha = 0.9$) un amplitūdas $A^* = 84$.

Ar minētās optimizācijas programmas palīdzību ir iespējams pētīt optimālās α vērtības atkarību no parametriem n , n_T . Taču šādu pētījumu lietderīgi būtu veikt tikai efektīvākajai no augstāk uzskaitītām metodēm. Šajā sakarā tālāk apskatīsim alfa optimizāciju *udc* metodei un statistiskajai metodei pie tiem pašiem $n_T = 50$ un $n = 25$.

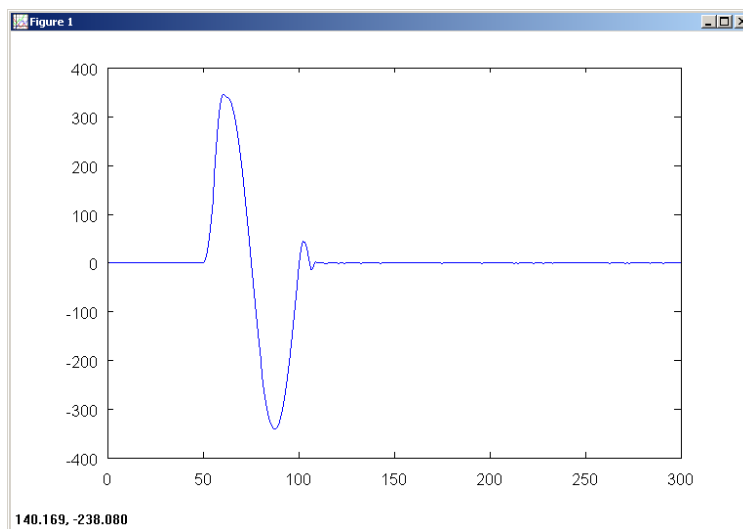
3.1.1.2.2. Adaptīvā *udc* metode

Tika sastādīta optimizācijas programma *udc* metodei, ar kuras palīdzību iegūta sekojoša dinamiskā diapazona d atkarība no optimizācijas koeficienta α lieluma (Zīm 3.1.1.2.2.1.).



Zīm. 3.1.1.2.2.1. Dinamiskā diapazona d atkarība no adaptācijas koeficienta α vērtības udc metodes gadījumā pie $s = 0.5\sigma_1$.

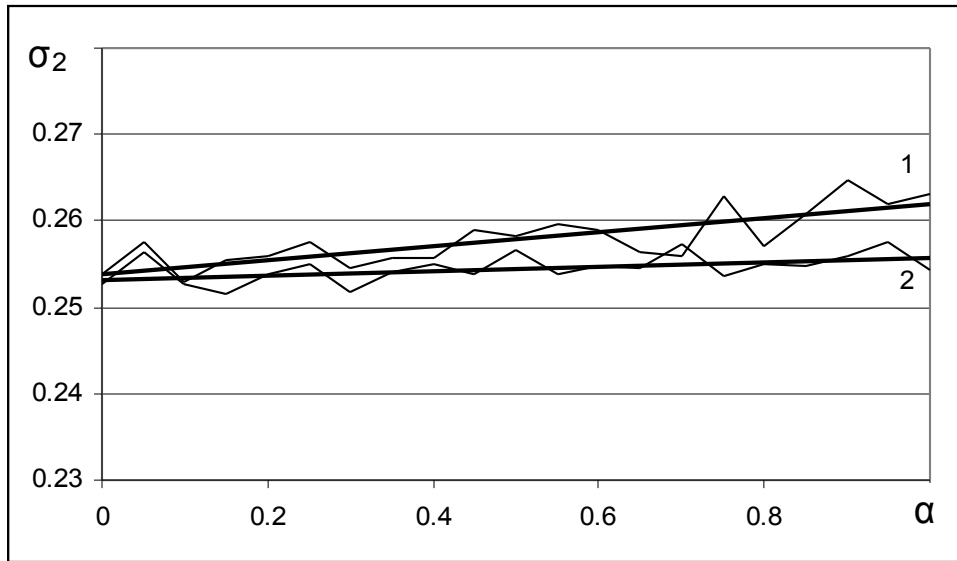
Kā redzams no iegūtiem rezultātiem (Zīm. 3.1.1.2.2.1.), pie augstāk minētiem nosacījumiem, optimālā α vērtība udc metodes gadījumā ir vienāda ar 0.85, kas nodrošina dinamisko diapazonu $d = 1334$. Tātad udc metode, salīdzinājumā ar ud metodi, nodrošina aptuveni 4 reizes lielāku dinamisko diapazonu. Monosvārstības pārveidojums pie optimālās α vērtības parādīts Zīm. 3.1.1.2.2.2.



Zīm. 3.1.1.2.2.2. Monosvārstības pārveidojums pie optimālās α vērtības ($\alpha = 0.85$) un amplitūdas $A^* = 340$.

No pārveidojuma rezultāta redzams, ka pie optimālās α vērtības *udc* metode dod apmēram tādu pašu signāla izsvārstīšanos monosvārstības beigās kā *ud* metode.

Pārbaudot σ_2 pie optimālajām α vērtībām *ud* metodei pie soļa $s = 0.1\sigma_1$ un *udc* metodei pie soļa $s = 0.5\sigma_1$, tika iegūts, ka tās praktiski neatšķiras. Zīm. 3.1.1.2.2.3 parādīta σ_2 atkarības modelēšanas rezultāti un to aproksimācija ar taisnēm.



Zīm. 3.1.1.2.2.3. σ_2 atkarība no adaptācijas koeficienta α vērtības: *ud* metodei –līkne 1; *udc* metodei- līkne 2.

3.1.1.2.3. Adaptīvā statistiskā metode

Statistiskās metodes gadījumā, saskaņā ar α adaptācijas principu, sliekšņa izmaiņu var uzrakstīt sekojošā veidā:

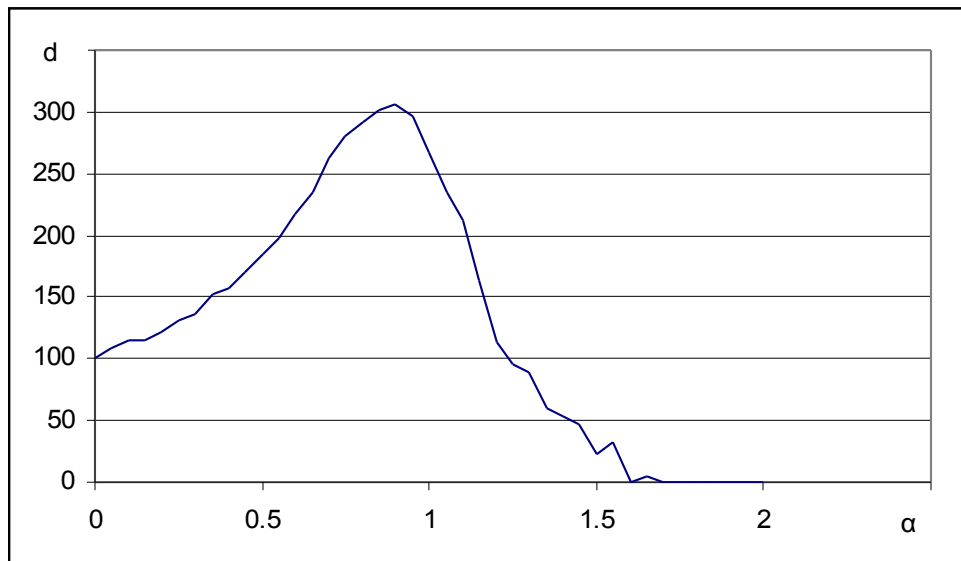
$$e_{i+1,1} = \eta \sigma_1 \Phi^{-1} \left(\frac{n_i^+}{n} \right) + e_{i,n} + \alpha (u_{2,i} - u_{2,i-1}). \quad (3.1.1.2.3.1)$$

Par mērīšanas rezultātu i -ajā punktā uzskata lielumu:

$$u_{2,i} = \eta \sigma_1 \Phi^{-1} \left(\frac{n_i^+}{n} \right) + e_{i,n}. \quad (3.1.1.2.3.2)$$

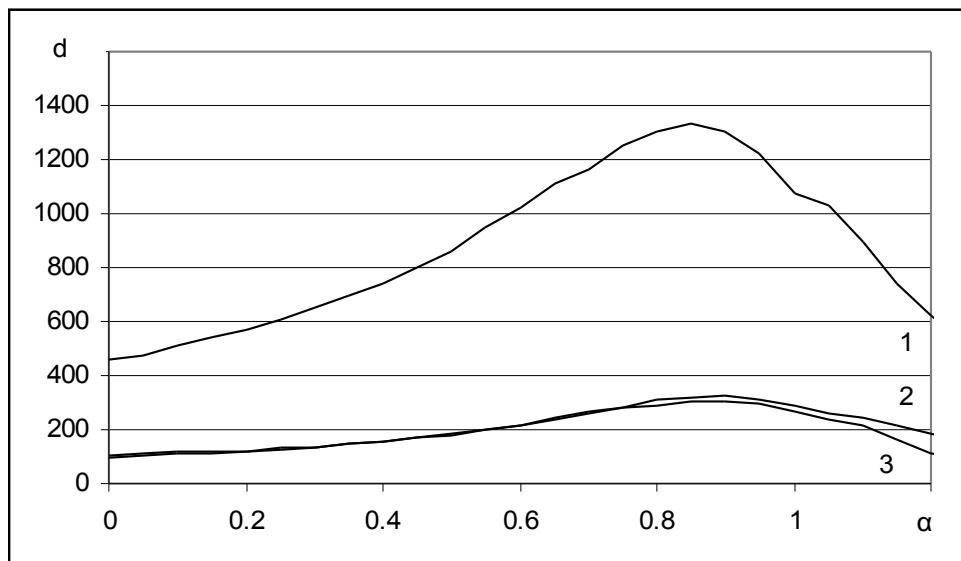
Šajā sakarā tika sastādīta optimizācijas programma statistiskajai metodei, ar kuras palīdzību iegūta sekojoša dinamiskā diapazona d atkarība no optimizācijas koeficienta α lieluma. Kā redzams no iegūtiem rezultātiem (Zīm. 3.1.1.2.3.1.), pie augstāk minētiem

nosacījumiem, optimālā α vērtība ir vienāda ar 0.9, kas nodrošina dinamisko diapazonu $d = 306$.



Zīm. 3.1.1.2.3.1. Dinamiskā diapazona d atkarība no adaptācijas koeficienta α vērtības statistiskās metodes gadījumā pie $\eta = 0.97$.

Salīdzinājumam dinamiskā diapazona pētījuma rezultāti augstāk minētām metodēm attēloti Zīm. 3.1.1.2.3.2.



Zīm. 3.1.1.2.3.2. Adaptīvo metožu efektivitātes salīdzinājums: līkne 1- *udc* metode, līkne 2- *ud* metode, līkne 3- statistiskā metode

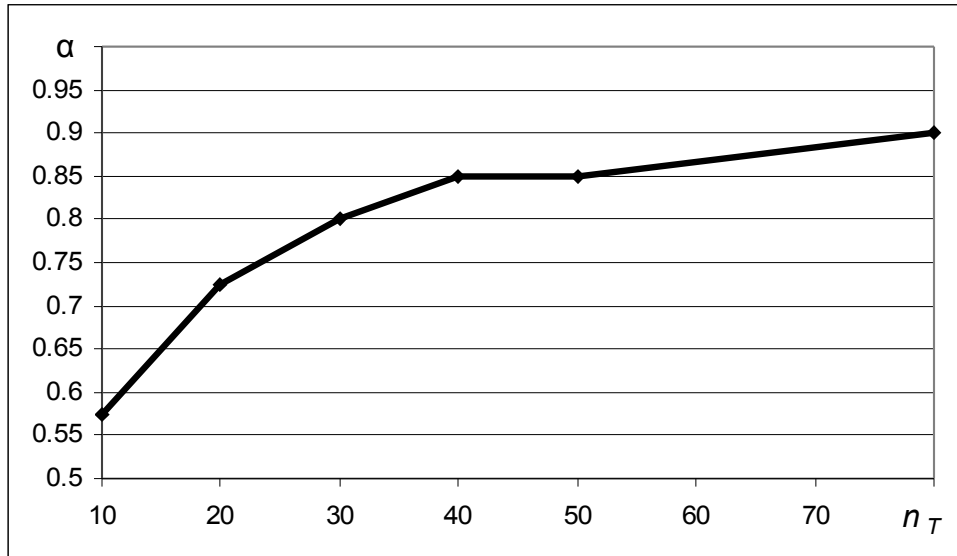
Šajā pētījumā iegūtā adaptācijas koeficienta optimālā vērtība visām metodēm gandrīz neatšķiras un aptuveni vienāda ar 0.9. No Zīm. 3.1.1.2.3.2. redzams, ka *udc* metode

uzrāda būtiski plašāku dinamisko diapazonu nekā ud un statistiskā metode (vairāk kā 4 reizes). Savukārt ud un statistiskā metode praktiski neatšķiras. Līdz ar to tālākos pētījumus ir lietderīgi veikt tikai udc metodei kā perspektīvākai metodei.

3.1.1.2.4. Diskretizācijas punktu skaita uz periodu ietekme uz optimālo adaptācijas koeficienta alfa vērtību udc metodei

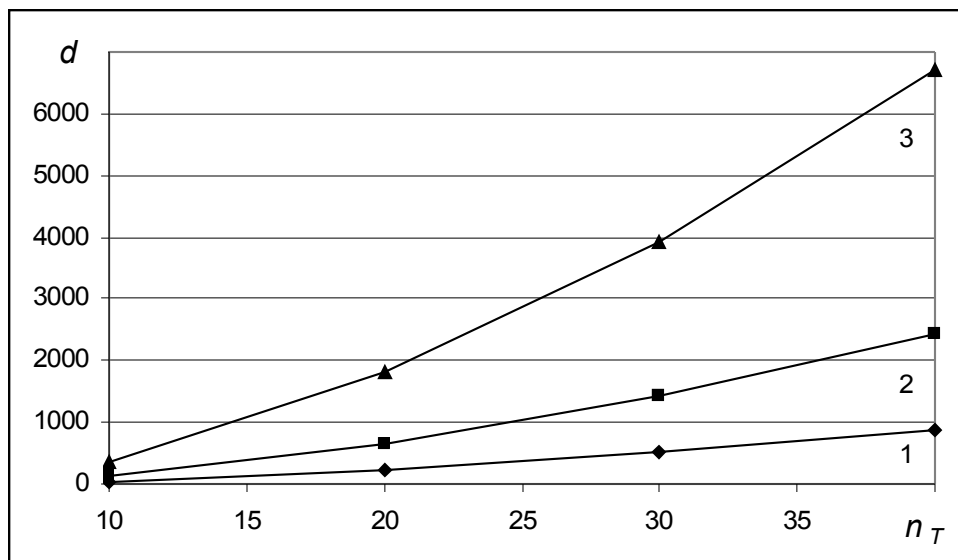
Pētījums tika veikts ar statistiskās modelēšanas palīdzību pie šādiem nosacījumiem: $n = 25; 50; 100$ pie $n_T = 10; 20; 30; 40$.

Iegūti šādi secinājumi: pie visiem augstāk minētiem n , palielinoties n_T , optimālā adaptācijas koeficienta α vērtība asimptotiski tiecas uz 1 (Zīm. 3.1.1.2.4.1.) un dinamiskais diapazons palielinās (Zīm. 3.1.1.2.4.2.).



Zīm. 3.1.1.2.4.1. Optimālās α vērtības atkarība no n_T ($n = 25$).

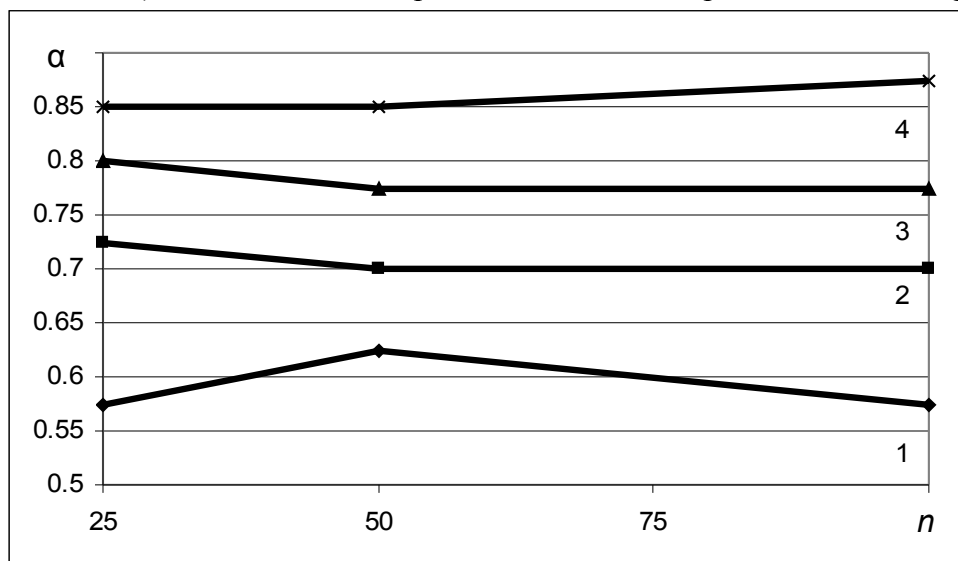
Pie citiem apskatītajiem n α izmaiņa atkarība no n_T ir apmēram tāda pati.



Zīm. 3.1.1.2.4.2. Dinamiskā diapazona atkarība no n_T pie dažādiem strobu skaitiem un optimālajām α vērtībām: līkne 1 - $n = 25$, līkne 2 - $n = 50$, līkne 3 - $n = 100$.

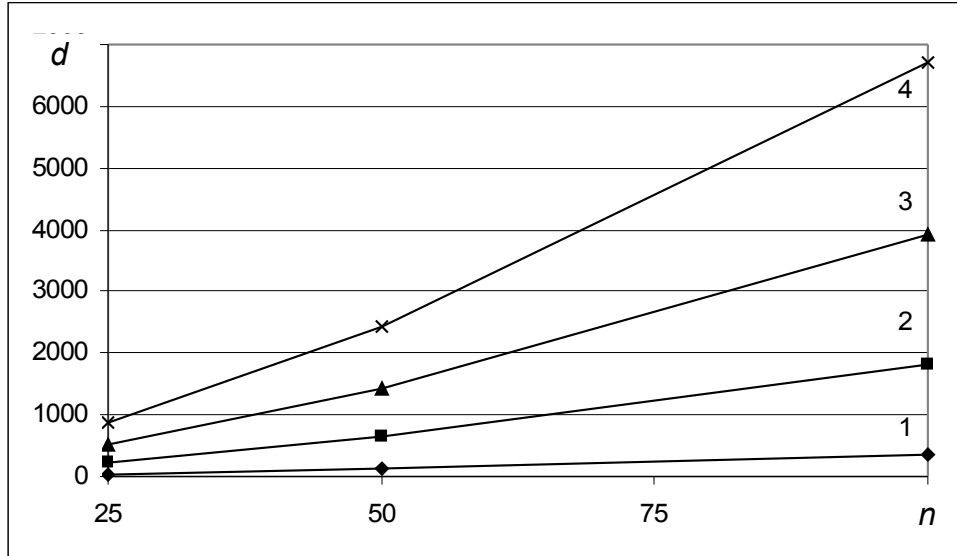
3.1.1.2.5. Salīdzināšanu skaita vienā punktā ietekme uz optimālo adaptācijas koeficienta alfa vērtību udc metodei

Pētījums tika veikts ar statistiskās modelēšanas palīdzību pie šādiem nosacījumiem: $n = 25; 50; 100$ pie $n_T = 10; 20; 30; 40$. No iegūtajiem rezultātiem redzams (Zīm. 3.1.1.2.5.1.), ka koeficienta α optimālās vērtības no n praktiski nav atkarīgas.



Zīm. 3.1.1.2.5.1. Optimālās α vērtības atkarība no n pie dažādiem n_T : līkne 1 - $n_T = 10$, līkne 2 - $n_T = 20$, līkne 3 - $n_T = 30$, līkne 4 - $n_T = 40$.

Pie iegūtajām optimālajām α vērtībām ar statistiskās modelēšanas palīdzību tika veikts pētījums par dinamiskā diapazona atkarību no salīdzināšanas operāciju skaita n . No iegūtiem rezultātiem redzams (Zīm. 3.1.1.2.5.2), ka, palielinoties n , dinamiskais diapazons arī palielinās. Šajā sakarā rodas jautājums, kas ir efektīvāk: palielināt n vai n_T pie nemainīga $n \cdot n_T$.



Zīm. 3.1.1.2.5.2. Dinamiskā diapazona atkarība no n pie dažādiem n_T : līkne 1 - $n_T = 10$, līkne 2 - $n_T = 20$, līkne 3 - $n_T = 30$, līkne 4 - $n_T = 40$.

3.1.1.2.6. Kombinācijas $n \cdot n_T$ efektivitāte

Statistiskās modelēšanas rezultāti, kas tika veikti pie kombinācijām: $n \cdot n_T = 25 \cdot 20 = 500$ un $n \cdot n_T = 50 \cdot 10 = 500$ parādīja, ka efektīvāk ir palielināt n_T . Tā, pie $n \cdot n_T = 25 \cdot 20$ tika iegūts dinamiskais diapazons $d = 236$, bet pie $n \cdot n_T = 50 \cdot 10$ dinamiskais diapazons ir gandrīz 2 reizes mazāks: $d = 133$. Līdzīgs pētījums tika veikts pie kombinācijām $n \cdot n_T = 25 \cdot 40 = 1000$; $n \cdot n_T = 50 \cdot 20 = 1000$ un $n \cdot n_T = 100 \cdot 10 = 1000$, kā arī pie $n \cdot n_T = 1 \cdot 2000 = 2000$; $n \cdot n_T = 5 \cdot 400 = 2000$; $n \cdot n_T = 25 \cdot 80 = 2000$; $n \cdot n_T = 50 \cdot 40 = 2000$; $n \cdot n_T = 100 \cdot 20 = 2000$. Arī pie šīm $n \cdot n_T$ vērtībām modelēšana parādīja, ka joprojām pie nemainīga $n \cdot n_T$ lietderīgāk ir lietot lielāku n_T , nevis n . Ilustrācijai:

- pie $n \cdot n_T = 25 \cdot 20$ $d = 236$; $n \cdot n_T = 50 \cdot 10$ $d = 133$.
- pie $n \cdot n_T = 25 \cdot 40$ $d = 879$; $n \cdot n_T = 50 \cdot 20$ $d = 648$; $n \cdot n_T = 100 \cdot 10$ $d = 364$.

– pie $n \cdot n_T = 1 \cdot 2000 \quad d = 8392$; $n \cdot n_T = 5 \cdot 400 \quad d = 5605$; $n \cdot n_T = 25 \cdot 80 \quad d = 3265$;
 $n \cdot n_T = 50 \cdot 40 \quad d = 2416$; $n \cdot n_T = 100 \cdot 20 \quad d = 1807$.

Šis apsvērums būtu jāņem vērā pie UWB uztvērējiekārtu projektēšanas.

3.1.2. Diskrētās stroboskopijas „s” adaptācijas optimizācija dinamiskā diapazona paplašināšanai

Diskrētās stroboskopijas s adaptācija tiek veikta uz „up-and-down” metodes, kura tika aprakstīta jau augstāk, bāzes. Šajā pētījumā par adaptācijas efektivitātes kritēriju tika izmantota pārveidojuma rezultāta normētā vidējā kvadrātiskā novirze:

$$\sigma_{f_n} = \frac{1}{A_1} \sqrt{\frac{1}{n_T} \sum_{i=1}^{n_T} (u_{s_i} - u_{2in})^2}, \quad (3.1.2.1)$$

kur A_1 ir signāla u_s amplitūda, bet n_T - strobējamo momentāno vērtību skaits, rēķinot uz signāla u_s periodu T . A_1 un s tiek mērīti ieejas trokšņa vidējās kvadrātiskās novirzes σ_1 vienībās.

Adaptācija šajā metodē tiek panākta, ieviešot mainīgu s vērtību atkarībā no pārveidojamā signāla izmaiņas lieluma dotajā fāzes punktā saskaņā ar šādu formulu:

$$s = s_0 \left(1 + k \left(\frac{2n_i^+}{n} - 1 \right)^r \right), \quad (3.1.2.2)$$

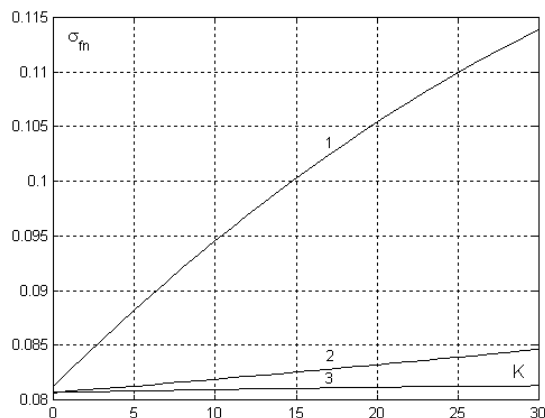
kur s_0 – ud procedūras ”nominālais” solis,

n_i^+ - sliekšņa pārsniegšanas gadījumu skaits i -tajā strobēšanas ciklā,

n – kopējais salīdzināšanas ar sliekšni operāciju skaits,

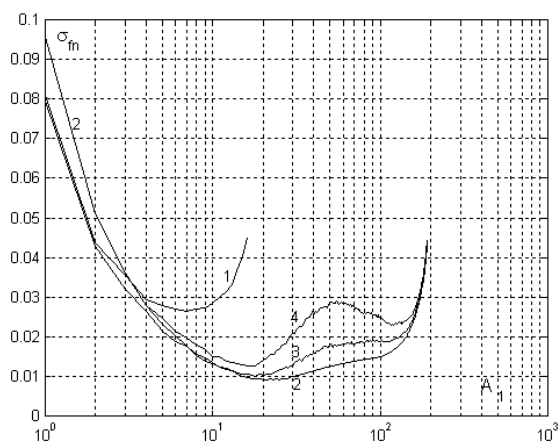
k, r – adaptācijas koeficienti.

Sākumā tika veikts pētījums ar statistiskās modelēšanas palīdzību pie šādiem eksperimenta apstākļiem: $s_0 = 0.01$, $n = 200$, $n_T = 50$, $A_1 = 1$, lai izpētītu $\sigma_{f_n} = f(k, r)$ atkarību no adaptācijas koeficienta k vērtības pie dažādām koeficienta r vērtībām: $r = 1, 2, 3$. No šī pētījuma (skat. Zīm. 3.1.2.1.1.) varam secināt, ka mazām pārveidojamā signāla amplitūdām un koeficienta r vērtībām, vienādām ar 2 un 3, signāla kropļojumi ir relatīvi nelieli un maz atkarīgi no koeficienta k vērtības.



Zīm. 3.1.2.1. Signāla formas kropļojumu atkarība no adaptācijas koeficienta k vērtības pie $r = 1$ – līkne 1; $r = 2$ – līkne 2; $r = 3$ – līkne 3.

Lai ilustrētu koeficienta r iespaidu uz signāla formas kropļojumiem pie mainīgas amplitūdas, tika veikta statistiskā modelēšana pie šādiem apstākļiem: $s_0 = 0.01$, $n = 200$, $n_T = 50$, $A_1 = 1..200$. Pētījuma rezultāti ilustrēti Zīm. 3.1.2.2. Ar līkni 1 ir attēlota $\sigma_{fn} = f(k, r)$ atkarība pie $k = 0$ (klasiskā metode). Kropļojumu koeficienta $\sigma_{fn} = f(k, r)$ atkarību adaptīvās metodes gadījumā pie $k = 10$ un $r = 1, 2, 3$ ilustrē attiecīgi līknes 2, 3, 4.



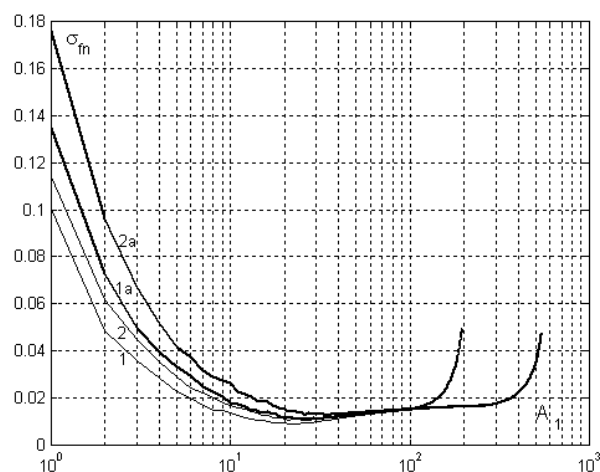
Zīm. 3.1.2.2. Kropļojumu koeficienta atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas.

Ja par dinamiskā diapazona robežu uzskata A_1 vērtību, pie kuras $\sigma_{fn} = 0.02$, tad pie $k = 10$ un $r = 1 \div 2$ iespējams panākt aptuveni 8-kārtīgu diapazona paplašināšanu. Ar statistisko eksperimentu palīdzību tika konstatēts, ka dinamiskā diapazona robežu vispārīgā gadījumā var izteikt ar sakarību:

$$A_{1\max} = \lambda k n s_0, \quad (3.1.2.3)$$

kur λ ir koeficients, kas atkarīgs no pārveidojamā signāla formas. Sinusoidālam signālam $\lambda = 0.67$. Ilustrācijai Zīm. 3.1.2.3. ir parādītas atkarības $\sigma_{fn}(A_1)$ pie dažādām s_0 , n un k vērtībām:

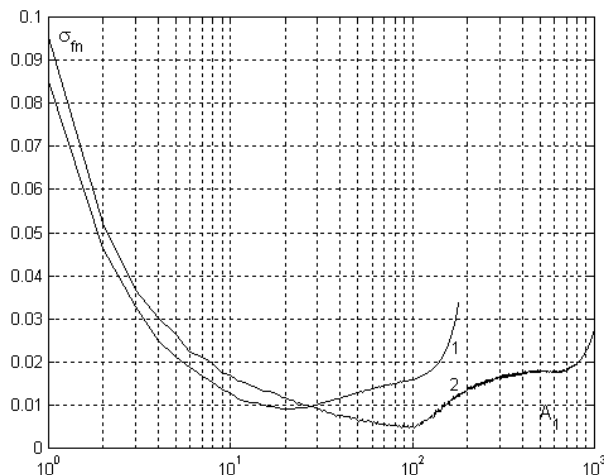
- 1. līkne: $s_0 n k = 0.01 \cdot 200 \cdot 10 = 20$
- 2. līkne: $s_0 n k = 0.01 \cdot 200 \cdot 30 = 60$;
- 1a. līkne: $s_0 n k = 0.02 \cdot 100 \cdot 10 = 20$;
- 2a. līkne: $s_0 n k = 0.02 \cdot 100 \cdot 30 = 60$.



Zīm. 3.1.2.3. Kroplojumu koeficienta $\sigma_{fn}(A_1)$ atkarība no pārveidojamā signāla amplitūdas pie dažādām $s_0 n k$ kombinācijām.

No iegūtajiem rezultātiem redzams, ka kombinācijai $s_0 n k = 20$ līknes 1 un 1a pieaugot amplitūdai, saiet kopā un nodrošina vienu un to pašu dinamisko diapazonu (šajā piemērā $A_{1\max} \approx 150$). Līdzīgi, kombinācijai $s_0 n k = 60$ attiecīgās līknes saiet kopā, nodrošinot dinamisko diapazonu $A_{1\max} \approx 400$.

Projekta ietvaros ir izstrādāta „s” adaptīvās metodes modifikācija, kas pie tām pašām n , s_0 , k , r vērtībām, ieviešot jaunu parametru, ļauj vēl vairāk paplašināt dinamisko diapazonu (skat. Zīm. 3.1.2.4).



Zīm. 3.1.2.4. Adaptīvās „s” metodes (līkne 1) un tās modifikācijas (līkne 2) salīdzinājums pie $n = 200$, $s_0 = 0.01$, $k = 1$, $r = 1.5$.

Secinājumi:

1. Mainīga s izmantošana ud metodes adaptācijā ļauj paplašināt dinamisko diapazonu lk reizes pie $r \leq 2$ un $k \leq 30$.
2. „S” metodes modifikācija ļauj vēl papildus paplašināt dinamisko diapazonu $5 \div 6$ reizes.
3. Pārveidojuma kropļojumi ir atkarīgi no 5 argumentiem: $\sigma_{fn} = f(n, n_T, s_0, k, r)$, pie tam neviens no argumentiem nav ar mazu ietekmi. Tas ievērojami apgrūtina analītisku sakarību iegūšanu, tāpēc pētījumi tika veikti ar statistiskās modelēšanas palīdzību praktiskos pielietojumos interesējošo parametru robežās.

3.1.3. Pārveidotāja uz udc metodes bāzes jūtības paaugstināšana

Kā jau sadaļā I. tika minēts, pārveidojamo signālu momentāno vērtību mērīšana udc metodes gadījumā notiek sekojošā veidā:

$$e_{i,j+1} = e_{i,j} + s * \text{sign}(U_{1,i} - e_{i,j}), \quad (3.1.3.1)$$

kur

$$e_{i+1,1} = e_{i,n};$$

$U_{1,i} = u_{1,i} + X$ - mērāmās signāla vērtības $u_{1,i}$ un normāli sadalītā trokšņa X ar disperiju

$$DX = \sigma_1^2 \text{ summa.}$$

Par signāla momentānās vērtības mērīšanas rezultātu uzskata sliekšņu vidējo vērtību

$$u_{2,i} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n e_{i,j} . \quad (3.1.3.2)$$

Fizikālu eksperimentu veidā tika veikts šāds pētījums. Tika izgatavots stroboskopiskā pārveidotāja eksperimentālais paraugs ar iespēju pārslēgt dažādus pārveidošanas režīmus, kā arī ar iespēju mainīt komparatora kompensācijas signāla soļus $s = 0.665 \mu V$ un $s = 10.64 \mu V$. Viduvējamo sliekšņu skaits

n^* bija izvēlēts $n^* = 255$. Komparatorā tika izmantotas germānija tuneļdiodes ar sekojošiem parametriem: $I_p = 10 mA$; $U_p = 110 mV$; voltampēru raksturliķnes pirmā zara pretestība $R_1 = 5.5 \Omega$; komparatora ieejas pretestība $R_u = 47.3 \Omega$. Saskaņā ar agrāk veiktiem pētījumiem stroboskopiskā pārveidotāja uz šāda komparatora bāzes pārejas raksturliķnes kāpuma laiks izsakās ar izteiksmi:

$$t_r = C \sqrt{2\pi (R_1^2 + R_2^2)} . \quad (3.1.3.3)$$

Tuneļdiožu voltampēru raksturliķnes krītošā zara minimālā pretestība tika aprēķināta saskaņā ar izteiksmi [3.1.3.1]:

$$R_2 \approx - \frac{7.8 U_p^{0.7}}{I_p} \quad (3.1.3.4)$$

Mūsu gadījumā $R_2 = -21 \Omega$.

Eksperimentālā pārveidotāja pārejas raksturliķnes kāpuma laiks tika iegūts $t_r = 80 ps$, no kā tika aprēķināta pielietoto tuneļdiožu kapacitāte $C = 1.47 pF$. Izmantojot iegūtos lielumus, varam aprēķināt pārveidotāja paštrokšņa teorētisko vidējo kvadrātisko novirzi:

$$\sigma_1 = R_u \sqrt{\frac{q I_p}{C (R_1 - R_2)}} , \quad (3.1.3.5)$$

kur $q = 1.602 \cdot 10^{-19} C$ - elektrona lādiņš.

Mūsu gadījumā $\sigma_1 = 303.3 \mu V$.

Pārveidotājā *ud* metodes režīmā pārveidotāja izejā trokšņa vidējā kvadrātiskā novirze izsakās kā:

$$\sigma_2 = \sqrt{0.625 \sigma_1 s + 0.25 s^2} . \quad (3.1.3.6)$$

Saskaņā ar šo izteiksmi, mūsu gadījumā pie $s = 0.665 \mu V$ iegūstam $\sigma_2 = 11.23 \mu V$.

Savukārt, pie $s = 10.64 \mu V$ - $\sigma_2 = 45.22 \mu V$.

Pārveidotāja vidējā kvadrātiskā novirze *udc* metodes režīmā tika aprēķināta ar statistiskās modelēšanas palīdzību, izmantojot zināmos $n = 255$; $s = 0.665 \mu V$; $\sigma_1 = 303.3 \mu V$ un

tika iegūts $\sigma_2 = 10.4 \mu V$. Kā redzam, *udc* metodes gadījumā σ_2 ir tikai nedaudz mazāks par σ_2 *ud* metodes gadījumā. Tas ir izskaidrojams ar to, ka pie tik maziem soļiem $s = 0.665 \mu V$ *ud* procedūras pārveidotais troksnis ir ar lielu autokorelācijas intervālu, kas samazina sliekšņu viduvēšanas operācijas efektivitāti. Šajā sakarā saglabājot vienu un to pašu viduvēšanas operāciju skaitu $n^* = 255$, pārveidotāja eksperimentālajā paraugā tika ieslēgts režīms, kas viduvēšanai izmantoja iztvērumus ārpus korelācijas intervāla (katra 42-ā sliekšņa vērtība). Rezultātā eksperimentāli tika iegūta pārveidotāja jutība $\sigma_2 = 7.4 \mu V$.

Eksperimentos ar $s = 10.64 \mu V$ *udc* metodei tika iegūts $\sigma_2 = 25 \mu V$, kas labi sakrīt ar datormodelēšanas rezultātu $\sigma_2 = 22.4 \mu V$. Autokorelācijas intervāla iespaids tika novērots arī šāda, lielāka soļa gadījumā, kaut arī mazākā mērā. Pēdējais ir izskaidrojams ar to, ka pie lielām soļa vērtībām korelācijas intervāls sašaurinās un viduvēšanu efektivitāte palielinās. Tātad, pārveidotājos uz *udc* metodes bāzes pie viena un tā paša viduvējamo iztvērumu skaita var palielināt jutību, iztvērumus ņemot retāk

Literatūra

[3.1.1.1.1] K. Krūmiņš and V. Kārklīš. The method "up-and-down" modifications at the mode of detection low signals for superwideband radars. Automatic Control and Computer Sciences, 2005, Vol.39, No. 4, pp. 70-77.

[3.1.1.1.2] V. Karklin'sh and K. Krumin'sh. Adaptive Methods in Discrete Stroboscopy. Automatic Control and Computer Sciences, 2010, Vol. 44, No. 5, pp. 266–271.

[3.1.3.1] Сидоров А. С. Теория и проектирование нелинейных импульсных схем на туннельных диодах. Изд-во «Советское Радио», 1971.

3.2. Ultraplatjoslas impulsu veidošanas paņēmieni izpēte

3.3.1. Ievads

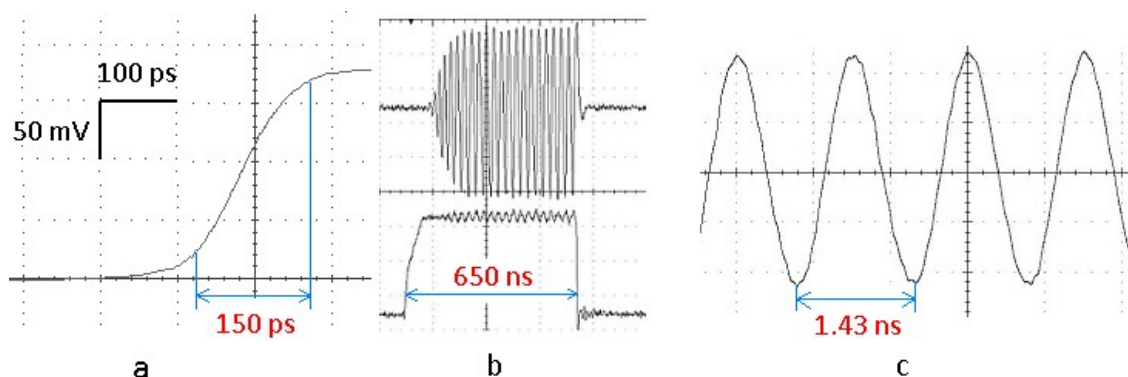
Palielinoties pusvadītāju ierīču un nelineāro elementu ražošanas tehnoloģijām un paplašinoties datu apstrādes algoritmiem un programmu iespējām, nenovēršami pieaug ultraplatjoslas (UPJ) impulsu formēšanas nepieciešamība.

Šādi impulsi tiek izmantoti tādās iekārtās, kā zemvirsmas radiolokatori, dažādu objektu struktūras diagnostikas instrumenti u.c. Tas saistīts ar supraugsto frekvenču impulsu jeb ultraplatjoslas impulsu (UPJ) optimālām īpašībām, kas nodrošina nepieciešamo impulsa jaudu un maksimālo izšķirtspēju.

UPJ impulsus iespējams iegūt ar elektrisko shēmu palīdzību, kas veidotas uz tuneļdiožu, IMPATT diožu (IMPact ionization Avalanche Transit-Time - IMPATT), kas strādā nestandarta režīmā, lādiņuzkrājošo diožu (Step Recovery Diode - SRD), lavīntranzistoru, lavīndiožu ar S-veida voltamperu raksturlīkni (VAR). Izmantojot iepriekš minētos elementus, tika veikti vairāki eksperimenti impulsu ar maksimāli ātru fronti iegūšanai. Lavīndiožu ar S-veida VAR reģistrācijai izmantots mūsdienīgs reālā laika osciloskops Tektronix DPO 70604 ar maksimālo frekvenču caurlaides joslu 6 GHz, ar kuru veikts iegūtā impulsa spektra novērtējums.

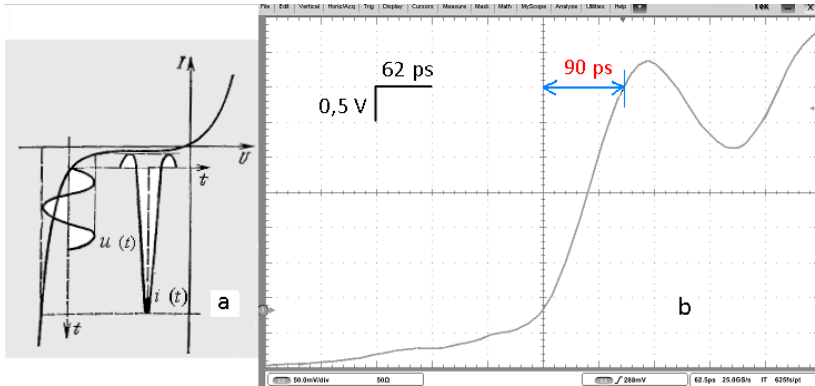
3.2.2. Ultraplatjoslas impulsu formētāji

Tuneļdiodes. Tuneļdiodēm novērojams lielākais pārslēgšanās ātrums. Germānija tuneļdiodēm ir lielāks pārslēgšanās ātrums nekā Gallija-arsenīda (GaAs) diodēm. Tādējādi diode 1H308 ļauj radīt impulsus ar fronti 30 ps, bet diode TD1107 – 20 ps fronti. VAR taisnajā apgabalā diodei raksturīga N-veida strāvas-spieguma atkarība un novērojams negatīvās diferenciālās pretestības apgabals. Tas ļauj izmantot šīs diodes ne tikai impulsu ar ātru pārslēgšanās laiku iegūšanai, bet arī harmonisku svārstību ģenerēšanai un pastiprināšanai. Attēlā 1. redzamas tuneļdiožu radīto impulsu oscilogrammas.



Zīm. 3.1. Tuneļdiožu radīto impulsu oscilogrammas: a - impulss ar fronti 150 ps; b – augstfrekvences impulsu paka; c - nepārtraukts harmonisks signāls ar frekvenci 0.7 GHz

IMPATT diodes. IMPATT diodes negatīvais pretestības apgabals iespējams pie noteiktiem barošanas sprieguma nosacījumiem. Zīm. 3.2.b redzama IMPATT diodes VAR. Normālā diodes režīmā tiek nodrošināta kontinuālu elektrisko signālu ģenerēšana un pastiprināšana gigahercu režīmā. Eksperimentējot ar nestandarta barošanas nosacījumiem ar šādu diodi tika iegūti impulsi ar pikosekunžu fronti. Attēlā 2b. redzama iegūtā impulsa ar 90 ps fronti un 3.5 V amplitūdu oscilogramma.



Zīm. 3.2. IMPATT diodes voltampēru raksturlīkne (a) un ar šo diodi iegūtā impulsa oscilogramma (b)

IMPATT diodes aptuvenā lavīnstrāvas vērtību $i_L(t)$ var noteikt, risinot diferenciālvienādojumu [1]

$$\frac{d}{dt}i_L(t) = ku_\delta(t)i_L(t) \quad (3.1)$$

ja: $k = \frac{2\alpha v_s}{U_{\delta 0} \delta}$;

kur δ - zonas platums metalurģiskās pārejas tuvumā;

v_s - piesātināšanās ātrums pie lādiņnesēju dreifa caursites režīmā, $v_s \approx 10^7$ cm/s;

α - triecienjonizācijas intensitāte, $\alpha = 5 \dots 7$;

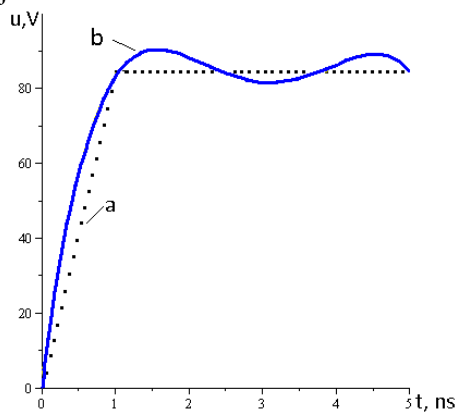
$U_{\delta 0}$ - līdzsprieguma sastāvdaļa lavīncaursites slānī.

Izmantojot vienādojumu (3.1), aprēķinām lavīnstrāvu pie impulsveida ieejas sprieguma.

Kā modeli jeb ieejas signālu $u_\delta(t)$ izmantosim funkciju, kas raksturojama kā izvirzījums rindā

$$u_\delta(t) = 0,3373 + 154,5966t - 91,4931t^2 + 21,6435t^3 - 1,7704t^4 \quad (3.2)$$

Koeficienti ir izvēlēti tā, lai samazinātu vidējās kvadrātiskās kļūdas novirzi no gabalveida lineārās funkcijas (Zīm. 3.2.a). Šajā gadījumā intervālā 0...5 ns vidējās kvadrātiskās kļūdas novirze bija 5%.

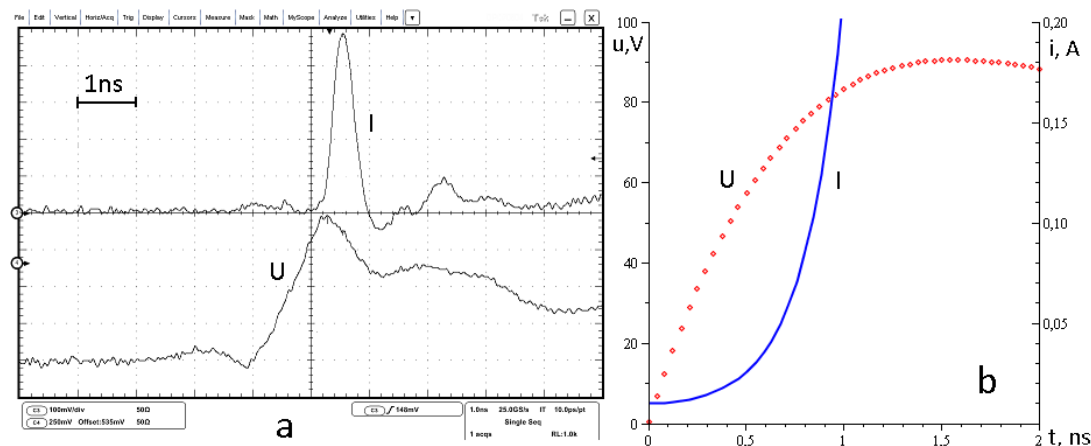


Zīm. 3.3. Ieejas sprieguma impulsa modelis, *a* – kā gabalveida lineārā funkcija, *b* – kā izvērztājums rindā (3.2)

Lavīnstrāva $i_L(t)$ dotajam ieejas spriegumam $u_\delta(t)$ aprēķināma:

$$i_L(t) = I_0 e^{0.0166kt(12a_4t^4 + 15a_3t^3 + 20a_2t^2 + 30a_1t + 60a_0)},$$

kur I_0 – strāvas $i_L(t)$ pastāvīgā sastāvdaļa no līdzsprieguma avota bez $u_\delta(t)$.

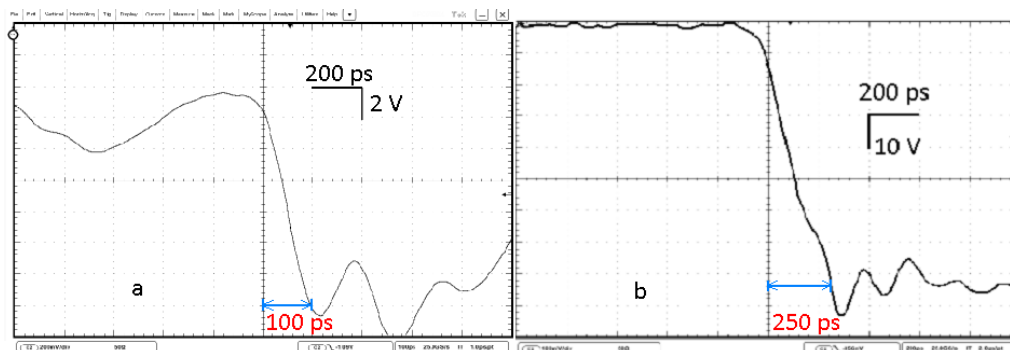


Zīm. 3.4. IMPATT diodes sprieguma un strāvas oscilogramma: a – iegūta eksperimentālajā modelī, b - aprēķināta

Zīm. 3.4. redzama IMPATT diodes eksperimentāli iegūtā strāva un spriegums un modelēšanas rezultātā analogi iegūtās strāvas un sprieguma laika atkarības. Salīdzinot 3.4a. un 3.4b. zīmējumus, novērojama laba eksperimentālās un modulētās strāvas līknes sakritība.

Vēl vērojama: a) strāvas kāpuma aizkavēšanās pret spriegumu; b) stāvas pieaugums darba apgabalā ir 0.5 A/1ns; tas ir lielāks par sprieguma stāvumu šajā vietā ; c) strāvas kāpuma fronte norādītajā apgabalā ir 100 ps.

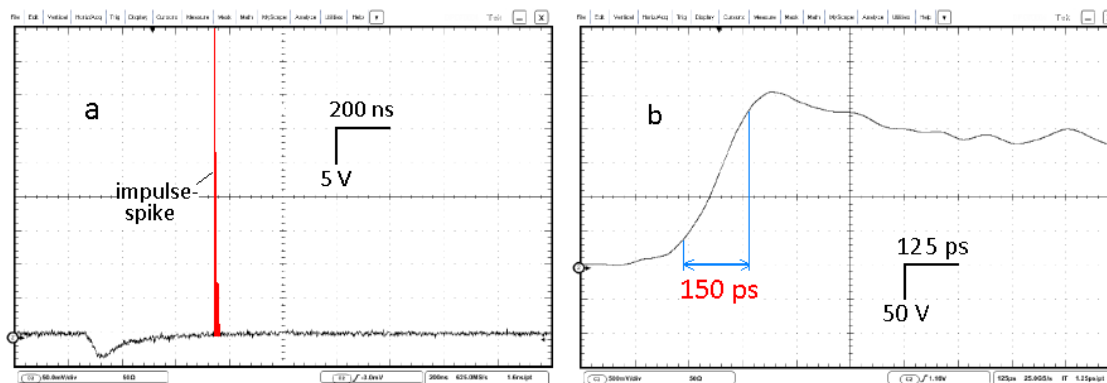
Lādiņuzkrājošā diode (SRD). Šajā gadījumā, lai samazinātu diodes reģenerācijas laiku, izmanto pusvadītāju pāreju ar neviendabīgu piemaisījumu koncentrāciju. Tas nodrošina pretējas polaritātes lādiņnesēju uzkrāšanos diodē. Pārslēdzot diodei sproststrāvu, lādiņi tiek izsūkti no p-n pārejas un diode strauji pāriet no zemas uz augstas pretestības apgabalu, kas nodrošina ļoti strauju impulsa kritumu (parasti mazāku par nanosekundi). Piemēram, diodei 10050A tas ir 45 ps [2]. 5a. attēlā redzama impulsu fronšu samazināšanas maketa izejas signāla oscilogramma, kurā izmantota SRD diode [2]. Ieejas impulsa fronte no 1 ns tiek samazināta līdz 100 ps.



Zīm. 3.5. Impulsu fronšu samazināšanas maketa izejas signāla oscilogrammas, kurās izmantotas: a – SRD diode, b – lavīntranzistors

Lavīncaursites tranzistors. Lavīncaursites režīms tranzistora kolektora pārejā tiek panākts pie lieliem kolektora spriegumiem. Tādējādi tranzistora pārslēgšanās ātrums palielinās simtos un tūkstošos reižu. Tas ļauj formēt impulsus ar lielām spriegumu amplitūdām un frontēm, kas mazākas par 1 ns. Zīm. 3.5.b redzama oscilogramma ar impulsa fronti 250 ps, kas iegūta, izmantojot lavīncaursites tranzistoru.

Lavīncaursites S -diodes. Lavīncaursites S-diodes paver lielas iespējas UTP signālu formēšanā. Diodes S-veida VAR līknes otrajā pusē atrodams negatīvās diferenciālās pretestības apgabals. Tas atdala divus stabilus stāvokļus – augstomīgu ($\sim 1 \text{ G}\Omega$) un zemomīgo ($\sim 10 \Omega$). Diodes pārslēgšanās notiek sasniedzot noteiktu pretprieguma sliekšņa vērtību. Iespējama lielu strāvu (līdz 15 A) impulsu formēšana ar fronti 100 ps ar zemomīgām slodzēm. Tādējādi lavīncaursites S-diodes ar saviem parametriem, kā liela jauda un ātrdarbība, pārspēj lielāko daļu pusvadītāju ierīču, kas paredzētas analogam pielietojumam. Ar S-diodi formējamo impulsu oscilogrammas attēlotas 3.6.zīmējumā.



Zīm. 3.6. Ar lavīncaursites S-diodi formētu impulsu oscilogrammas pie dažādām izvērsēm.

3.2.3. Ultraplātjoslas impulsu spektrālais novērtējums

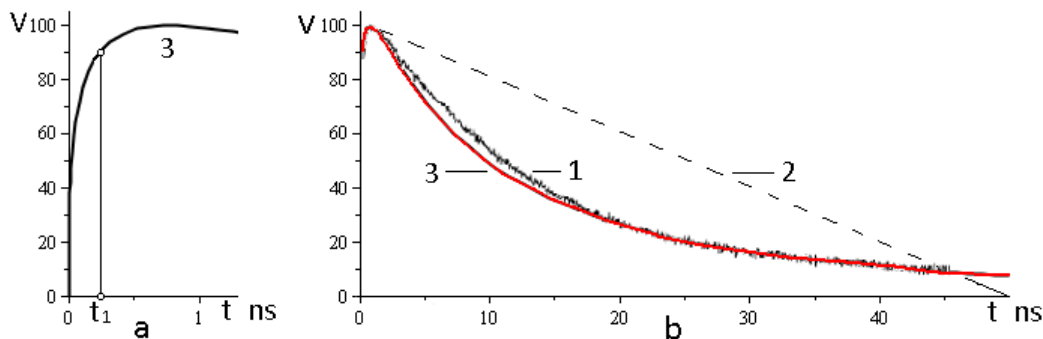
Lai modelētu signālu, kas atbilst impulsam ar stāvu kāpjošo fronti un lēnu nokrišanu, izmantojam nepārtrauktu funkciju [2]. Tādu modeli izmantoja spektra novērtējumam. Modeļa signāla funkcija tiek noteikta apgabalā, kas vienāds ar impulsa ilgumu $\tau = t_1 + t_2$, kur t_1 - frontes ilgums, t_2 - nokrišanas ilgums. No līdzīgu funkciju saimes tika izvēlēta funkcija, kas raksturota kā:

$$U(t) = At^a e^{1-t^b} \quad (3.3)$$

Labākais tuvinājums reālam impulsam ar $E = 100$ V tika panākts ar koeficientiem $A = 100$, $a = 0.4$, $b = 0.42$. Tad funkciju var izteikt kā:

$$U(t) = 100t^{0,4} e^{1-t^{0,42}} \quad (3.4)$$

Zīm. 3.7. tiek salīdzinātas faktisko impulsu formas (1) un to modeļi: 2 – gabalveida lineāra funkcija, 3 - funkcija (4). Kā redzams attēla, impulsa forma, ko raksturo funkcija (4), praktiski sakrīt ar reālo impulsu.



Zīm. 3.7. Izejas impulsa un tā modeļu forma. a – impulsa kāpjošās frontes daļa; b - impulsa nokrišanas daļa

Faktiskā impulsa oscilogramma - 1. Impulsa aproksimācija, izmantojot gabalveida lineāru funkciju - 2, vienādojumu (3.4) - 3.

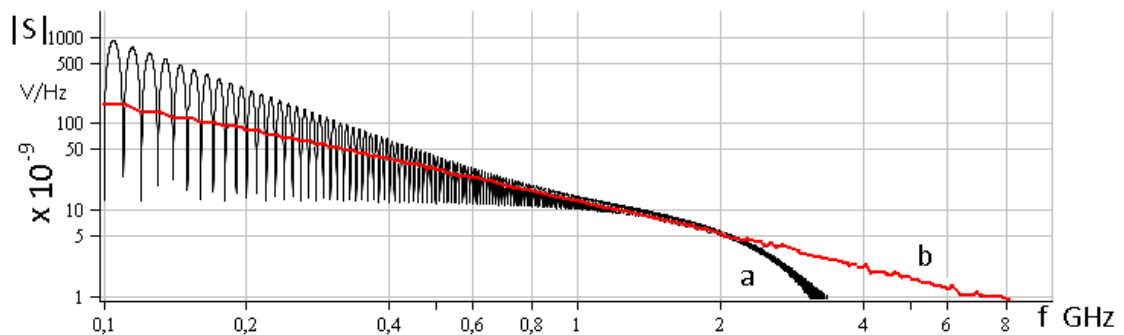
Impulsa spektrālā blīvuma novērtējums, ko raksturo ar funkciju (3.4) intervālā $0 - \tau$ raksturojams ar šādu izteiksmi [2]

$$|S| = A \left| \int_0^{\tau} t^a [\cosh(t^b - 1) - \sinh(t^b - 1)] [\cos(2\pi ft) - j \sin(2\pi ft)] dt \right| \quad (3.5)$$

Izmantojot formulu (3.5) ar koeficientiem $A = 100$, $a = 0.4$, $b = 0.42$, skaitliski izteikts impulsa spektrālais blīvums ar ekvivalentiem parametriem $E = 100$ V, $t_1 = 0.2$ ns,

$$t_2 = 50 \text{ ns} \quad (\tau \approx 50 \text{ ns}).$$

Šāda spektrālā blīvuma attēlojums un, salīdzināšanai, gabalveida lineārās funkcijas spektrālais blīvums attēlots 3.8.zīmējumā.



Zīm. 3.8. Impulsa spektrālā blīvuma attēlojums: a - gabalveida lineārai funkcijai, b - nepārtrauktai funkcijai (3.4)

Nemot vērā reāla impulsa un tā modeļa formas līdzību, lietderīgi izmantot gabalveida lineāru funkciju kā modeli strauji augošam un lēni krītošam impulsam. Spektrālā blīvuma aprēķins gabalveida lineāram signālam ir daudz laukietilpīgāks. Viena no izmantojamajām platjoslas signālu īpašībām ir spektra relatīvais platums

$$\eta = \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (3.6)$$

ja: $f_{\max}$ - maksimālā pieņemtā spektra frekvence [Hz], $f_{\min}$ - minimāla frekvence signāla spektrā [Hz].

Ultraplātjoslas signāla kritērijs ir $\eta \geq 0,25$.

Ja visu apskatīto signālu minimālā frekvence ir $f_{\min} = 0.2 \text{ GHz}$, tad to spektra relatīvais platums $\eta > 0.8$, kas atbilst ultraplātjoslas signāla kritērijam.

3.2.4. Secinājumi

Iegūtie rezultāti parāda:

- Pusvadītāju ierīču izmantošana ultraplātjoslas impulsu formēšanai ļauj iegūt impulsus ar amplitūdu no volta daļām līdz vairākiem simtiem voltu ar impulsu frontēm no dažiem desmitiem līdz simtiem pikosekunžu.
- IMPATT diodes iegūtā strāvas izteiksme pie impulsu iedarbības aprakstāmā iecirkņa sākumā ar ceturtais pakāpes rindu dod apmierinošus rezultātus un saskan ar reālo eksperimentu rezultātiem.

- Spektra maksimālā frekvence impulsos var sasniegt 10 GHz un augstāk, kas atbilsts UTP signālu kritērijam.
- Impulsa ar stāvu kāpjošo fronti un lēzenu krītošo fronti modeļa izvēle raksturojas ar kompromisu starp vienkāršotu modeli, kura spektrālā blīvuma aprēķins un īpašību noteikšana nav laikietilpīgs process, un sarežģītu modeli, kas maksimāli pietuvināts reālam impulsam, bet tā raksturīgo īpašību noteikšanai jāpatērē ievērojami lielāks laiks.

Publikāciju saraksts:

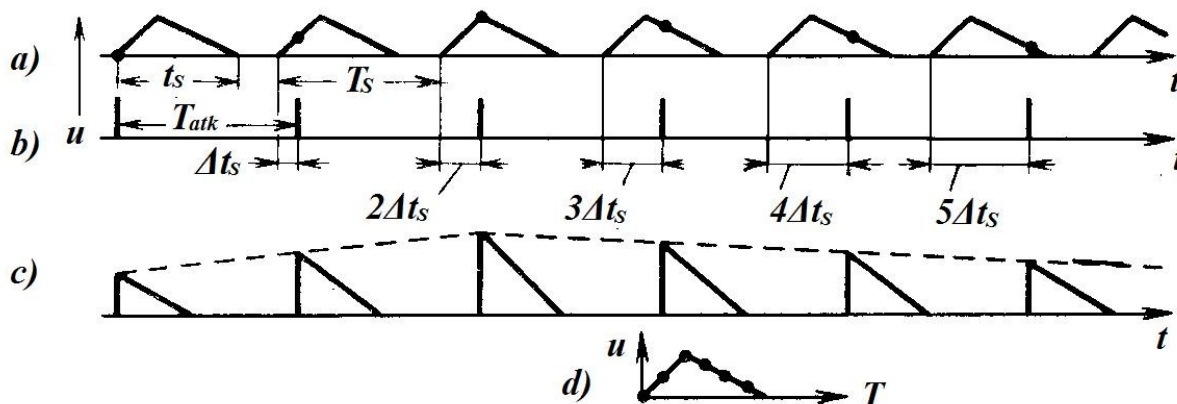
1.M. Greitans, V. Aristov, and E. Hermanis. A Pulse Shaper with a Picosecond Leading Edge on an Impact Avalanche Transit-Time Diode. Automatic Control and Computer Sciences, 2010, Vol. 44, No. 5.

2.M.Greitans, V. Aristov, and E. Hermanis. Research of Formers of Ultra-Wideband (UWB) Impulses. Automatic Control and Computer Sciences, 2010, Vol. 44, No. 6.

3.3. Datorvadītu signālu reģistrēšana

3.3.1. Stroboskopiskais pārveidojums

Ātru procesu oscilografēšanas pētījumiem, kuru ilgums ir nano- un piko- sekundes ($10^{-9} - 10^{-12}$) bieži nepietiek ar klasiskajām signālu iztveršanas metodēm. Šādu signālu reģistrēšanai tiek pielietota stroboskopiskā oscilografēšanas metode, kuras pētījumu pirmsākumi un metodes pamatnostādnes atrodamas 20.gs. 60.-70.-ajos gados. Iepriekš šī metode tika pielietota salīdzinoši zemu frekvenču signālu iztveršanai, kurām mūsdienās izmanto uzlabotas klasisko metožu implementācijas, iekārtas. Taču pētāmo signālu frekvences pastāvīgi palielinās un tehnoloģijas nepārtraukti uzlabojas. Tāpēc tiek pētīta stroboskopisko mērījumu metode un veikti tās pārveidojumi, meklēti uzlabojumi. Šī metode paredzēta atkārtojošu vai periodisku elektrisko signālu ar mazu ilgumu pētīšanai (mērīšanai).



Zīm. 3.9. Stroboskopisko pārveidojumu raksturojošie spriegumi

Stroboskopiskā osciloskopa princips balstīts uz ieejai pieslēgtu atkārtujošu signālu momentāno sprieguma vērtību noteikšanu, izmantojot īsus tā saucamos „strobējošos” sprieguma impulsus (strobimpulsus) ar ātru fronti. Strobimpulsi tiek automātiski nobīdīti laikā pie katra ieejas signāla atkārtojuma, tādā veidā secīgi pa punktiem iegūstot ieejas signāla formas attēlojumu ekvivalentā laikā (Zīm. 3.9.). Šī īpatnība atšķir reālā laika mērinstrumentus no ekvivalentā laika instrumentiem. Reālā laikā signāla forma tiek iegūta viena perioda laikā.

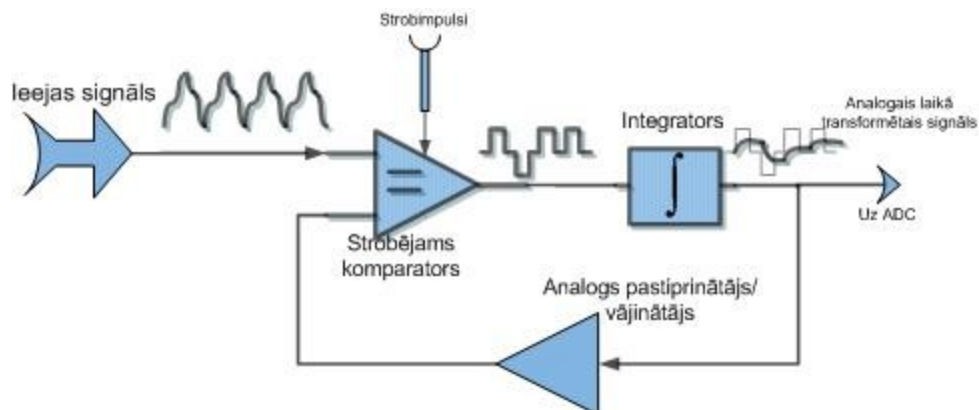
Tiek izmantota kvantējošā pārveidojuma tehnika, kas būtiski atšķiras no analogā pārveidojuma metodes. Momentāno vērtību noteikšanai vairs netiek izmantots jaucējs. Signāls pārveidotāja izejā ir diskrēts un kvantēts. Tieši šo trūkumu dēļ kvantējošam stroboskopiskam pārveidotājam (KSP) ir zināmas priekšrocības, īpaši pielietojot tos ciparu mērinstrumentu izveidē. Galvenās priekšrocības ir primārā informācijas devēja (momentānās vērtības noteikšanas bloka) miniaturizācija; primārās informācijas diskrētums, primārās informācijas datu pārraides noturība, stabilitāte; iespēja pielietot elementārus algoritmus signāla ataunošanai analogā formā; augsta sistēmas linearitāte.

Kvantējošais stroboskopiskais pārveidotājs tiek realizēts kā virtuālais instruments, kas pieslēdzams datoram un, izmantojot LabView aplikāciju, vadāms no tā, kā arī saņem un saglabā datus. Tas piešķir ierīcei ērtāku portabilitāti un samazina tās izmaksas. Informācijas apstrāde notiek datorā. Aparatūras daļu ar datoru savieno ar virtuālu virknes portu ports caur fizisku USB interfeisu, kopā izveidojot vienotu instrumentu.

3.3.1.1. Analoģsignālu komparators ar kompensācijas shēmu

Zīm. 3.10. redzams izstrādātais momentānās vērtības noteikšanas bloks ar analoģsignālu komparatoru un kompensācijas shēmu. Ieejā uz strobējamu komparatoru tiek padots atkārtujošs platjoslas signāls. Strobējamais komparators strobēšanas brīdī salīdzina iepriekšējo signāla vērtību ar jauno un attiecīgi pārslēdzas uz pozitīvu vai negatīvu barošanas spriegumu. Salīdzināmie signāli tiek padoti uz abiem komparatora pleciem un lemjošā shēma pārslēdzās. Uz viena tranzistora kolektora vērojams augsts impulss, bet uz otra – mazākas amplitūdas impulss. Ja ieejas signāls kļūst mazāks par iepriekšējo vērtību, tad impulsa amplitūdas mainās vietām. Diferenciālais pastiprinātājs nodrošina spriegumu starpības pastiprinājumu, tādējādi tā izejā vērojami pozitīvi vai negatīvi barošanas spriegumi. Strobimpulsa beigās komparatora izejas sprieguma līmenis nokrīt neitrālā – nulles stāvoklī līdz nākamajam strobimpulsam.

Integratora ķēde integrē izejas impulsus, nodrošinot amplitūdas pieaugumu par konstantu vērtību. Integratora izejā ir atjaunots ieejas signāls ekvivalentā laikā. Analoģs pastiprinātājs/vājinātājs regulē integratora soli. Analoģais laikā transformētais signāls tiek padots uz mikrokontroliera iebūvēto 12-bitu CAP signāla ciparošanai.

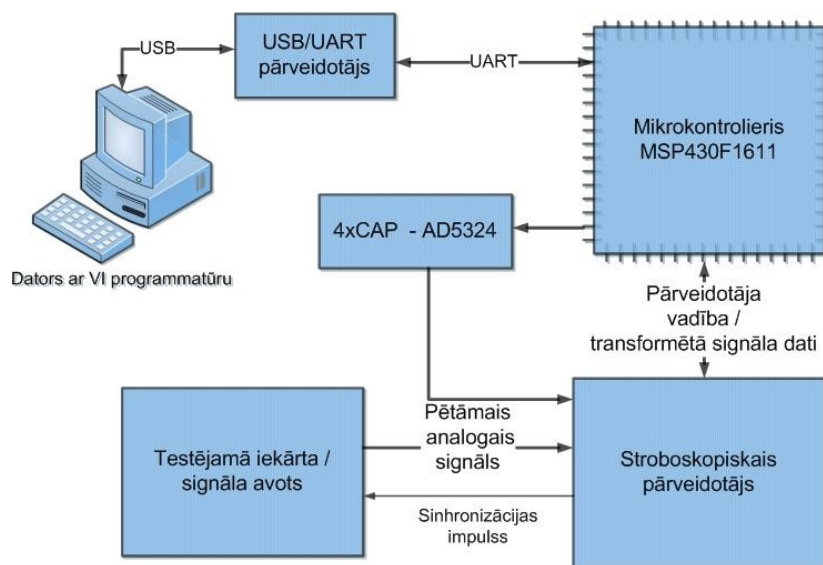


Zīm. 3.10. Kvantējošais stroboskopiskā pārveidotāja momentānās vērtības noteikšanas bloks

Šīs shēmas priekšrocības ir tās augstā precizitāte. Atgriezeniskās saites sprieguma izmaiņu iespējams regulēt. Komparators centīsies satvert ieejas signālu ar uzdoto precizitāti (solī). Tādā veidā netiek ierobežots kvantēšanas solis ar noteiktu bitu skaitu.

Šis slēgums darbojas līdzīgi Sigma-Delta pārveidotājam. Tas paredzēts savstarpēji korelētu vērtību secīgai uztveršanai, jo strauji mainīga lielas amplitūdas signāla izsekošanai nepieciešami daudzi strobēšanas akti. Precīzai signālu reģistrēšanai nepieciešams atkārtot strobēšanu ar nemainīgu nobīdi tik ilgi, kamēr signāls netiek saņemts.

3.3.2. Projektējamā sistēma

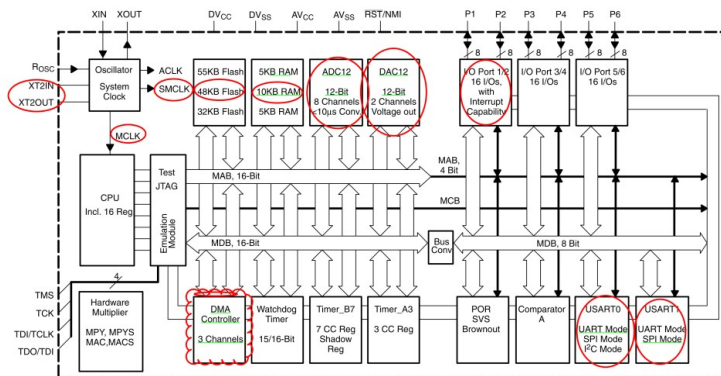


Zīm. 3.11. Virtuālā instrumenta struktūra

Izstrādātā virtuālā instrumenta sistēma sastāv no Zīm. 3.11. zīmējumā redzamajiem blokiem. Instrumenta lietotājs pieslēdz testējamo iekārtu pie kvantējošā stroboskopiskā pārveidotāja ieejas ar zondi vai caur salāgotu pārraides līniju. Vadības panelī pieejamas līdzīgas funkcijas, kādas ir standarta osciloskopiem - mērījumu tipa izvēle, signāla noviržu un izvērzes regulēšana, reģistrētā signāla attēlojums uz ekrāna un iespēja saglabāt ieejas datus.

Vadības bloks izstrādāts, izmantojot TI MSP430F1611 mikrokontrolieri. Starp datoru un mikrokontrolieri jeb vadības bloku izveidots virknes datu pārraides kanāls (UART), kas datoram pieslēgts caur šim nolūkam veidotu USB/UART pārveidotāju FT2232L. Mikrokontrolierī realizēta no datora saņemto komandu atpazīšana un pieprasīto funkciju izpilde. Izmantojot vienu iekšējo CAP un četrus ārējos, caur SPI pārraides protokolu vadāmus CAP (AD5324), mainot līdzsprieguma novirzes, tiek regulēti stroboskopiskā pārveidotāja bloka režīmi. Ar regulējamu aizturi uz testējamo iekārtu tiek padots sinhronizācijas impulss. Strobimpulsu ģenerēšana tiek sākota pirms pētāmā signāla sākuma.

Datora uzdevums ir nosūtīt komandas mikrokontrolierim un saņemt mērījumu datus. Instrumenta vadība notiek caur LabView aplikāciju, kurā pieejami regulējošie bīdslēdži, osciloskopa ekrāns un režīmu uzstādījumi.



Zīm. 3.12. MSP430F1611 mikrokontroliera funkcionālā shēma

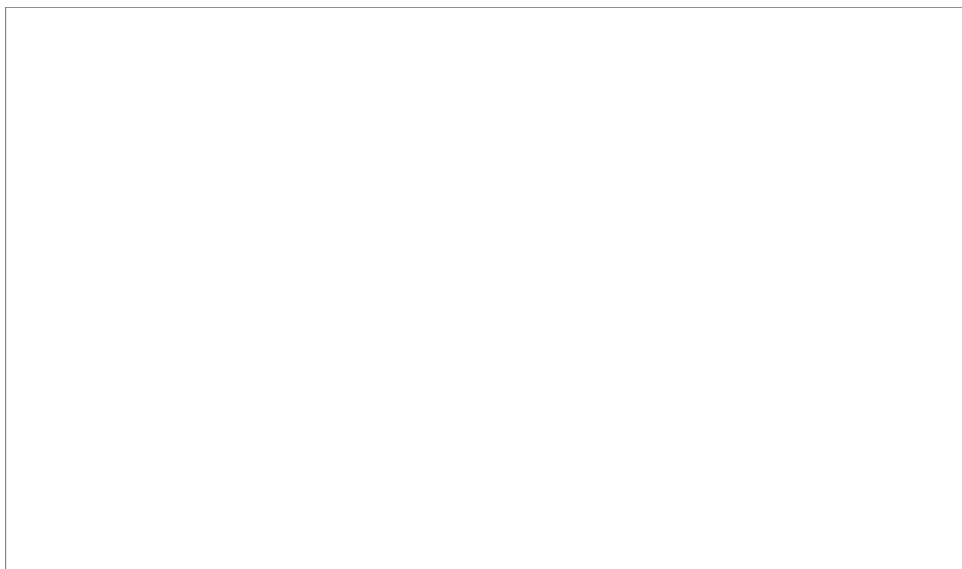
Zīm. 3.12. redzamas ierīcē izmantotās kontroliera perifērijas. Izmantoti šādi elementi:

Iekšējais CAP: „Lēnā” kāpņveida zāģa signāla ģenerēšana - $V_{REF}=2.5\text{ V}$, 8-bitu režīms

Ārējais CAPx4: Līdzsprieguma nobīžu regulēšana - $V_{REF}=5\text{ V}$, 12-bitu režīms

1. Aiztures regulēšana
2. Nobīdes regulēšana (Y-novirze)
3. Nobīdes regulēšana (X-novirze)
4. Laika izvērse

Kopējā blokshēmā (Zīm. 3.13.) attēloti simboliski bloku apzīmējumi. Mikrokontrolieris tiek taktēts ar 8 MHz ārēju takts ģeneratoru. Mikrokontrolierim pieslēgts 2.5 V atbalsta sprieguma ģenerators REF192, kurš nepieciešams ACP un iekšējo CAP stabilitātei. Iespējams izmantot arī iekšējo atbalsta sprieguma avotu, taču tas ir neprecīzs (pie uzdotajiem 2.5 V iespējamās izmaiņas no 2.4-2.6 V). Ārējai ar SPI datu pārraides interfeisu vadāmai četru CAP mikroschēmai AD5324 pieslēgts 5 V atbalsta sprieguma avots REF195. Abu atbalsta spriegumu ģeneratoru pieļaujamā novirze ir 2 mV. Tā tiek nodrošināta precīza CAP vērtību izvade un precīza ACP signālu ciparošana. Gan iekšējam, gan ārējam CAP relatīvā tipiskā precizitāte norādītā $\pm 2\text{ LSB}$.



Zīm. 3.13. Kvantējošā stroboskopiskā pārveidotāja funkcionālā blokshēma

Mikrokontrolieris vada vienu iekšējo 12-bitu CAP „lēnā” kāpnveida zāģveida signāla ģenerēšanai. Šis CAP uzstādīts 8-bitu režīmā, jo, kā izrādījās, ātrai pārveidojuma veikšanai ar izstrādāto programmu, nepieciešams vairāk operatīvās atmiņas. No kontroliera ar dalītāja palīdzību tiek iegūti 1 MHz sinhronizācijas impulsi, kuri vada „ātrā zāģa” ģenerators bloku. Pārveidotās signāla vērtības uztveršanai izmanto iebūvēto 12-bitu ACP, ko taktē no iekšēja ģenerators.

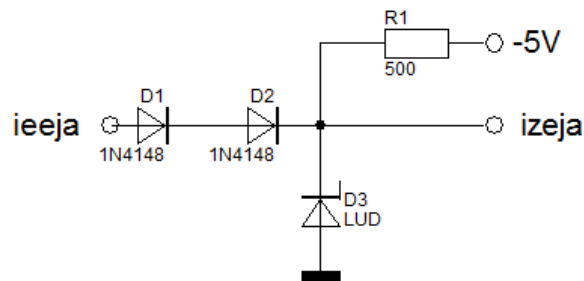
Komunikācijai ar datoru izmanto USB/UART pārveidotāju, kur tiek sūtīti virknes dati. Vienkāršai tikai divu ierīču komunikācijai caur UART izmanto 8-N-1 protokola variantu. Tas nozīmē – 8 datu biti, nav lietots paritātes, viens *stop* bits. Pārējie biti netiek lietoti. Pārtraides ātrumu esmu izvēlējis salīdzinoši ātru – 115200 Baudi, jo gan mikrokontrolieris, gan dators to spēj nodrošināt. Jo ātrāka datu pārtraide, jo īsāks laiks starp signāla mērījumiem.

„Ātrais” zāģveida signāla un „lēnā” zāģveida signāla līmeņu krustpunktos notiek komparatora pārslēgšanās. Tiek izmantoti 60 MHz komparatori AD8561. Šāds komparatori pielietots gan strobējošo impulsu nobīdei, gan aiztures regulēšanai pēc tā paša nobīdes principa, mainot sprieguma līmeni. Strobimpulsu komparatoram pieslēgts ar līdzsprieguma nobīdēm vadāms pastiprinātājs ar līdzsprieguma nobīdes summatoru. Abi parametri tiek vadīti ar ārējiem CAP. Šī bloka ieejā tiek padots „lēnais” zāģis. Tādā veidā, mainot „lēnā” zāģa parametrus – amplitūdu un līdzsprieguma novirzi, iespējams mainīt pētāmo laika logu un X novirzi, lai būtu iespējams signālu ievirzīt pētāmajā laika intervālā. Rupjākās vienībās horizontālo novirzi var regulēt, mainot aizturi.

Aizture nepieciešama, lai signāla sākumu nobīdītu laikā. Tādā veidā iespējams regulēt horizontālo novirzi, kā arī iebīdīt pētāmo signāla apgabalu lineārajā „ātrā zāģa” posmā. Tādā veidā iespējams arī novērot procesus, kas notikuši pirms trigeru impulsa.

Strobimpulsiem jābūt ar ātrām frontēm. Jo ātrāka fronte, jo lielāka osciloskopa josla, stabilāka un precīzāka darbība. Tāpēc pēc komparatora novietots EDI izstrādāts strobimpulsa formēšanas blociņš (Zīm. 3.14.), kas satur lādiņuzkrājošās diodes ķēdi. Ar

šo ķēdi no 4 ns frontes komparatora izejā tiek panākts 500 ps kāpuma strobimpulss. Tas tiek izmantots gan stroboskopiskā pārveidotāja strobēšanai, gan kā testa signāla palaišanas trigeris, jo šajās abās vietās ātras frontes ir vienlīdz svarīgas.



Zīm. 3.14. Strobimpulsu formētājs ar LUD diodi

Stroboskopiskajam pārveidotājam pienāk strobimpulss, parastā vai diferenciālā testa signāla ieejas līnija, Y novirzes vadības līdzspriegums, kas vadīts ar ārējo CAP. Tā izejā ir reģistrētā ieejas signāla transformētās analogsignālu vērtības, kas padotas uz ACP. Stroboskopiskais pārveidotājs ir bipolāri vadāms ar $\pm 5V$ spriegumu. Y novirzes maksimālais diapazons ir $\pm 4V$ ar nulles līmeni kā viduslīmeni. Tāds pats spriegumu diapazons ir arī izejas signālam. Lai sasaistītu stroboskopiskā pārveidotāja bloka signāla līmeņus ar mikrokontroliera līmeņiem un ar CAP līmeņiem, tika izveidoti līmeņu pārveidotāji no $\pm 4V$ ar nulles līmeni uz ACP diapazonu no 0 – 2.5 V un 1.25 V viduslīmeni, un Y novirzes analogs pārveidotājs no 0-5 V ar 2.5 V viduslīmeni diapazona uz $\pm 4V$.

Plates barošanas spriegums nodrošināts no NORDIC POWER 9932-L (800mA) 5V tīkla barošanas bloks. Bipolārais -5 V spriegums iegūts ar pozitīvā uz negatīvo sprieguma pārveidotāju - PTN04050AAD-6W. Mikrokontroliera barošanas spriegums 3.3 V pārveidots ar LT1587CT-3.3 stabilizatoru.

Turpinājumā veikšu nelielu ieskatu izstrādātajā mikrokontroliera programmā un tās funkcijās.

3.3.2.1. Mikrokontroliera programma

MSP430F1611 mikrokontrolieris programmējams C programmēšanas valodā. Tas ir tā saucamās pirmās *Texas Instruments* sērijas 16-bitu mikrokontrolieris. Ir pieejami arī jaudīgāki mikrokontrolieri, taču tieši izvēlētajam ir zināmas priekšrocības. Izvēlējos tieši šo modeli tā 10 KB RAM atmiņas dēļ. Citiem līdzīgiem modeļiem, arī otrās sērijas mikrokontrolieriem, kuri ir ātrdarbīgāki, nav tik lielas atmiņas.

Mikrokontroliera programma veic datu apmaiņu ar datoru, izmantojot UART datu pārraidi, kā arī ir savienota ar dažādām perifērijām, kas kontrolē stroboskopisko pārveidotāju. Tiek izmantots ADC12 bloks datu ciparošanai, DAC12 bloks ciparu vadāmu anologo signālu izvadei, USART/SPI bloks ārēja CAP vadīšanai,

USART/UART datu pārraides bloks, DMA funkcija tiešai datu pārsūtīšanai no viena atmiņas apgabala uz citu bez procesora izmantošanas.

DMA izmantošana ļauj efektīvāk veidot datu pārsūtīšanu mikrokontrolerī, ja nepieciešama bieža un sistemātiska datu transportēšana. Darbā pielietoju šo mikrokontroliera funkciju, lai sistemātiski pārsūtītu „lēnā” zāģveida signāla ģenerēšanai nepieciešamās vērtības uz DAC12 (CAP) izeju, pēc tam secīgi pārsūtu iegūtās ciparu nolases no ADC12 (ACP) bloka uz atmiņu, un tad visas iegūtās nolases uz UART TX reģistru. Viena baita vai „vārda” (16-bitu vērtības) pārsūtīšana izmantojot DMA aizņem tikai 4 MCLK (*Master clock*) taktis, turpretim pārtraukuma izsaukšana aizņem 6 taktis, neskaitot datu pārsūtīšanas operācijas un atgriešanos no pārtraukuma (*interrupt*) atpakaļ programmā.

Programma veidota Code Composers Essentials v4 vidē. Tā sastāv no diviem failiem – definīciju faila un programmas faila. Mainīgos un funkcijas definīciju definīciju (*header*) failā, bet programmu un datu apstrādes funkcijas veicu programmas failā. Skatīt programmas komentārus, lai labāk izprastu notiekošo.

Programmas failā tiek izsauktas un izpildītas funkcijas. Sākumā tiek veikta inicializācija, kurā tiek pieslēgts ārējais takts ģenerators un nodefinētas kontroliera ieejas un izejas, izvēlētas speciālās funkcijas. Tiek konfigurēti datu pārraides interfeisi SPI un UART.

Programma cikliski pārbauda, kāds stāvoklis ir uzstādīts (vai pacelts karodziņš) un attiecīgi izpilda prasītos uzdevumus. Stāvokļi ir definēti kā mainīgie, kuri var ieņemt vērtību „1” vai „0”. Tie ir *simple_ADC_KAROGS*, *triple_ADC_KAROGS* un *continious_ADC_KAROGS*. Šajā programmā tiek izsaukta attiecīgā funkcija, kas definēta definīciju failā.

Nākamais solis ir pārbaudīt, vai uzspiesta kāda poga. Ja tā ir uzspiesta, jāveic papildus pārbaude un neliela aizture, lai novērstu drebēšanu. Tam izveidota funkcija *poga_1()* un *poga2()*. Stāvokļu un pogu pārbaude cikliski atkārtojas.

Programmas otrā daļa ir pārtraukuma vektoru apstrāde. Šie vektori tiek izsaukti, kad tiek „pacelts” kāds vektora karodziņš – noticis jauns notikums. Svarīgākais pārtraukuma vektors ir UART0 RX. Šis pārtraukums rodas, kad tiek saņemti jauni dati UART ieejā (komandas no datora). Komandas identificēšanai tiek pārbaudīti saņemtie dati RXBUF0 reģistrā. Tie tiek interpretēti kā ASCII burti.

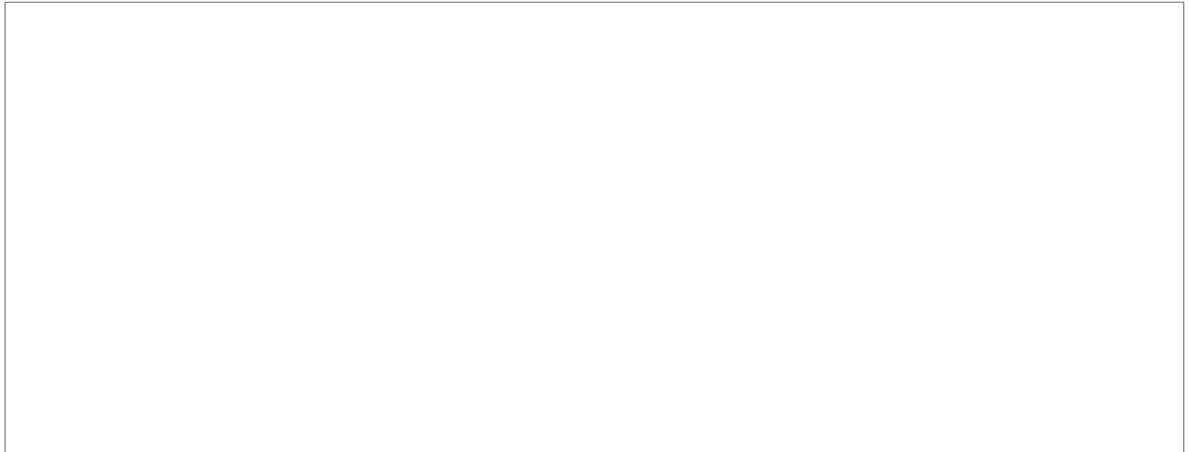
Iespējama sekojošu simbolu saņemšana:

- mērījumu tips:
- „s” – tiek izsaukta „Viena mērījuma funkcija”. Šī funkcija
- „t” – tiek izsaukta „Trīskārtīgā mērījuma funkcija”. Šī funkcija veic tās pašas darbības, ko „Viena mērījuma funkcija”. Atšķirība ir tāda, ka ieejas signāla ciparošana notiek 3 reizes pēc kārtas, atstājot to pašu „ātrā zāģa” sliksni. Tādā veidā iespējams vidējot trokšņu līmeni.
- „c” – tiek izsaukta „Atkārtotā mērījuma funkcija”. Šī funkcija nodrošina vairākkārtīgu viena mērījuma veikšanu un periodisku datu nosūtīšanu uz datoru, lai attēls osciloskopa ekrānā nepārtraukti atjaunotos. Tādā veidā var gūt aptuvenu priekšstatu par signālu. Konkrētiem mērījumiem jālieto kāda no iepriekšējām funkcijām.

- CAP vērtības uzstādīšana:
- „A”, „B”, „C” vai „D” – izsauc attiecīgi funkciju, kas uzstāda 1., 2., 3. vai 4. ārējā CAP ciparu vērtību (izejas vērtību) 12 bitu formātā no 0-4094.
- Tiek saņemti trīs datu baiti – pirmais - „A”, „B”, „C” vai „D” – norāda izvēlēto CAP, otrais un trešais – CAP vērtība, adrese un papildus parametri.

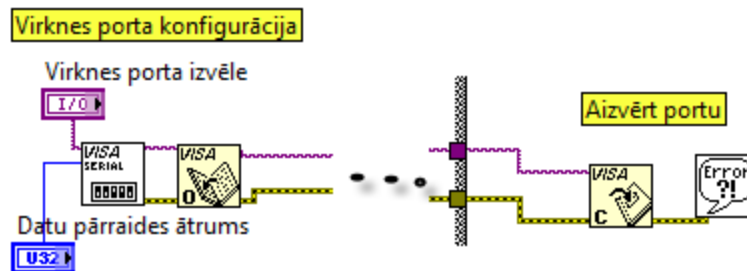
3.3.2.2. Grafiskais lietotāja interfeiss

Virtuālā instrumenta vadības grafiskais interfeiss (Zīm. 3.15.) izstrādāts LabView vidē. Priekšējā panelī ir tikai lietotājam nepieciešamā virtuālā instrumenta vadības elementi un signāla attēlojuma bloks. Vadības funkcionālo bloku un datu apstrāde grafiskās programmēšanas valodā nodrošināta bloku diagrammu panelī.



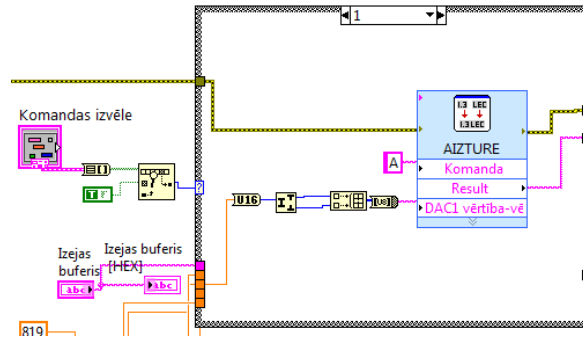
Zīm. 3.15. LabView grafiskais lietotāja interfeiss

Ar pogu „Sākt darbu” tiek ieslēgts datorvadības bloks. Sākot darbu, tiek izveidots datu pārraides kanāls ar mikrokontrolieri. Šajā brīdī tiek atvērts izvēlētais virknes ports, tiek pieteikts izvēlētais datu pārraides ātrums un datu pakas uzstādījumi (Zīm. 3.16.). Izvēlētais COM ports tiek aizvērts tikai darba sesijas beigās.



Zīm. 3.16. VI darbības ar virknes portu

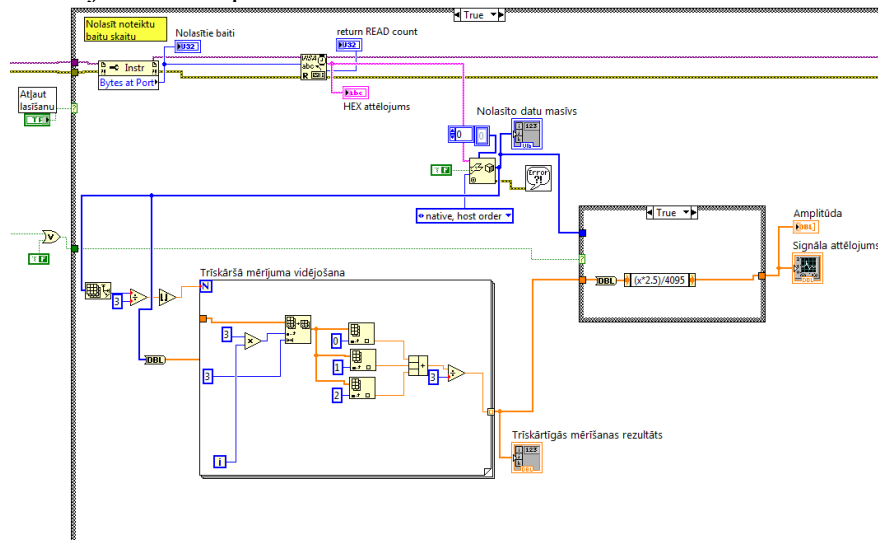
Komandas izvēles bloks (Zīm. 3.17.) nodrošina 8 dažādu komandu un to parametru nosūtāmo datu paku formēšanu. Nosūtāmā informācija tiek formēta ar „Build text” rīka palīdzību. Papildus elementi veic datu tipu pārveidošanu. Rezultātā, izvēloties komandu, aktivizējas viens no 8 komandu variantiem un tiek nosūtīti atbilstošie dati.



Zīm. 3.17. VI komandu izvēle un uzstādījumi

Lietotājam jāuzstāda vēlamie parametri un jāizvēlas komanda. CAP attēlojamo vērtību un nosūtāmo vērtību saskaņošanai izmantots reizināšanas bloks. Komandas jālieto atsevišķi viena no otras. Visas komandas tiks izpildītas tikai vienu reizi - tās izsaucot, izņemot nepārtraukto mērījumu režīmā. Tā nokonfigurētas pogas. Nepārtraukto jeb atkārtoto mērījumu režīmā vairākkārtīga datu nolasīšana notiek automātiski.

Datu sūtīšanas operāciju veic bloks „Write”. Datu nosūtīšana un nolasīšana notiek automātiski un nav jāuztraucas par „draiveriem”. Datu komunikāciju interfeisus nodrošina LabView sastāvdaļa VISA. Datu saņemšana notiek ar „Read” bloka palīdzību. Gan rakstīšanas, gan nolasīšanas blokam pieejami papildus parametri – nosūtīto datu apjoms, kļūdu paziņojumi, utt. Šie paziņojumi nav redzami priekšējā panelī. Tie ir sekundāri un lietotājam nav nepieciešami.



Zīm. 3.18. VI saņemto datu apstrāde

Saņemto datu apstrāde notiek „Case structure” blokā pēc tam, kad pienākuši jauni dati (Zīm. 3.18.), ja atļauta datu lasīšana. Saņemtie dati ir baidu masīvs, kura informācija var tikt interpretēta kā ASCII kods (teksts), gan kā heksadecimālu skaitļu formāts. Ja saņemts teksts, to var attēlot teksta logs, bet ja saņemti skaitliski dati, tie ir 12-bitu ACP pārveidotāja dati, tātad – nepilni 2 baidi. Saņemto datu virkni (*string*) jāpārveido datu masīvā ar „Unflatten from string” bloka palīdzību (Zīm. 3.18.) un jāsaskaņo datu

sūtīšanas kārtība – pirmie tiek nosūtīti vecākās kārtas dati (MSB) un otrajā baitā – jaunākās kārtas dati (LSB).

Signāla datu attēlojums redzams logā „Saņemto datu attēlojums”. Tas ir ieejas signāla attēlošanas logs jeb osciloskopa displejs. Šos datus iespējams saglabāt vēlākai apskatei vai papildus ciparu apstrādei.

Trīskāršajā mērījumā jāveic vidējošana no katrām trim nolasēm un dati jāsavienā jaunā masīvā. ACP datu pārveidošanai sprieguma vienībās atkarībā no uzstādītā režīma tiek veikta matemātiska konvertācija.

Lai beigtu darba sesiju, jānospiež poga „Beigt darbu”.

3.3.2.3. Pielietojums

Stroboskopiskos pārveidotājus pielieto tādu ierīču pētīšanai, kurās vērojami atkārtotoši signāli. Tiem nav obligāti jābūt periodiskiem. Stabīlāka un plašāka signāla parametru noteikšana iespējama, ja sinhronizācijas impulss tiek padots no osciloskopa ķēdes, nevis ģenerēts no ieejas signāla.

Ātri atkārtotošie platjoslas signāli novērojami pārraides līniju tiešo un atstaroto signālu izpētē (reflektometrijā), RADAR un LIDAR iekārtās, UWB iekārtu testēšanā. Šos pārveidotājus izmanto arī integrālo shēmu pārejas procesu pētīšanā, četrpolu iedarbes pētīšanā, kā arī ātru strobimpulsu ģenerēšanas metožu novērtēšanā. Kā jau iepriekš minēts, stroboskopiskā oscilografēšana un jauno tehnoloģiju (pikosekunžu impulsu ģeneratori, ātras datu apstrādes iekārtas, elektrisko shēmu integrācija) attīstība ir savstarpēji saistītas nozares, jo viena otru papildina.

Visizplatītākie stroboskopisko pārveidotāju pielietojumi ir zemvirsmas skanēšanas (GPR) ierīču signālu mērīšana un pārraides līniju bojājumu un impedanču veidu noteikšanai paredzētie mērījumi. Zemvirsmas skanēšana notiek ar raidošo antenu starojot zemē augstu frekvenču harmonikas saturošas monosvārstības, kuru atstarojumi no pēc dielektriskās caurlaidības atšķirīgiem slāņiem (vidēm) nes informāciju par zemvirsmas struktūru un formu.

3.3.3. Stroboskopiskā pārveidotāja optimizācija

Līdzīgi iepriekš raksturotajai sistēmai, paralēli izveidota kompaktāka atsevišķa sistēma stroboskopiskā pārveidotāja optimizācijas pētīšanai, izmantojot rekursīvu kompensācijas algoritmu un monovibratoru laika nobīžu un signāla nobīdes realizēšanai.

Lavīndiodei, lavīntranzistoram un lādiņuzkrājošajai diodei (SRD) impulsu atkārtotāns periods ir no dažiem desmitiem līdz dažiem simtiem kilohercu.

Lai informāciju par impulsu no stroboskopiskā pārveidotāja saņemtu pēc iespējas īsākā laikā, rodas nepieciešamība pēc atšķirīgas no klasiskās (ar integratoru izejā) kompensācijas shēmas un algoritma.

Vēls viens uzdevums ir minimizēt stroboskopiskā pārveidotāja izmērus un optimizēt tā parametrus, lai tas patērētu nelielu jaudu un varētu būt izmantojams mobilos apstākļos. Šo iemeslu pēc, tika izvēlēts MSP430F1611 mikrokontrolieris, kura integrētās perifērijas ierīces (funkcijas) bija pietiekamas vienkāršota stroboskopiskā pārveidotāja izveidei – ACP, CAP, analogais komparators, 16 MHz takts frekvence, I2C interfeiss.

Papildus tam tika pētīta un veidota stroboskopiskā pārveidotāja aiztures līnija, no kuras stabilitātes stipri atkarīga uztvertā signāla attēlošanas kvalitāte.

3.3.3.1.1. Stroboskopiskā pārveidotāja komparatora kompensācijas algoritmi

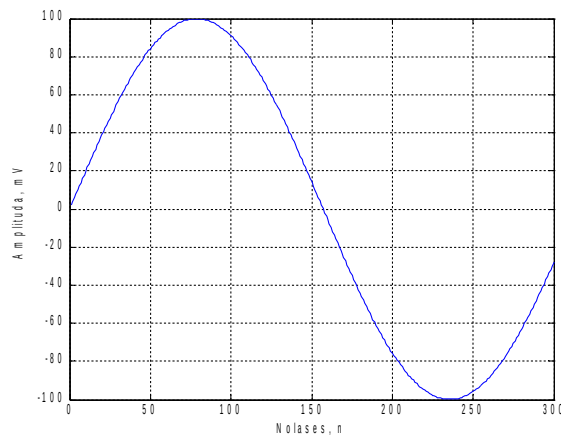
Stroboskopiskā pārveidotāja ātrdarbību lielākoties nosaka komparatora kompensācijas shēma un tās algoritms, kas pēc būtības ir FIR filtrs, un var tikt raksturota ar pārvades funkciju.

Stroboskopiskajā pārveidotājā ar diskrētiem elementiem ir pielietota lineārā kompensācija ar integratoru izejā. Šādā izpildījumā ieguvums ir tas, ka var iztikt bez

mikrokontroliera palīdzības, tomēr būtisks mīnuss - nepieciešamas liels nolašu skaits ātra signāla izsekošanai.

Ja veido stroboskopisko pārveidotāju ar mikrokontroliera palīdzību un CAP, var izveidot nelineāru signāla izsekošanu (kompensācijas algoritmu), kas izsekos stāvu ieejas signāla fronti 10..15 nolasēs.

Apskatīsim kompensācijas algoritmu efektivitāti periodiskam, sinusoidālam signāla piemēram. Uzskatāmībai, ņemsim 300 signāla vērtības un 100 mV amplitūdu, lai sīkumos redzētu izsekošanas algoritmu darbību.



Zīm. 3.19. Pētāmais sinusoidālais signāls

3.3.3.1.2. Lineārais izsekošanas algoritms

Šajā algoritmā kompensācijas ķēdes izejas signāla vērtība tiek palielināta vai samazināta par konstantu vērtību atkarībā no ieejas signāla vērtības. Maksimālais signāla stāvums, kuram šis algoritms ir spējīgs izsekot, raksturojams ar taisnes vienādojumu:

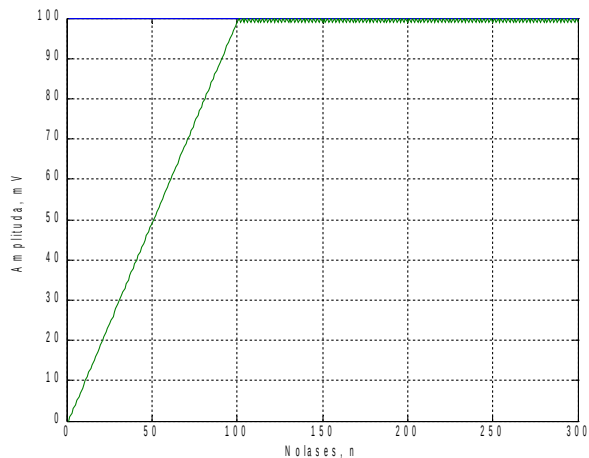
$$y = n \cdot a,$$

kur n – x ass mainīgais;

a – amplitūdas pieauguma konstante.

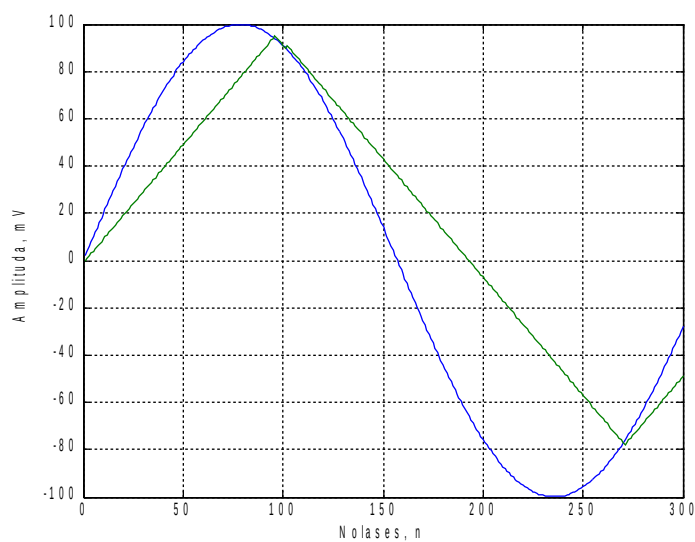
Šīs metodes galvenais trūkums ir tas, ka jāveic liels daudzums signāla nolašu, lai notiktu kvalitatīva signāla izsekošana. Tā, piemēram, ja kompensācijas pieauguma solis ir 1 mV, tad, lai izsekotu 400 mV signāla fronte, ir jāveic vismaz 400 nolasēs.

Var tikt pielietota viena punkta vairākkārtēja skanēšana, šajā gadījumā trokšņu līmenis samazinās, jo notiek ieejas signāla momentānās vērtības vidējošana pēc nolasēm, turklāt kompensācija var veiksmīgi izsekot signālam, taču paliek galvenais lineārās kompensācijas metodes trūkums – signāla ilga skanēšana.



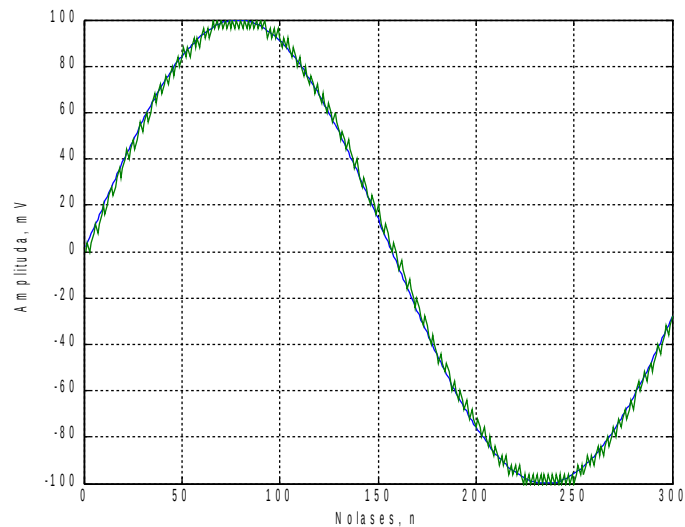
Zīm. 3.20. Lineārā algoritma vienības lēciena reakcija

Neizsekošana. Ja signālam ir apgabali, kuros tā fronte ir stāvāka par kompensācijas algoritma taisnes vienādojumu, tad kompensācijas momentānā vērtība tiecas uz signāla momentāno vērtību, bet nespēj to panākt. Līdz ar to, izejā var redzēt taisnes nogriežņus.



Zīm. 3.21. Lineāra kompensācija, kompensācijas solis 1 mV

Izsekošana. Vienīgā iespēja izsekot stāvākus signālus par kompensācijas taisni ir palielināt šīs taisnes koeficientu „a”. Tomēr, šajā gadījumā samazināsies kompensācijas jutība, sekojoši redzamais signāls būs robains, ņemot par maz nolases.

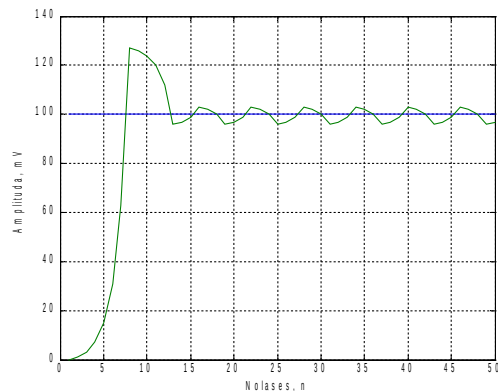


Zīm. 3.22. Lineāra kompensācija, kompensācijas solis 4 mV

3.3.3.1.3. Rekursīvais izsekošanas algoritms

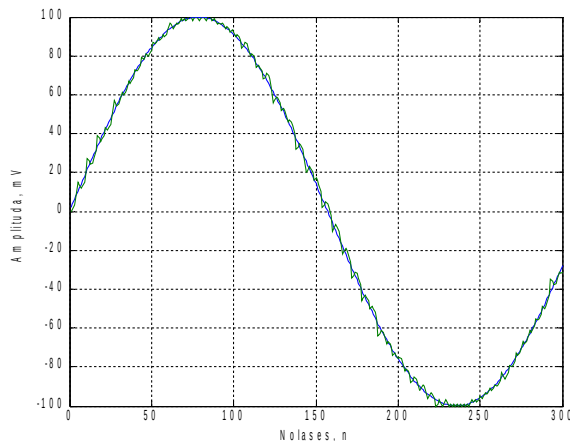
Izmantojot mikrokontrolieri un CAP ir iespējams realizēt dažādus kompensācijas algoritmus. Viens no ātrākajiem mikroprocesora implementācijai ir rekursīvais jeb $y=2^n$ algoritms, jo nākamo x vērtība ir bīdot reģistru par vienu bitu.

Šis ir rekursīvs filtrs, jo kompensācijas izejas vērtība ir atkarīga no iepriekšējās kompensatora izejas vērtības. Rezultātā, šim kompensācijas algoritmam ir daži mīnusi - pārejas procesi un svārstību ģenerēšana. Šīs filtra svārstības ir novērojamas, kad ieejas signāla apgabala stāvums tuvojas vai pārsniedz filtra impulsa reakcijas stāvumu.



Zīm. 3.23. Rekursīvā kompensācijas algoritma reakcija uz vienības lēciena funkciju

Izsekošana. Rekursīvais algoritms nav sliktāks par lineāro kompensācijas algoritmu, jo spēj kompensēt signāla lēcienus, gan tos, kuriem spēj izsekot lineārais algoritms, gan stāvākus.



Zīm. 3.24. Rekursīvā algoritma sekošana sinusoidālam signālam

Mikrokontrolerī iebūvēts 12 bitu CAP. Tas nozīmē, ka dinamiskais diapazons sastāv no 4096 soļiem. Pieņemsim, ka signāla frontes amplitūda aizņem visu diapazonu, t.i., sprieguma lēciena 4096 nolašu augstumā un pietiekoši stāvs, lai kompensācija nespētu šim signālam izsekot.

$$y = 2^n \quad \rightarrow \quad 4096 = 2^n \quad \rightarrow \quad n = \log_2 4096 = 12$$

Tātad, šis kompensācijas algoritms izsekos sprieguma lēciena amplitūdu pēc 12 signāla nolasēm.

Protams, novērojot tik stāvu signālu, varēs izdarīt secinājumus tikai par signāla amplitūdu un stāvumu, tomēr, signāls tiks veiksmīgi detektēts.

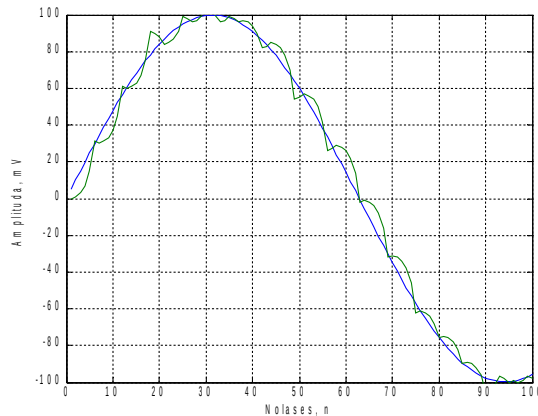
Piemērs:

Pieņemsim, ka stroboskopiskais pārveidotājs ar konstantu soli izdara 1000 nolases 10 ns diapazonā. Tad teorētiski, var novērot mazu signālu līdz frekvencei

$$f_{\max} = \frac{1000}{2} \cdot 100 \text{ MHz} = 500 \cdot 0.1 \text{ GHz} = 50 \text{ GHz}$$

Tomēr, ņemot vērā, ka stroboskopiskajam pārveidotājam ir noteikta jutība un trokšņi, var pieņemt, ka maksimālā reāli novērojamā frekvence ir 10 reizes zemāka un, korekti shēmtehniski izprojektējot sistēmu, sastāda 10 GHz.

Neizsekošana un kompensācijas pastrūkšņi. Nemainot ieejas signāla amplitūdu, bet palielinot tā frekvenci, palielinās tikai kompensācijas algoritma (pēc būtības - filtra) trokšņi. Tas izdevīgi atšķir to no lineārās kompensācijas, jo tiek saglabāta signāla amplitūda un stāvums.

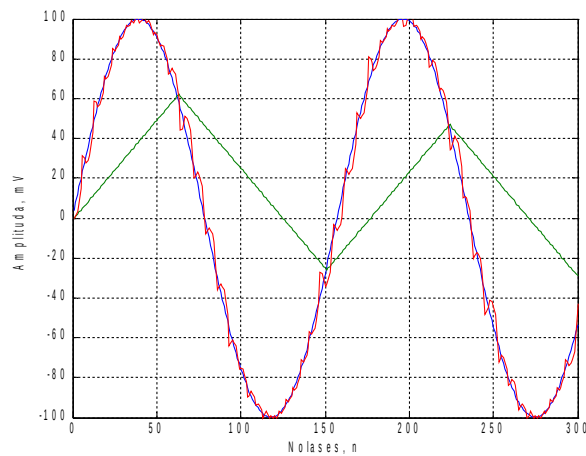


Zīm. 3.25. Rekursīvā kompensācija, palielinot ieejas signāla frekvenci

Pielietojot atbilstošus filtrus izejas signālam, šos kompensācijas darbības trokšņus ir iespējams veiksmīgi reducēt līdz pieņemamam lielumam.

3.3.3.1. Kompensācijas algoritmu salīdzinājums

Uzskatāmi var parādīt, ka rekursīvais ($y=2^n$) kompensācijas algoritms ir efektīvāks par lineāro algoritmu.



Zīm. 3.26. Lineārais algoritms nespēj panākt signālu, rekursīvais panāk.

3.3.3.2. Secinājumi

Pielietojot nelineāru algoritmu kompensācijas ķēdē, ir iespējams par vairākām kārtām samazināt nepieciešamo nolašu daudzumu.

Ja pieņem, ka dinamiskais diapazons sastāv no 4096 punktiem, tad:

6. Lineāram algoritmam būs nepieciešams 4096 nolases, lai izietu cauri visam diapazonam;
7. Secīgajam algoritmam būs nepieciešamas tikai 12 nolases, lai izietu cauri visam diapazonam.

Ieguvums ir apmēram 1000 reizes.

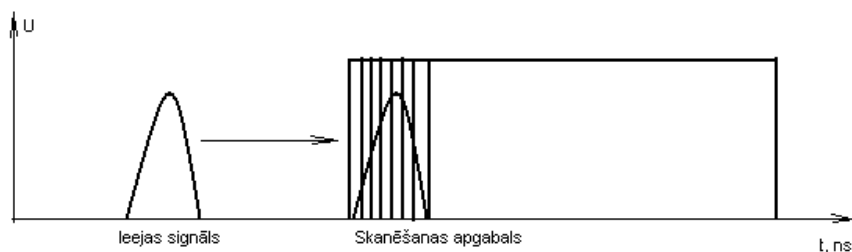
Kopumā, tas cels sistēmas efektivitāti un veikspēju. Ja stroboskopisko pārveidotāju pielietos zemes radiolokācijai, tad būs iespēja pārvietot ierīci un skanēt zemes apgabalus ar lielāku ātrumu.

3.3.3.3. Aiztures līnija – monovibrators

Signāla aiztures līnija ir nepieciešama, lai novērojamais signāls iekļautos stroboskopiskā pārveidotāja skanēšanas apgabalā.

Aizturi var realizēt vairākos veidos:

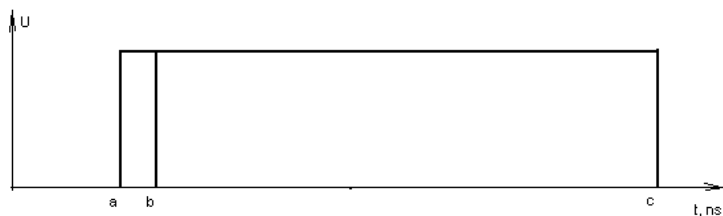
- Koaksiālā ieejas signāla aiztures līnija. Koaksiālās līnijas mīnuss ir tajā, ka tā veido konstantu aizturi. Lai mainītu aiztures laiku, nākas fiziski mainīt līnijas garumu.



Zīm. 3.27. Signāla aizture

- Strobēšanas impulsa konstanta nobīde nobīda visu skanēšanas apgabalu par noteiktu laika momentu. Ņemot vērā, ka skanēšanas apgabals tiek veidots ar zāģveida spriegumiem un komparatoru, tad aizture var tikt mainīta ātrā zāģa robežās (10-100 ns), turklāt, tikai uz priekšu no signāla.
- Signāla aizture ģenerācijas momentā. Šī metode, tāpat kā iepriekšējā, ietver sevī nobīdi zāģveida sprieguma frontes robežās.
- Monovibrators, kā aiztures līnija. Metode satur divus monovibratorus. Abi tiek palaisti no viena impulsa. Viens no tiem aiztur par konstantu laika sprīdi strobējošo impulsu, kurš tiek padots uz komparatoru, bet otrs ir ar mainīgu RC konstanti un palaiž ieejas signālu. Rezultātā tiek panākts, ka ieejas signālu ir iespēja nobīdīt attiecībā pret skanēšanas apgabalu. Vienīgais šīs metodes trūkums ir tas, ka ievērojami palielinot abu signālu aiztures laiku (1-100 ms), ir novērojama būtiska aiztures nestabilitāte. To labo ieviešot strāvas avotu RC ķēdes uzlādei, faktiski izveidojot ideālu integratoru.

Monovibrators ir digitāla elektriskā shēma, kuras izejas impulsa garums nav atkarīgs no ieejas signāla garuma, bet gan no RC ķēdes laika konstantes.



Zīm. 3.28. Monovibratora laika raksturlīknes

Zīm. 3.28. parādīta monovibratora darbība, kur a – ieejas (palaišanas) impulsa sākums un vienlaicīgi arī izejas impulsa sākums; b – palaišanas impulsa beigas; c – izejas impulsa beigas.

Mainot R vai C vērtības ir iespējams mainīt impulsa garumu. Izmantojot digitālo potenciometru, katrs nākamais impulss var būt ar atšķirīgu ilgumu – tā krītošā fronte mainīs savu pozīciju. Šo īpašību var veiksmīgi pielietot stroboskopiskā pārveidotāja signālu aizturei. Specializētās monovibratora mikroshēmas satur neinvertēto un invertēto izeju, tāpēc ir diezgan vienkārši pārvērst krītošo fronti par augošu, lai izmantotu tranzistoru komparatora un/vai novērojamā signāla aizturei.

Par monovibratoru tika izvēlēta specializēta mikroshēma 74HC/HCT123. Tā satur divus monovibrаторus, kuriem nepieciešams pieslēgt tikai ārējus R un C elementus.

R_x vietā tika pieslēgts X9119 digitālais potenciometrs ar maksimālo pretestības vērtību 100 kOmi, kura pretestības vērtība tika mainīta un izvēlēta, lai monovibratora izejas signāla augošā fronte (signāls, kuru vēlamies novērot) atrastos skanēšanas apgabalā. X9119 tiek vadīts ar I2C interfeisu.

Šādas sistēmas trūkums salīdzinot ar zāģveida signālu veidotu aiztures shēmu ir tā nelinearitāte. Lai laika nobīdes būtu lineāras, jāizmanto ideāli strāvas avoti, kas arī ienes kļūdas. Tika secināts, ka monovibrators ir derīgs rupjai pieskaņošanai, bet nav derīgs precīzu digitāli maināmu laika aizturu veidošanai.

4. Biometriskās attēlveidošanas (imaging) paņēmieni attīstība.

Šī etapa ietvaros tika attīstīti plaukstu attēlu iegūšanas paņēmieni – ne tikai plaukstu asinsvadu, bet arī plaukstu rievu struktūras attēlu iegūve izmantojot vienu kameru. Tika attīstīti arī attēlu apstrādes paņēmieni, kas saistīti ar plaukstu asinsvadu un rievju struktūras izdalīšanu no iegūtajiem attēliem.

Darbs galvenokārt veikts sekojošos virzienos:

- Plaukstu biometrija
 - Plaukstu attēlu iegūšana
 - Attīstīta plaukstu asinsvadu un rievju struktūras eksperimentālā attēlu iegūšanas sistēma;
 - Izveidota datubāze ar 50 personu plaukstu asinsvadu un rievju struktūras attēliem;
 - Izveidots kameras modulis savienošanai ar paralēlo programmējamo loģikas (FPGA) izstrādes rīku.
 - Plaukstu attēlu apstrāde
 - Attīstīta 2D kompleksā salāgotā filtra teorētiskā bāze, izveidojot bez-halo filtru;
 - Vispārināta 2D kompleksā salāgotā filtra pieeja, izveidojot vispārināto 2D salāgoto filtru dažādu līnijveida objektu izdalīšanai;
 - Izveidota metode plaukstu asinsvadu attēlu apstrādei un salīdzināšanai, balstoties uz vektoru kopu sastādīšanu un salīdzināšanu. Rezultāti publicēti*.
- Pētījuma rezultāti par plaukstu asinsvadu attēlu iegūšanu, izmantojot dažāda infrasarkanā diapazona viļņu garuma apgaismojumu, publicēti:

R.Fuksis, M.Greitans, O.Nikisins, M.Pudzs. „*Infrared Imaging System for Analysis of Blood Vessel Structure*” „*Electronics and Electrical Engineering*” - Kaunas: Technologija, 2010, No.1(97), 45-48.

- Pētījumu rezultāti par plaukstu asinsvadu attēlu izmantošanu multimodālā biometrijas sistēmā, lai paaugstinātu sistēmas kopējo precizitāti, publicēti:

O. Nikisins, M. Greitans, R. Fuksis, M. Pudzs, Z. Serzane. “*Increasing the Reliability of Biometric Verification by using 3D Face Information and Palm Vein Patterns*”, BIOSIG2010, Darmstadt, Germany, 09.-10. September. 2010.g.133-138.

- Pētījumu rezultāti par plaukstas asinsvadu attēlu izmantošanu biometrijas sistēmā, publicēti:

M. Greitans, M. Pudzs, R. Fuksis. *"Palm Vein Biometrics Based on Infrared Imaging and Complex Matched Filtering"*, The 12th ACM Multimedia and Security Workshop MM&Sec, Rome, Italy, 9-10, September 2010.g. pp. 101-106.

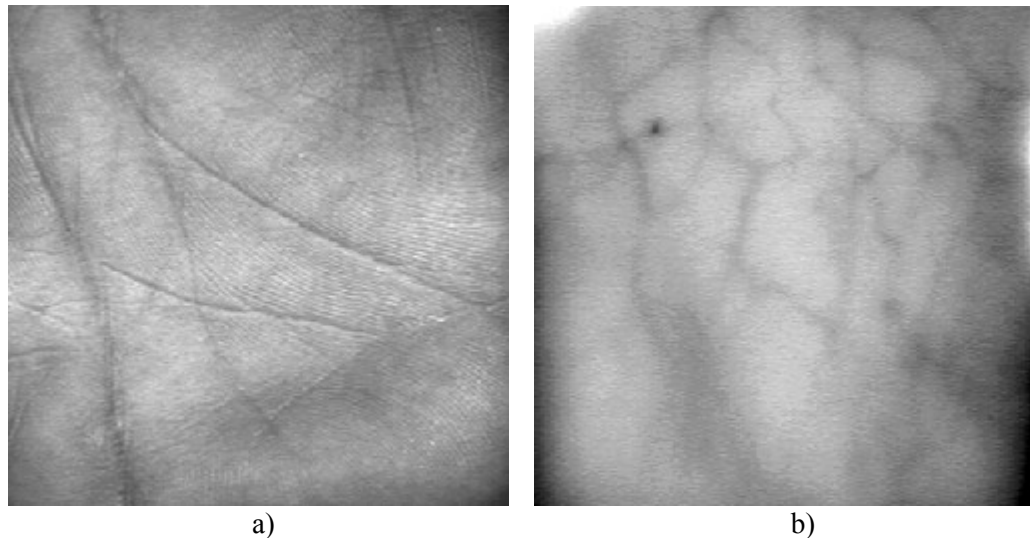
levads biometrijā

Biometrija ir zinātne par personu identitātes atpazīšanu pēc to fizioloģiskajām vai uzvedības īpašībām. Pie fizioloģiskajām īpašībām var pieskaitīt seju, pirkstu nospiedumus, rokas un plaukstas ģeometriju, kā arī acs tīkleni. Taču pie uzvedības īpašībām parasti pieskaita balss intonāciju, gaitu, rakstīšanas ritmu u.c. Pieaugošās krāpniecības, identitātes zādzības un viltošanas rezultātā rodas nepieciešamība veidot pēc iespējas drošākas personu atpazīšanas ierīces, lai novērstu šādas ļaunprātīgas darbības. Biometrija ir piemērota tehnoloģija augstāka drošības līmeņa nodrošināšanai, kas var tikt integrēta liela mēroga personu atpazīšanas sistēmās. Biometrijas sistēmas darbojas balsoties uz to, ka katras personas fizioloģiskie un īpašību parametri ir unikāli un tie var tikt iegūti, izmantojot piemērotus sensorus. Sensoru sniegtā informācija var būt gan vienas dimensijas signāls, piemēram, balss ieraksts, gan divu dimensiju signāls, kā, piemēram, sejas attēls.

Pirkstu nospiedumi jau sen tiek lietoti kriminālistikā, taču to izmantošana automatizētās biometriskās sistēmās nav sasniegusi pietiekami lielus panākumus sakarā ar to vienkāršo iegūšanu un viltošanu. Lai gan biometrijas sistēmas mūsdienās tiek ieviestas, sākot no portatīvā datora, kur ar pirkstu nospieduma palīdzību var aizstāt tradicionālo paroles ievadīšanu, līdz ar acs tīklenes atpazīšanu, šķērsojot robežu, vēl arvien pastāv nepieciešamība veidot drošākas un ērtākas sistēmas. Tieši tādēļ pēdējā dekādē pētniecība šajā virzienā ir augusi gandrīz eksponenciāli, kā rezultātā ir izstrādāti jauni biometrisko parametru reģistrēšanas sensori, attēlu apstrādes algoritmi, iegultu sistēmu risinājumi utt. Šī pētnieciskā darba mērķis ir veidot biometrijas sistēmu, izmantojot tieši plaukstas biometriskos parametrus: plaukstas nospieduma struktūru un asinsvadu izvietojumu.

Plaukstas biometrisko parametru attēlveidošana

Visbiežāk biimetriskie parametri tiek iegūti ar attēlu sensora palīdzību vai vienkārši kameru. Šajā projekta izpildes kārtā tika pilnveidota jau izveidotā plaukstas asinsvadu reģistrēšanas sistēma un pārveidota tā, lai būtu iespējams reģistrēt gan plaukstas asinsvadus, gan plaukstas rievojuma struktūru. Metode balstās uz divu gaismas spektrālo diapazonu izmantošanu. Lai iegūtu plaukstas asinsvadu attēlu tiek izmantotas infrasarkanās gaismas diodes, taču lai iegūtu plaukstas rievojuma struktūras attēlus tiek izmantotas baltās gaismas diodes. Iegūtie attēli redzami 4.1. zīmējumā.



4.1.zīm. Plaukstas rievojuma un plaukstas asinsvadu attēli.

Izmantojot uzlaboto attēlu iegūšanas sistēmu, tika veikti eksperimenti un izveidota 50 personu datubāze ar plaukstas asinsvadu un rievojuma attēliem. Katrai personai tika iegūti vairāki plaukstas asinsvadu un rievojuma struktūras attēli. Izveidotās datubāzes tika izmantotas lai novērtētu izstrādātos biometrijas sistēmas algoritmus.

Projekta ietvaros tika izveidots kameras modulis, kas spēj fiksēt gan plaukstas asinsvadus, gan plaukstas rievojuma attēlus. Modulis ir paredzēts pieslēgšanai pie FPGA maketa lai testētu algoritmu pielietojamību iegultās sistēmās un izveidotu multimodālas biometrijas sistēmas, kas balstīta uz plaukstas parametru reģistrēšanu, demonstrātoru. Kameras modulis redzams 4.2. zīm.

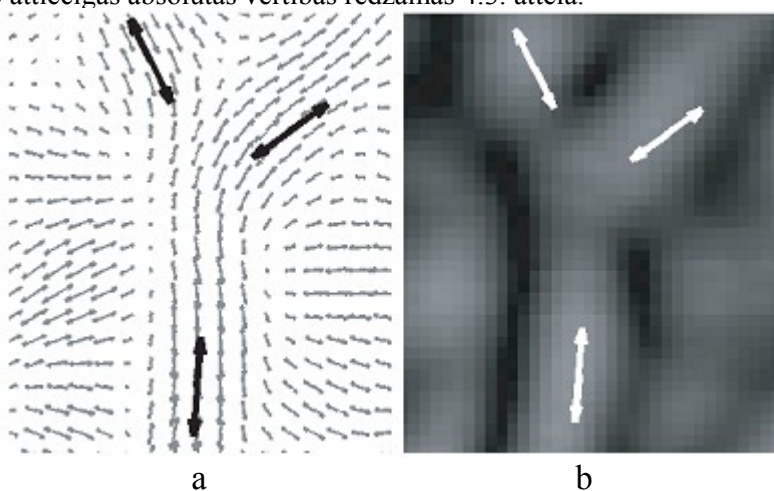


4.2. zīm. Izveidotais kameras modulis

Attēlu apstrādes paņēmienienu attīstība

Plaukstas asinsvadu attēlu apstrāde pēc CMF

Svarīga biometrijas sistēmas sastāvdaļa ir programmnodrošinājums, kas iegūtos attēlus un izdalītos parametrus pēc filtrācijas sadala segmentos. Segmentācija nepieciešama, lai veiktu salīdzināšanu. Pirms segmentēšanas tiek veikta kompleksā salāgotā filtrācija, kā rezultātā tiek iegūta matrica ar reakcijas vektoriem $\vec{V}(x, y)$, kas ir tik pat liela kā ieejas attēls. Vektoru fragments un to attiecīgās absolūtās vērtības redzamas 4.3. attēlā.



4.3. zīm. Kompleksā salāgotā filtra reakcijas vektoru fragments (a) un to absolūtās vērtības (b)

Segmentēšanas mērķis ir atrast N nozīmīgākos vektorus, kas apraksta plauksta asinsvadus, tādā veidā atvieglojot salīdzināšanas procedūru un samazinot informācijas daudzumu, kas jāglabā datubāzē.

Segmentēšanas algoritmu iespējams attēlot kā iteratīvu ciklu. Katrā iterācijā tiek izdalīts viens aprakstošais vektors $\vec{v}_n$ pie koordinātēm (x_n, y_n) un pievienots kopai. Aprakstošais vektors ir vektors ar maksimālo absolūto vērtību konkrētajā iterācijā. Pēc vektora atrašanas un pievienošanas kopai, vektors un tā apkārtnē tiek pielīdzināta nullei, lai izvairītos no vairāku blakus esošu vektoru izdalīšanas. Vektora apkārtnē, kas tiek pielīdzināta nullei var tikt izvēlēta gan kā taisnstūris, gan ovāls. Zīmējumā 4.3. redzami izdalītie aprakstošie vektori. Īsāk sakot, algoritms meklē pašu intensīvāko vektoru visā vektoru kopā, saglabā to un izdzēš segmentu ap to, meklē nākamo intensīvāko vektoru un atkal izdzēš segmentu ap to. Šādā veidā algoritms turpina meklēt vektorus līdz tiek sasniegts iepriekš definēts vektoru skaits. Eksperimentējot tika izvēlēts, ka vektoru kopā ietilpst tikai 64 intensīvākie vektori, kas apraksta asinsvadus. Tādā veidā nav nepieciešams glabāt visu attēlu, bet tikai 64 vektoru kopu.

Segmentēšanas mērķis ir atrast N nozīmīgākos vektorus, kas apraksta plauksta asinsvadus, tādā veidā atvieglojot salīdzināšanas procedūru un samazinot informācijas daudzumu, kas jāglabā datubāzē.

Segmentēšanas algoritmu iespējams attēlot kā iteratīvu ciklu. Katrā iterācijā tiek izdalīts viens aprakstošais vektors $\vec{v}_n$ pie koordinātēm (x_n, y_n) un pievienots kopai. Aprakstošais vektors ir vektors ar maksimālo absolūto vērtību konkrētajā iterācijā. Pēc vektora atrašanas un pievienošanas kopai, vektors un tā apkārtnē tiek pielīdzināta nullei, lai izvairītos no vairāku blakus esošu vektoru izdalīšanas. Vektora apkārtnē, kas tiek pielīdzināta nullei var tikt izvēlēta gan kā taisnstūris, gan ovāls. Attēlā 4.1. redzami izdalītie aprakstošie vektori. Īsāk sakot, algoritms meklē pašu intensīvāko vektoru visā vektoru kopā, saglabā to un izdzēš segmentu ap to, meklē nākamo intensīvāko vektoru un atkal izdzēš segmentu ap to. Šādā veidā algoritms turpina meklēt vektorus līdz tiek sasniegts iepriekš definēts vektoru skaits. Eksperimentējot tika izvēlēts, ka vektoru kopā ietilpst tikai 64 intensīvākie vektori, kas apraksta asinsvadus. Tādā veidā nav nepieciešams glabāt visu attēlu, bet tikai 64 vektoru kopu.

Atpazīšanas posmā ir nepieciešams atkārtoti salīdzināt divas vektoru kopas: tikko iegūto vektoru kopu B ar datubāzē esošo vektoru kopu C . Katra šī vektoru kopa sastāv no segmentācijas

procesā atrastajiem aprakstošajiem vektoriem. Vektoru kopa B satur N vektorus, taču vektoru kopa C satur K vektorus:

$$\begin{aligned} B &= \{\vec{v}_n; x_n; y_n: n=1, \dots, N\}, \\ C &= \{\vec{v}_k; x_k; y_k: k=1, \dots, K\}. \end{aligned} \quad (4.1)$$

Jāpiemin, ka N un K vērtības var atšķirties, jo datubāzē esošā vektoru kopa var saturēt vairāk vektoru nekā iegūtā kopa. Lai salīdzinātu abas vektoru kopas, katras kopas vektors tiek salīdzināts ar otras kopas vektoru, lai aprēķinātu sekojošu vērtību:

$$s_{nk} = |\vec{v}_n| \cdot |\vec{v}_k| \cdot \cos(\beta) \cdot e^{\left(\frac{-r_{n,k}^2}{\sigma^2}\right)}, \quad (4.2)$$

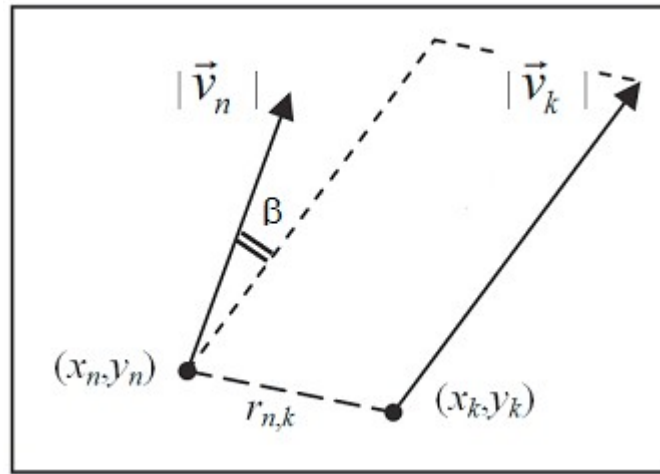
kur $r_{n,k}^2 = (x_n - x_k)^2 + (y_n - y_k)^2$ ir vektoru sākumpunktu attālums kvadrātā. Vektoru pāra salīdzināšana ir attēlota 4.2. att.

Izteiksme (4.2) sastāv no trijiem salīdzināšanas parametriem:

Garāko vektoru pāris vairāk ietekmē līdzību; par to atbild $|\vec{v}_n| \cdot |\vec{v}_k|$

1. Tuvāk esošiem vektoriem ir lielāka ietekme uz kopējo rezultātu; par to atbild savstarpējais leņķis $\cos(\beta)$
2. Jo tuvāk abi vektori atrodas, jo lielāka ir nozīme to salīdzināšanā; par to atbild

$$e^{\left(\frac{-r_{n,k}^2}{\sigma^2}\right)}.$$



4.2. att. Vektoru salīdzināšanas procedūra

Kā redzams, tad pirmā un otra parametra reizinājums nav nekas cits kā vektoru $\vec{v}_n$ un $\vec{v}_k$ skalārais reizinājums. Taču trešais parametrs tiek ieviests lai ierobežotu reģionu kādā tiek salīdzināti vektori. Ja vektori atrodas tālāk par $r > 3\sigma$, tad tie netiek salīdzināti. Vektoru līdzība,

vai sakritība tiek noteikta izmantojot līdzības vērtību $D(B,C)$, kas ir visu vektoru pāru ietekmju summa:

$$D(B, C) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K s_{nk} \quad (4.3)$$

Tāču vektoru sakritības vērtību var ietekmēt:

1. Nevienmērīgs attēla kontrasts. Vektoru kopa, kas iegūta no attēla ar augstāku kontrastu dod lielāku sakritības vērtību, nekā vektoru kopa kas iegūta no tāda paša attēla, bet ar zemāku kontrastu.
2. Blakus efekts. Kad vairāki blakus esoši vektori no vienas kopas tiek salīdzināti ar vienu un to pašu vektoru no otras kopas ($r \leq 3\sigma$ robežās).

Lai izvairītos no šādām ietekmēm, vektoru sakritības vērtība tiek normēta. Tiek ieviests termins “izvērstā norma”, kas ir kvadrātsakne no:

$$D(B, B) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N s_{nk} = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^N |\vec{v}_n| \cdot |\vec{v}_k| \cdot \cos(\beta) \cdot e^{\frac{-r_{nk}^2}{\sigma^2}} \quad (4.4)$$

Normalizētā vektoru sakritības vērtība $D_n(B,C)$, kas tiek izmantota plaukstu asinsvadu struktūras atpazīšanā, tiek definēta līdzīgi kā sakritības vērtība (4.3):

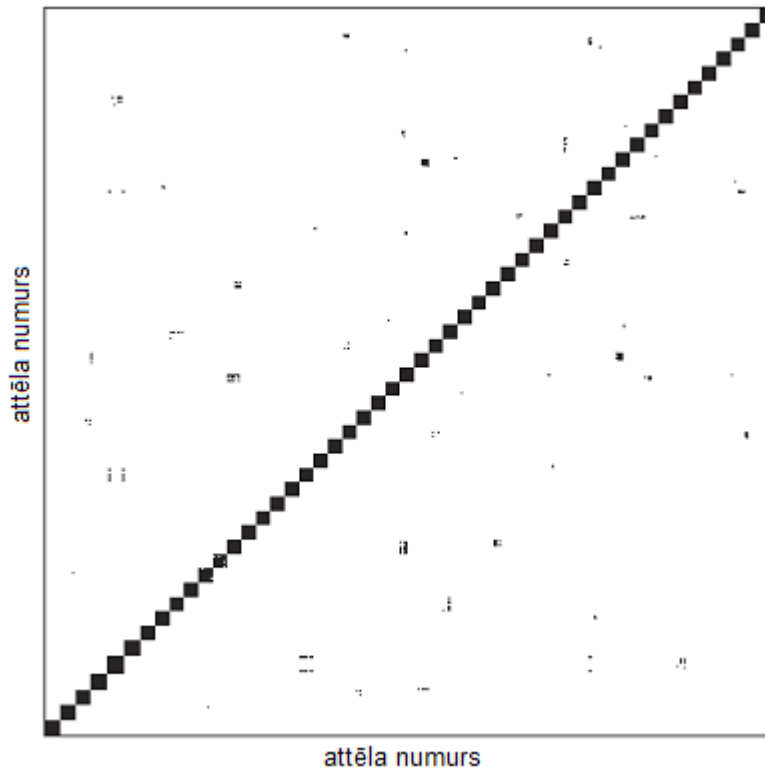
$$D_n(B, C) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \frac{|\vec{v}_n|}{\sqrt{D(B, B)}} \cdot \frac{|\vec{v}_k|}{\sqrt{D(C, C)}} \cdot \cos(\beta) \cdot e^{\frac{-r_{nk}^2}{\sigma^2}} = \frac{D(B, C)}{\sqrt{D(B, B) \cdot D(C, C)}} \quad (4.5)$$

Maksimālā normētā vektoru sakritības vērtība $D_n(B,C) = 1$ tiek sasniegta kad vektoru kopa tiek salīdzināta pati ar sevi ($B = C$). Ja atšķirīgas vektoru kopas tiek salīdzinātas, tad normētā vektoru sakritības vērtība ir robežās $[0;1)$.

Piedāvātais paņēmieni tika pārbaudīts izmantojot iepriekš izveidoto 50 personu plaukstu asinsvadu attēlu datubāzi.

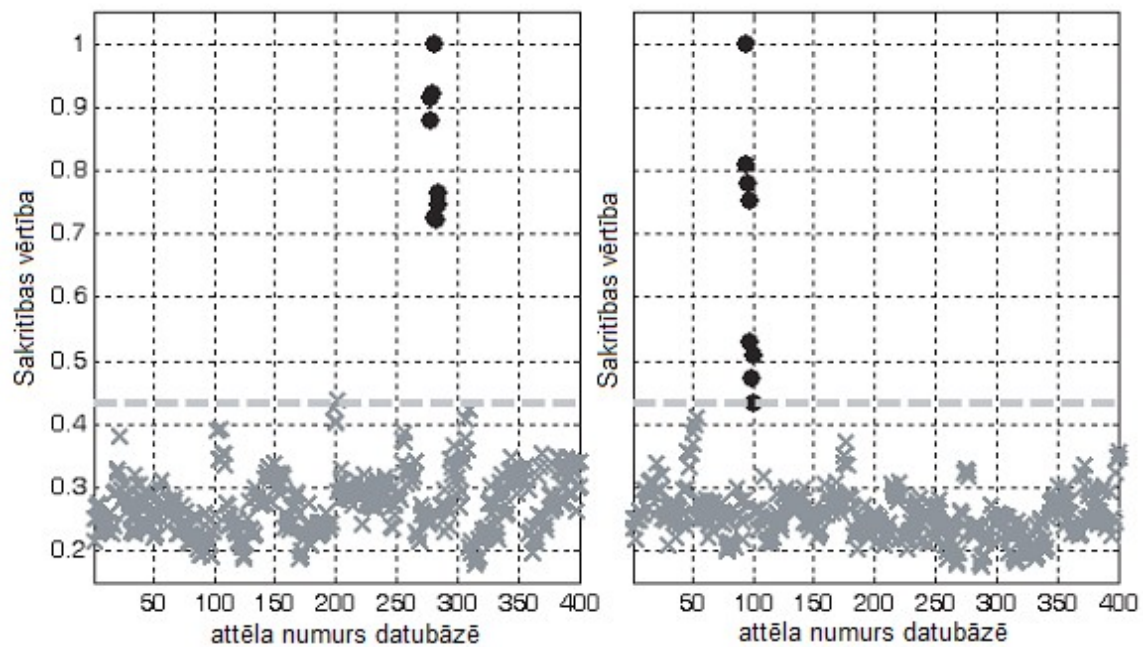
Kad notiek vektoru kopu salīdzināšana, tiek izmantoti 40, 80 vai 100% (26, 51 vai 64 vektori) no iegūtajiem vektoriem un pilna kopa ar datubāzē esošajiem vektoriem.

Zīmējumā 4.3 ir attēloti salīdzināšanas eksperimentālie rezultāti (normētā vektoru sakritības matrica pēc sliekšņa operācijas) izveidotajai datubāzei. Katrs diagonāli izvietotais kvadrāts atbilst katras personas plaukstu asinsvadu attēlu kopai, kas sastāv no 8 attēliem. Tādēļ katrs kvadrāts ir 8×8 pikseļi. Tas, ka kvadrāts ir iekrāsots, nozīmē, ka katrs grupas attēls sakrīt ar citu grupas attēlu, tātad persona tiek atpazīta. Melnie punkti ārpus diagonālo kvadrātu virknes attēlo nepareizi atpazītos attēlus.



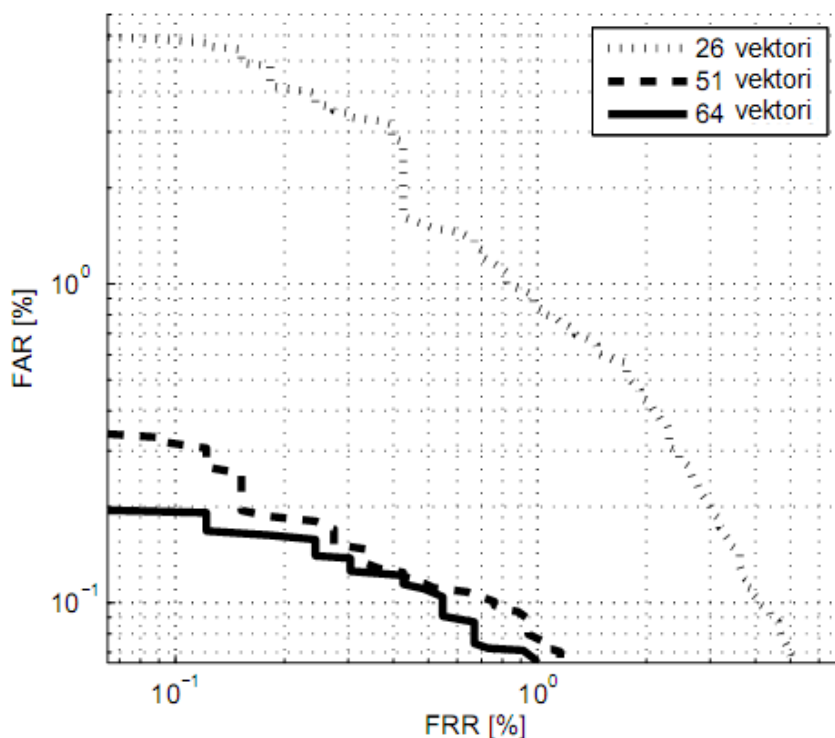
4.3. zīm. Līdzības matrica pēc sliekšņa operācijas

Svarīgi ir izvēlēties optimālu sliekšņa vērtību, lai katra cilvēka attēlu kopa būtu virs sliekšņa salīdzinot ar visu pārējo datubāzi. No zīmējuma 4.3. var redzēt, ka precīzu sliekšņa vērtību šajā gadījumā nav iespējams izvēlēties, taču var sasniegt pēc iespējas mazāko kļūdu. Zīmējumā 4.4. ir parādīti divi gadījumi, a) kad visa personas datu kopa ir virs sliekšņa vērtības, (stabils gadījums) taču kāds no datubāzes attēliem arī sasniedz sliekšni, līdz ar to tiek atpazīts nepareizi; b) viens attēls no personas datu kopas ir zem sliekšņa, taču pārējie datubāzes attēli ir zem sliekšņa. Jāpiemin, ka šāda sliekšņa vērtības izvēle konkrētai datubāzei sniedz vislabākos rezultātus un nodrošina nosacījumu kad FAR un FRR vērtības ir vienādas. Šajā gadījumā EER vērtība ir 0.17%.



4.4. zīm. Individuālas personas datu kopas salīdzinājums ar visu datubāzi:
stabils gadījums (kreisais attēls) un nestabils gadījums (labais attēls)

Attēlā 4.5. ir redzamas FAR un FRR izmaiņas pie mainīgas sliekšņa vērtības un dažāda izvēlēto vektoru skaita.



4.5. zīm. FAR – FRR izmaiņas pie mainīgas sliekšņa vērtības
un dažāda vektoru skaita

Veiktie eksperimenti ar 400 attēlu datubāzi izmantojot 50 personu plaukstas asinsvadu attēlus sniedz ļoti labus rezultātus, kur EER = 0.17 %. Salīdzinot ar pirmajā nodaļā, 1. tabulā sniegto informāciju, pētnieki izmantojot 500 personu plaukstas asinsvadu attēlus ir sasnieguši precizitāti EER = 0.557 %. Lai arī pētnieki izmanto desmit reizes lielāku datubāzi un rezultāti nav tieši salīdzināmi ar šajā darbā iegūtajiem, metodes kā tiek veikta salīdzināšana būtiski atšķiras. Izveidotā datubāze sastāv no vektoru kopām, tādēļ nav nepieciešams glabāt bināru attēlu, kas samazina gan glabājamo datu apjomu, gan salīdzināmo datu apjomu.

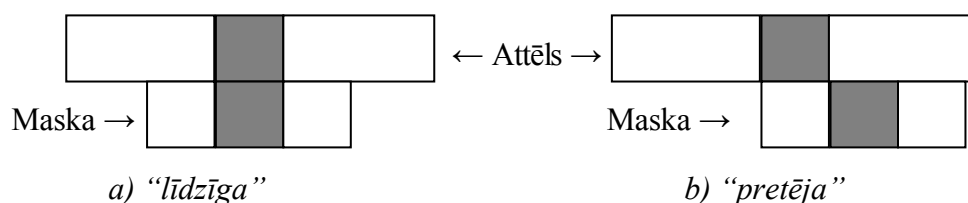
Kompleksās salāgotās filtrēšanas pieejas pilnveidošana

CMF pieeja tika pilnveidota sekojoši:

1. attīstīts esošais kompleksais filtrs (izveidots *NH-CMF, Non-Halo Complex Matched Filter*), un
2. radīti jaunie kompleksi filtri (*GCMF, Generalized Complex Matched Filters*).

NH-CMF

Halo-efekts veidojās apgabalos, kur salāgotā filtra maska ir pretēja attēla fragmentam, kur tā tiek uzklāta (4.6. zīm), un salāgotās filtrācijas rezultātā tiek iegūtas negatīvās filtra reakcijas.



4.6. zīm. Salāgotā filtra maskas līdzība ar izdalāmo līniju, šķērsgriezums (1D)

Efektīvs paņēmieni Halo efekta novēršanai ir *negatīvo salāgotā filtra reakciju iznīcināšana*. Šī operācija nav kaitīga filtrācijas rezultātam, jo atmetās vērtības nepieder pie interesējošās informācijas. Piemēram, ja tiek meklētas līnijas, kas ir gaišākas par fonu, tad salāgotā filtra reakcijas tumšo līniju vietās nav svarīgas. Reakciju iznīcināšanu var veikt ar sliekšņ-operāciju, ko definē kā:

$$\text{THR}[x] = \begin{cases} x & , x \geq 0 \\ 0 & , x < 0 \end{cases} \quad (4.6)$$

Modificēts, otrās kārtas bez-Halo korelācijas vektoru iegūšanas algoritms ir sekojošs:

- Iegūst salāgotā filtra reakcijas $s_n(x_0, y_0; \varphi_n) = \text{MF}(x_0, y_0; \varphi_n)$,
- Atmet negatīvas reakcijas $c_n(x_0, y_0; \varphi_n) = \text{THR}[s_n(x_0, y_0; \varphi_n)]$,
- Dubulto reakcijas leņķi $\vec{c}_n(x_0, y_0; \varphi_n) = c_n(x_0, y_0; \varphi_n) \angle 2\varphi_n$,

- Saskaita kompleksās reakcijas $\vec{c}(x_0, y_0) = \sum_{n=0}^{N-1} \vec{c}_n(x_0, y_0; \varphi_n),$ *Non-Halo CMF₂*
- Samazina dubultotu leņķi $\vec{v}(x_0, y_0) = c(x_0, y_0) \angle \frac{\varphi}{2}.$

Bez-Halo CMF (NH-CMF) ne tikai izdala interesējošas līnijas līdzīgi tradicionālai salāgotai filtrācijai (pēc kvalitātes), bet ar to iegūtie korelācijas vektori sniedz arī līniju virziena informāciju, svarīgu segmentācijas procedūrai.

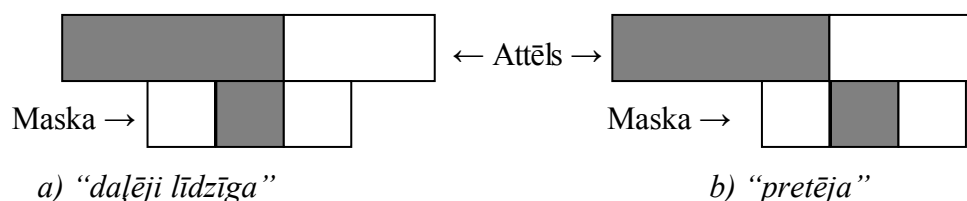
Šādu filtru ir iespējams efektīvi pielietot arī objektu malu (kontūru) izdalīšanai. Šo parādību ilustrē 4.7. zīm. – strauju gradientu gadījumā bez-Halo korelācijas vektori būs novēroti tajā gradienta pusē, kas pēc intensitātes ir līdzīga maskas izdalāmo līniju intensitātei (4.7. zīm.).



a) korelācijas vektori

b) segmentācijas procesā izdalītais kontūrs

4.7. zīm. NH-CMF₂ aproksimācijas darbības rezultāts (tika meklētas gaišās līnijas)

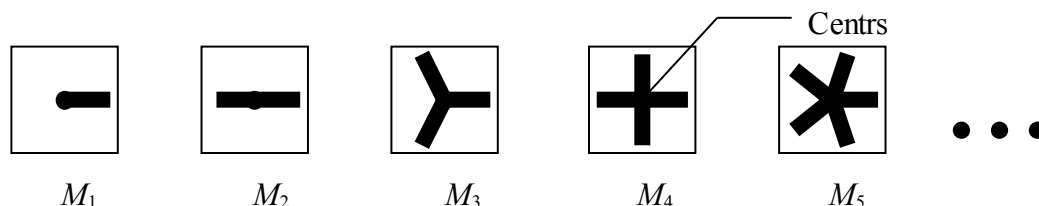


4.8. zīm. Salāgotā filtra maskas daļējā līdzība ar strauju gradientu, 1D

GCMF

CMF ir leņķa invariants filtrs, kas ir paredzēts līniju detektēšanai attēlā. Taču līnijas nav vienīgie attēlu objekti, kuriem piemīt leņķiskā orientācija, un kuru detektēšanai ar salāgotu filtru ir nepieciešams rotēt filtra masku. Jaunu kompleksu salāgotu filtru radīšanu stimulēja nepieciešamība detektēt līniju krustpunktus, kas pieder pie minēto objektu klases.

Vispārinot CMF, tika sastādītas salāgotā filtra maskas ar līdzīgu struktūru: visās maskās ir attēlotas regulāri izvietotas līnijas, kas saiet vienā punktā (maskas centrs), bet ar dažādu šo līniju skaitu (4.9. zīm.). Vienkāršības pēc maskas tika sanumurētas, atkārtībā no tajās esošu līniju skaita; šie numuri K apzīmē masku M_K vai $GCMF_K$ kārtas.



4.9. zīm. Pirmo piecu kārtu maskas kompleksai salāgotai filtrācijai

Lai neatkārtotu filtrāciju ar vienu un to pašu, katru masku rotē ap centrālo punktu

leņķu intervālā $\left[0; \frac{2\pi}{K}\right)$ un veic salāgoto filtrāciju.

$$\varphi_{K,n} = \frac{n}{N} \cdot \frac{2\pi}{K} \quad (4.7)$$

kur $n = 0 \dots (N-1)$,
 N – kopējais izmantotu maskas leņķu skaits,
 K – maskas M_K kārtas.

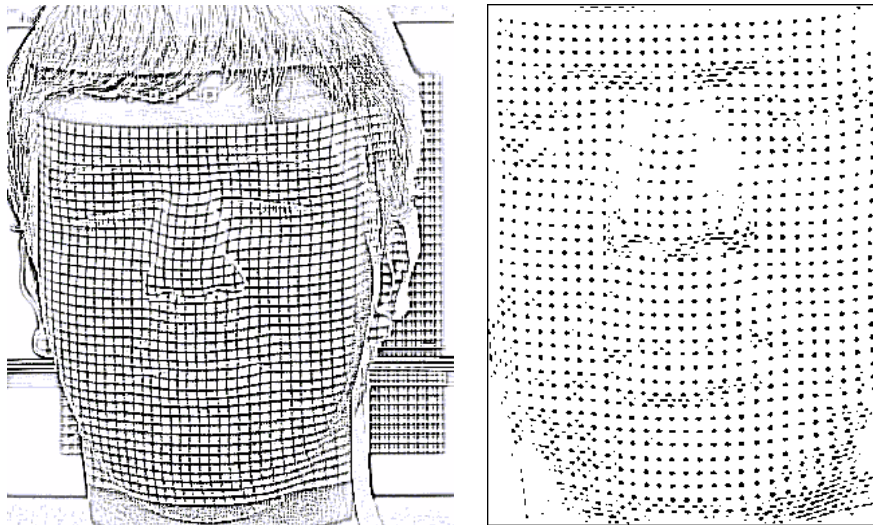
Salāgotā filtra reakcijām piešķir leņķi $K \cdot \varphi_{K,n}$, saskaita kopā, un pielieto konvolūcijas linearitātes īpašību. Rezultātā tiek iegūta ***K-tās kārtas kompleksā salāgotā filtra (CMF_K) maska***.

$$\underline{M}_K(x, y; x_0, y_0) = \sum_m \sum_{n=0}^{N-1} e^{jK \cdot \varphi_{K,n}} \cdot M_K(x, y; x_0, y_0; \varphi_{K,n}, m) \quad (4.8)$$

Līdzīgi kā iepriekš, korelācijas vektorus $\vec{v}_K(x_0, y_0)$ (*matching intensity vectors*) katrā gadījumā iegūst pēc sekojošā, optimizēta algoritma:

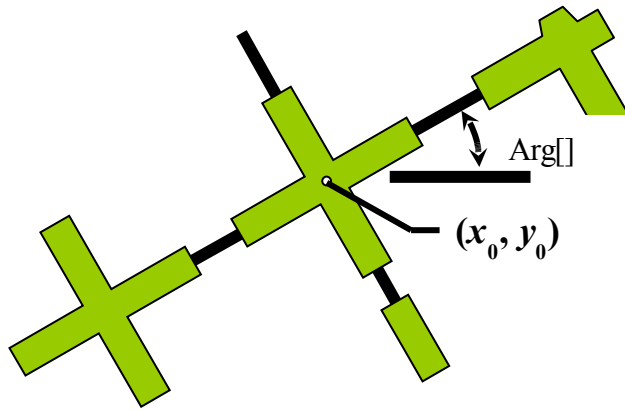
- Kompleksā salāgotā filtrācija, iegūst $\vec{c}_K(x_0, y_0) = \text{CMF}_K(x_0, y_0),$
- Leņķu samazināšana $\vec{v}_K(x_0, y_0) = \vec{c}_K(x_0, y_0) \angle \frac{\varphi}{K}.$

GCMF var pielietot līniju krustpunktu detektēšanai, piemēram, režģa meklēšanai:



4.10. zīm. CMF₄ pielietošana režģa meklēšanai

Korelācijas vektoru $\vec{v}_4(x_0, y_0)$ fāze norāda virzienu, kurā meklēt režģa kaimiņ-krustpunktus:



4.11. zīm. Ceturtās kārtas korelācijas vektoru fāzes izmantošana

Aprakstīto filtru darbība tika izpētīta polārajās koordinātēs (ρ, θ) ar centru punktā (x_0, y_0) . Analītiski tika iegūta K -tās kārtas kompleksā salāgotā filtra maskas vispārīgā izteiksme, kas sastāv no diviem reizinātājiem:

$$\underline{M}_K(\rho, \theta) = \underline{r}(\rho) \cdot \exp(jK \cdot \theta) \quad (4.9)$$

1. Radiālā komponente:

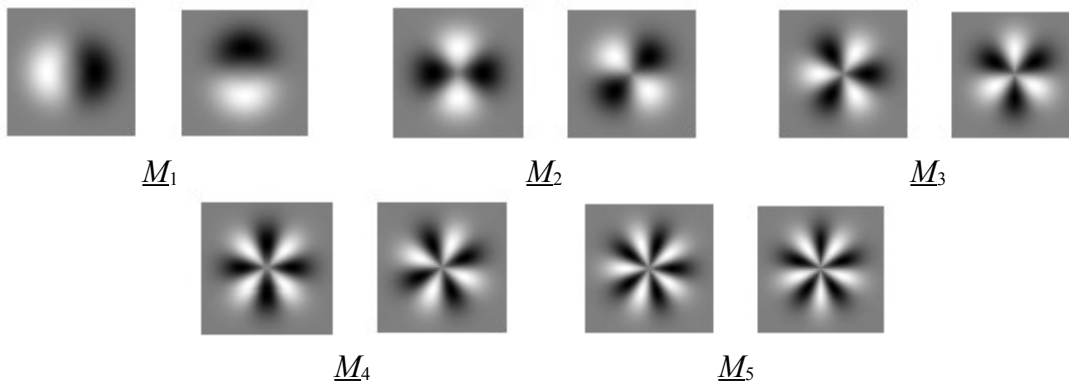
$$\underline{r}(\rho) = \int \exp(-jK \cdot \tau) \cdot M_K(\rho, \tau) \cdot d\tau \quad (4.10a)$$

Tā ir atkarīga no rotējošās maskas M_K un no attāluma ρ , un ir komplekss lielums.

2. Leņķiskā komponente:

$$\exp(jK \cdot \theta) \quad (4.10b)$$

Tā ir K -tās kārtas kompleksā eksponente, kas nav atkarīga no salāgotā filtra maskas formas. Mainot šīs komponentes mainās arī filtra īpašības. Izmantojot šīs izteiksmes izdevās iegūt nekropļotas normētās dažādu kārtu kompleksā salāgotā filtra maskas:



4.12. zīm. Dažādu kārtu kompleksā salāgotā filtra maskas

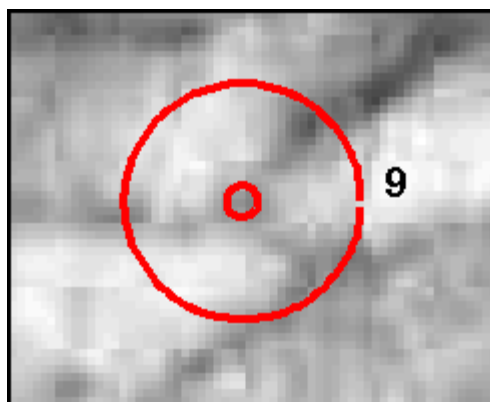
Iepriekš minētu kompleksu salāgotu filtrāciju $\text{CMF}_K(x_0, y_0)$ apraksta sekojoši:

$$\text{CMF}_K(x_0, y_0) = \int_{2\pi}^0 R(\theta) \cdot \exp(-jK \cdot \theta) \cdot d\theta \quad (4.11)$$

kur

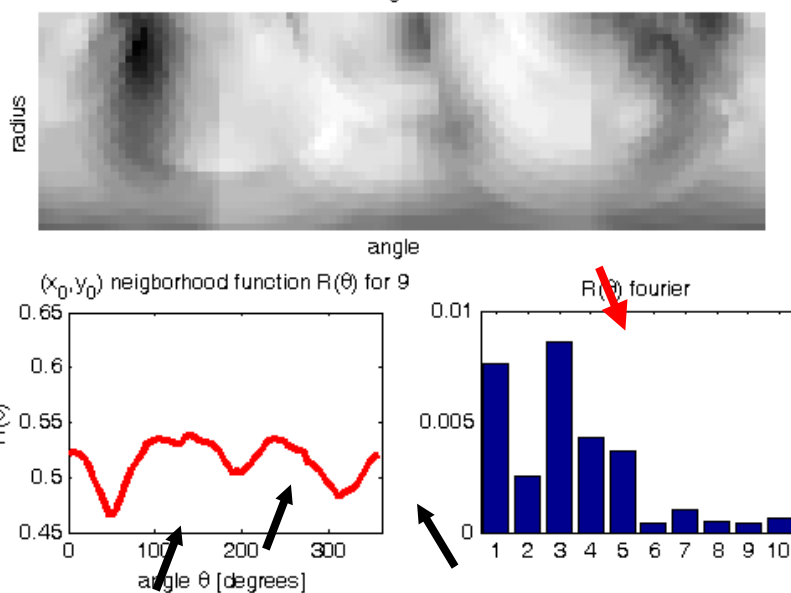
$$R(\theta) = \int_0^{\rho_{\max}} f(\rho, \theta) \cdot \underline{r}(\rho) \cdot \rho \cdot d\rho \quad (4.12)$$

$R(\theta)$ tiek saukta par **punkta apkārtnes funkciju (Neighborhood Function)**. Dažādi regulāri attēlu objekti parādās kā šīs funkcijas kompleksās rindas Furjē koeficienti, piemēram 3 līniju krustojuma vieta (4.13. zīm.).



a) attēla fragments

9



b) attēla fragments polārajās koordinātēs

4.13. zīm. Trešās kārtas detaļas apkārtnē Dekarta un polārajās koordinātēs

Ātrdarbīgu apstrādes algoritmu modelēšana

Ātrie aprēķinu algoritmi balstās uz kompozīcijas linearitātes īpašību. Ja kompleksā filtra masku aproksimē ar funkciju $G(x,y)$ summu, tad CMF rezultātu ir iespējams iegūt vienkāršāk, saskaitot tikai atsevišķus priekšapstrādāta attēla $g(x,y)$ punktus:

$$f(x,y) \otimes \underline{M}_K(x,y) = f(x,y) \otimes \sum_i k_i \cdot G(x + \Delta x_i, y + \Delta y_i) = \sum_i k_i \cdot g(x + \Delta x_i, y + \Delta y_i) \quad (4.13)$$

kur

$$g(x, y) = f(x, y) \otimes G(x, y) \quad (4.14)$$

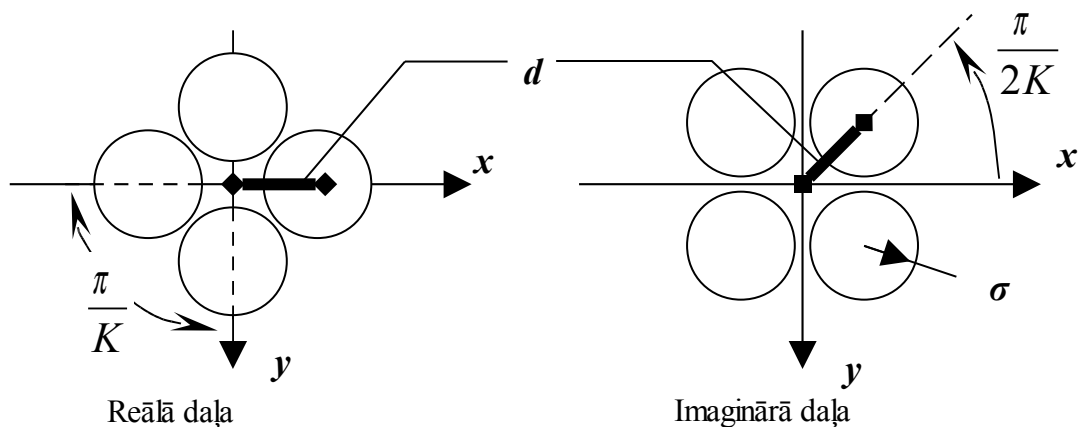
Par $G(x, y)$ tiek izvēlēta Gausa 2D funkcija, lai attēla priekšapstrāde (4.14) būtu viegli izpildamā ar rekursīviem filtriem.

Fast GCMF

GCMF filtra masku aproksimē sekojoši:

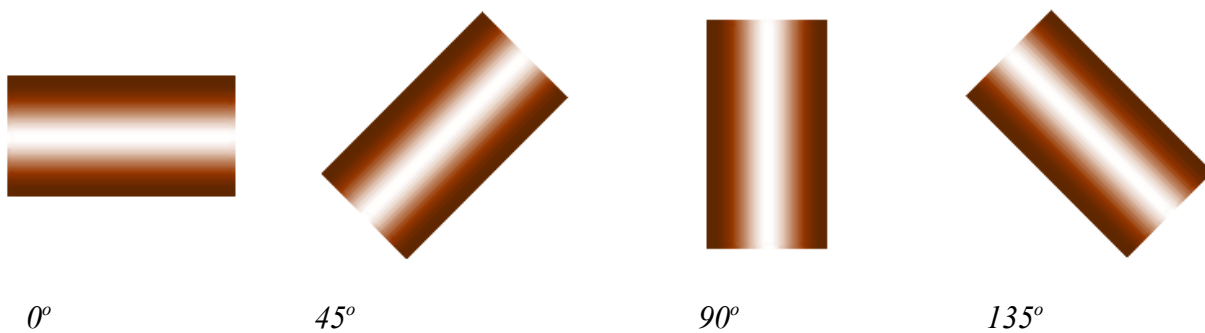
$$\begin{aligned} \underline{M}_K(x, y) = & Z \cdot \sum_{k=0}^{2K-1} (-1)^k \cdot G\left(x - d \cdot \cos \frac{k\pi}{K}, y + d \cdot \sin \frac{k\pi}{K}\right) + \\ & j \cdot Z \cdot \sum_{k=0}^{2K-1} (-1)^k \cdot G\left(x - d \cdot \cos\left(\frac{k\pi}{K} + \frac{\pi}{2K}\right), y + d \cdot \sin\left(\frac{k\pi}{K} + \frac{\pi}{2K}\right)\right) \end{aligned} \quad (4.15)$$

kur Z – izdalāmās detaļas intensitātes zīme: -1 tumšāka, $+1$ – gaišāka (par apkārtējo fonu).



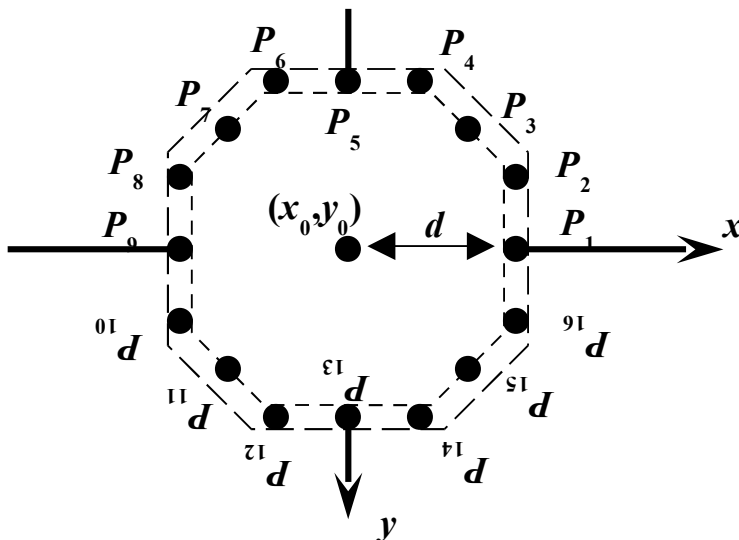
4.14. zīm. Kompleksās maskas aproksimācija, piemērs $K=2$

Fast NH-CMF



4.14. zīm. Rotējamā M_2 maska pie četriem leņķiem

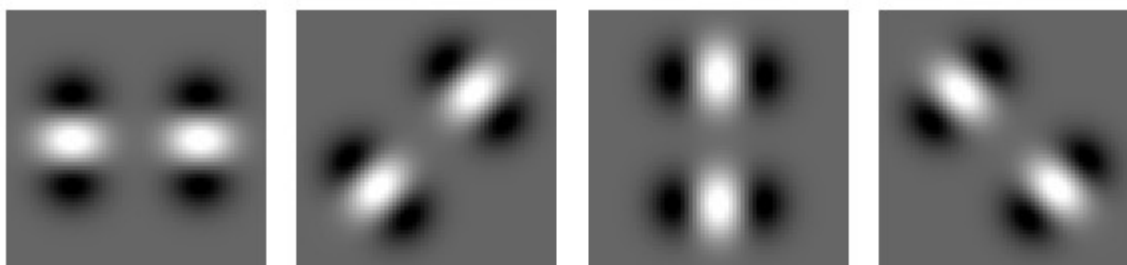
Rotējamai salāgotā filtra maskas aproksimācijai (visiem četriem leņķiem), ja rotācijas leņķu skaits ir 4 (att. 4.14), ir nepieciešami 16 punkti. Šos punktus (x_0, y_0) apkārtņē izvieto vienmērīgi uz regulārā astoņstūra malām, tā, kā ir parādīts 4.15. zīm., un apzīmē ar $P_1 \dots P_{16}$:



4.15. zīm. Maskas M_2 3. rindas aproksimācijas punkti četriem leņķiem

Ievietojot šajos punktos Gausa 2D funkcijas ar pareiziem svara koeficientiem $(0, \pm 1$ un $\pm 2)$, ir iespējams iegūt maskas, kuras ir demonstrētas nākamajā attēlā:

Approximated NH-CMF₂ mask, minimal variant



4.16. zīm. Rotējamās maskas M_2 minimālā aproksimācija četriem leņķiem, $d=16$, $\sigma=8$

Rezultāti

Izveidotie algoritmi ir viegli realizējami FPGA un var apstrādāt attēlu reālajā laikā (no attēlu sensora), radot aizturi, kas nav ilgākā par viena kadra laiku.

Nosacījumam, kad filtra maskas ir 32x32 pikseļi, un attēla izmērs – 640x480 tika aprēķināts nepieciešamo operāciju skaits:

1. Tradicionālās salāgotās filtrācijas (TMF) gadījumā – 1 258 291 200 minimāli (izdalot līnijas);
2. Kompleksās salāgotās filtrācijas gadījumā – 629 145 600;
3. Ātrā CMF gadījumā – mazāks par 6 144 000;
4. Ātrā CMF₂ līniju izdalīšanai bez Halo efekta (ar TMF salīdzināmās kvalitātes, bet ar papildus orientācijas informāciju) – 8 601 600.

5. Uz rotācijas leņķiem balstītas vispārinātas signālu analīzes metožu attīstība un algoritmu modelēšana.

5.1. Kompaktie ātrie ortogonālie pārveidojumi

2010. g. tika turpināti pētījumi, kas ir saistīti ar tādu jaunu ortogonālu pārveidojumu sintēzi, kuru bāzes funkcijām līdzīgi kā veivletiem piemīt kompakums.

5.1.1. Reālo pārveidojumu sintēzes algoritms

Algoritma pamatā ir retinātu matricu reizinājums

$$\mathbf{H} = \mathbf{P}_n \cdot \mathbf{B}_n(\phi_n) \cdot \dots \cdot \mathbf{P}_2 \cdot \mathbf{B}_2(\phi_2) \cdot \mathbf{P}_1 \cdot \mathbf{B}_1(\phi_1). \quad (5.1)$$

kur $\mathbf{P}_k$ – permutāciju matrica, $\mathbf{B}(\phi_k)$ – retinātā kāpņveida ortonormētā matrica, kura pie $N = 8$ un $k = 1$ izskatās sekojoši:

$$\mathbf{B}(\phi_1) = \begin{bmatrix} s_1 & c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & s_1 & c_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & s_1 & c_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & s_1 & c_1 \\ c_1 & -s_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_1 & -s_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & -s_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_1 & -s_1 \end{bmatrix}, \quad (5.2)$$

kur $s_l = \sin(\phi_l)$, $c_l = \cos(\phi_l)$. Kāpņveida ortonormētās matricas pamatā ir elementārā rotācijas matrica:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} s_1 & c_1 \\ c_1 & -s_1 \end{bmatrix}. \quad (5.3)$$

Ja katrā no retinātajām kāpņveida ortonormētajām rotācijas matricām tiek izmantots tikai viens leņķis (līdzīgi kā piemērā (5.2)), tad šie pārveidojumi tiek dēvēti par CRAIM (Constant Rotation Angle in Matrix Orthogonal Transform) tipa pārveidojumiem. Savukārt, pārveidojumu, kuri atgādina Hāra pārveidojumus, nosaukumiem tiek pievienots piedēklis HT (Constant Rotation Angle in Matrix Transform) – CRAIM-HT.

5.1.2. Komplekso pārveidojumu sintēzes algoritms

Sintezējot kompleksos pārveidojumus, elementārās rotācijas matricas (5.3) vietā tiek izmantota elementārā vispārinātā Jakobi (*Jacobi*) rotācijas matrica:

$$\mathbf{T}(\phi_k, \psi_k, \gamma_k) = \begin{bmatrix} T_{11k} & T_{12k} \\ T_{21k} & T_{22k} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin\phi_k \cdot e^{j\psi_k} & \cos\phi_k \cdot e^{-j\gamma_k} \\ \cos\phi_k \cdot e^{j\gamma_k} & -\sin\phi_k \cdot e^{-j\psi_k} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

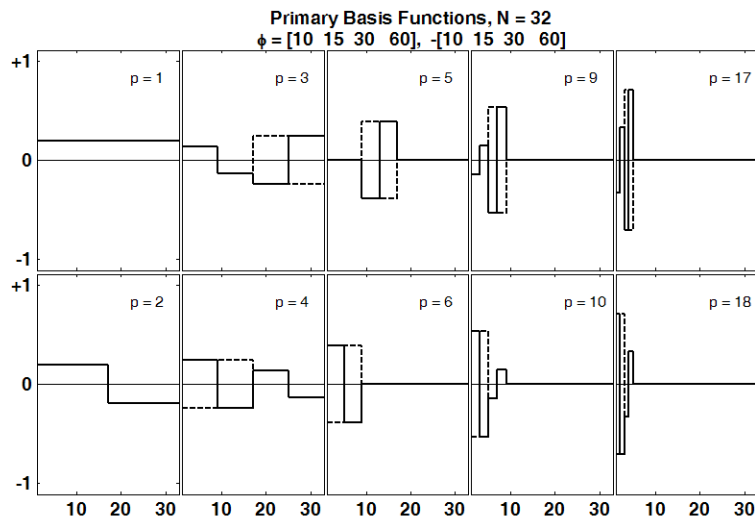
un matricas (5.2) vietā tiek formēta unitāra matrica

$$\mathbf{B}(\phi_k, \psi_k, \gamma_k) = \begin{bmatrix} T_{11k} & T_{12k} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{11k} & T_{12k} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_{11k} & T_{12k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_{11k} & T_{12k} \\ T_{21k} & T_{22k} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & T_{21k} & T_{22k} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & T_{21k} & T_{22k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & T_{21k} & T_{22k} \end{bmatrix}. \quad (5.5)$$

5.1.3. Reālo vispārināto Hārveidīgo pārveidojumu īpašības

Bāzes funkciju (pārveidojumu matricas rindu) izskats (elementu vērtības) mainās, atkarībā no izvēlēto leņķu vērtībām. Funkciju īpašības:

4. BF funkcijas enerģija ir 1,
5. BF vidējā vērtība ir nulle (izņemot pirmo BF),
6. lokalitāte – funkcijas nenulles vērtības (enerģija) ir lokalizētas noteiktā intervālā,
7. funkcijas tiek iegūtas no t.s. primārajām bāzes funkcijām, veicot to nobīdi,
8. funkcijas ar pāra indeksu $2k$ lokalitātes intervāls ir tāds pats kā funkcijai ar nepāra indeksu $2k-1$,
9. funkcijai ir ne vairāk kā 4 atšķirīgas nenulles vērtības,
10. funkciju ar pāra indeksiem vērtības tiek iegūtas, pārkārtojot nepāra funkciju vērtības reversā kārtībā un atbilstoši mainot vērtību zīmes,
11. katra nākamā funkcija ar nepāra (pāra) indeksu $> 3(4)$ tiek iegūta, pārbīdot funkciju ar nepāra (pāra) indeksu pa labi par lokalitātes intervālu,
12. katra nākamā primāro bāzes funkciju "pāra" lokalitātes intervāls pie indeksiem $> 3(4)$ samazinās divas reizes



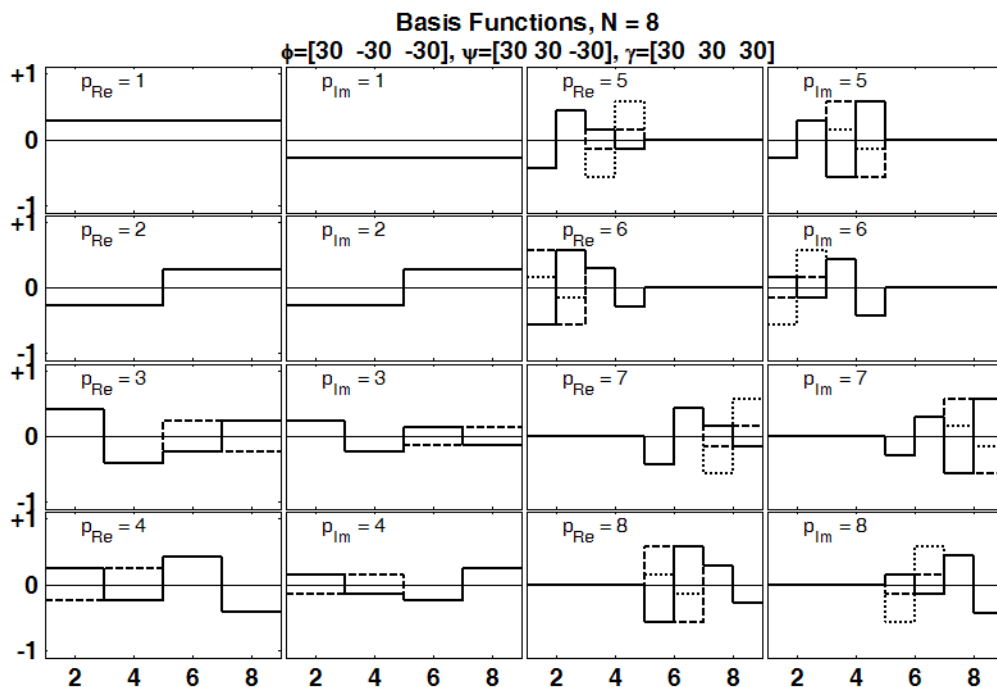
Att. 5.1. Reālās vispārinātās Hārveidīgās primārās bāzes funkcijas pie $N=8$ ar nulles vidējo vērtību un atsevišķu līdzkomponenti

5.1.4. Komplekso vispārinātie Hārveidīgo pārveidojumu īpašības

Bāzes funkciju forma mainās, atkarībā no izvēlēto leņķu vērtībām. Funkciju īpašībām ir zināma līdzība ar reālo funkciju īpašībām.

Funkciju īpašības:

13. kompleksās bāzes funkcijas enerģija ir 1,
14. funkcijas reālās un imaginārās daļas vidējā vērtība ir nulle (izņemot pirmo BF),
15. lokalitāte – funkcijas nenulles vērtības (enerģija) ir lokalizētas noteiktā intervālā,
16. vienāda indeksa funkcijas reālās un imaginārās daļas lokalitātes intervāli sakrīt,
17. funkcijas reālās un imaginārās daļas vērtību moduļi vispārīgā gadījumā atšķiras,
18. funkcijas tiek iegūtas no t.s. primārajām bāzes funkcijām, veicot to nobīdi,
19. funkcijas reālajai/imaginārajai daļai ar pāra indeksu $2k$ lokalitātes intervāls ir tāds pats kā funkcijas reālajai/imaginārajai daļai ar nepāra indeksu $2k-1$,
20. Gan funkcijas reālajai daļai, gan imaginārajai daļai ir ne vairāk kā 4 atšķirīgas nenulles vērtības,
21. katra nākamā funkcija ar nepāra (pāra) indeksu $> 3(4)$ tiek iegūta, pārbīdot funkciju ar nepāra (pāra) indeksu pa labi par lokalitātes intervālu,
22. katra nākamā primāro bāzes funkciju "pāra" lokalitātes intervāls pie indeksiem $> 3(4)$ samazinās divas reizes



Att. 5.2. Kompleksās vispārinātās Hārveidīgās bāzes funkcijas pie $N=8$ ar nulles vidējo vērtību un atsevišķu līdzkomponenti

5.1.5. Pārveidojumu ātrie aprēķina algoritmi

Ņemot vērā izteiksmi (5.1), tiešais reālais pārveidojums ieejas signāla vektoram $\mathbf{X}$ izskatās sekojoši:

$$\mathbf{Y}(\varphi_n, \dots, \varphi_1) = \mathbf{H}(\varphi_n, \dots, \varphi_1) \cdot \mathbf{X} = \prod_{k=n}^1 \mathbf{P}_k \cdot \mathbf{B}_k(\varphi_k) \cdot \mathbf{X}, \quad (5.6)$$

kur $\mathbf{Y}$ ir signāla spektrs izvēlētajās transformācijas bāzē. Savukārt iversais pārveidojums ļauj atjaunot oriģinālo signālu no spektra:

$$\mathbf{X} = \mathbf{H}^T(\varphi_1, \dots, \varphi_n) \cdot \mathbf{Y}(\varphi_n, \dots, \varphi_1) = \prod_{k=1}^n \mathbf{P}_k^T \cdot \mathbf{B}_k^T(\varphi_k) \cdot \mathbf{Y}(\varphi_n, \dots, \varphi_1). \quad (5.7)$$

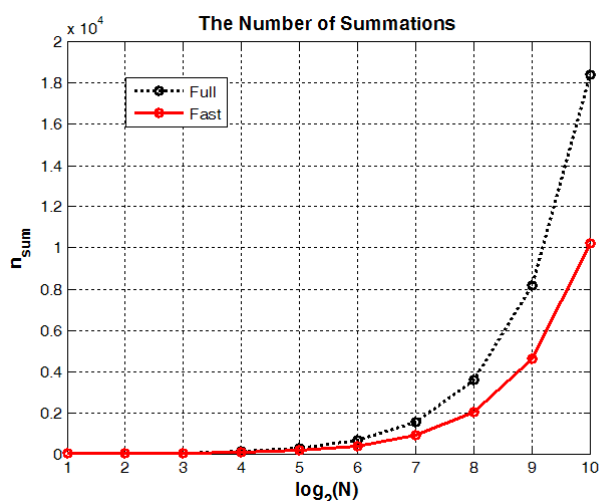
kur $()^T$ – transponētā matrica (vai kompleksajiem pārveidojumiem Ermita matrica). Kompleksajiem pārveidojumiem katra leņķa φ_k vietā tiek izmantoti atbilstoši trīs leņķi – ϕ_k, ψ_k, γ_k .

Tā kā pārveidojumu (5.6) un (5.7) faktorizētajās formās tiek izmantotas retinātās matricas, tad pārveidojumiem ir nepieciešams mazāks operāciju skaits nekā tad, ja pārveidojuma aprēķinam tiek pielietota pilnā pārveidojuma matrica $\mathbf{H}$.

5.1.5.1. Operāciju skaits reālajam Hārveidīgajam pārveidojumam

Hārveidīgos pārveidojumus realizējot pa "tiešo", ir jāatceras, ka pilnajā pārveidojumu matricā $\mathbf{H}$ ir daudz nulļu, kas ātro algoritmu nepadara tik efektīvu (attiecībā pret pilno pārveidojumu), kā tas ir, piemēram, klasiskā Furjē pārveidojuma gadījumā. Tā, piemēram, pie $N = 1024$, summēšanu skaits ātrā algoritma gadījumā ir tikai 1.8 reizes mazāks nekā pilnā pārveidojuma gadījumā. Taču jebkurā gadījumā, no rotāciju viedokļa ātrais algoritms ir dabiskāks, kādēļ arī pie relatīvi nelieliem N , ātrais algoritms ir ērtāks. Izteiksmes, kas nosaka summēšanu skaitu pilnajam (indekss DT) un ātrajam algoritmam (FT) ir šādas:

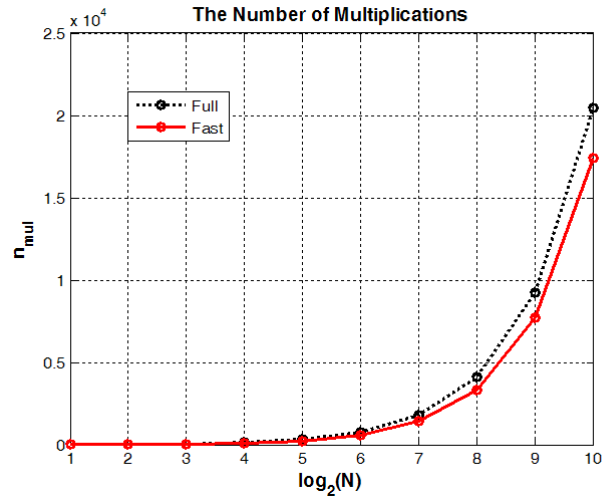
$$n_{sumDT} = 2 \cdot (N \cdot \log_2(N) - 2^{\log_2(N)}) + 2, \quad n_{sumFT} = N \cdot \log_2(N). \quad (5.8)$$



Att. 5.3. Summēšanas operāciju skaits pilnajam un ātrajam reālā Hārveidīgā pārveidojuma (ar bāzes funkciju vidējo vērtību nulli) algoritmam

Reizināšanu gadījumā efektivitāte ir mazāka nekā summēšanu gadījumā, jo Hārveidīgajiem pārveidojumiem ar atsevišķu līdzkomponenti un bāzes funkciju vidējo vērtību vienādu ar nulli tiek izmantoti leņķi kārtņi 45° , kas atbilstošajā rotācijā reizināšanu skaitu samazina līdz vienai.

$$n_{mulDT} = 2 \cdot N \cdot \log_2(N), \quad n_{mulFT} = N \cdot (2 \cdot \log_2(N) - 3) + 3. \quad (5.9)$$

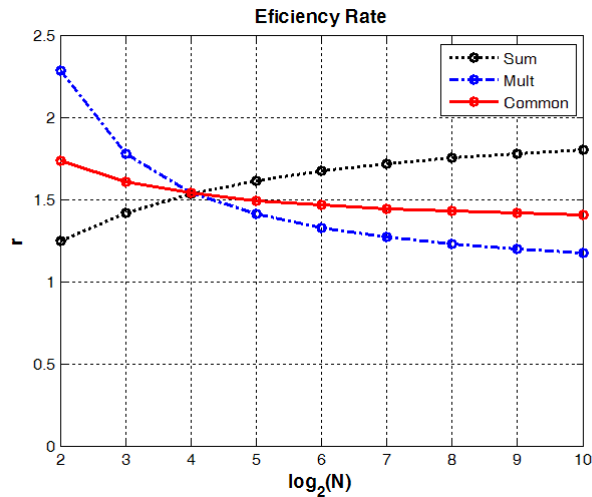


Att. 5.4. Reizināšanas operāciju skaits pilnajam un ātrajam reālā Hārveidīgā pārveidojuma (ar bāzes funkciju vidējo vērtību nulli) algoritmam

Ja nodefinē operāciju izpildes skaita efektivitāti kā pilnā algoritma operāciju skaita attiecību pret ātrā algoritma operāciju skaitu:

$$r_{mul} = \frac{n_{mul DT}}{n_{mul FT}}, \quad r_{sum} = \frac{n_{sum DT}}{n_{sum FT}}, \quad r_{op} = \frac{n_{mul DT} + n_{sum DT}}{n_{mul FT} + n_{sum FT}}, \quad (5.10)$$

tad redzam, ka summēšanas efektivitāte, augot N , pieaug par aptuveni 30%, bet reizināšanas efektivitāte samazinās aptuveni divas reizes.



Att. 5.5. Operāciju skaita efektivitāte pilnajam un ātrajam reālā Hārveidīgā pārveidojuma (ar bāzes funkciju vidējo vērtību nulli) algoritmam

5.1.5.2. Operāciju skaits Jakobi rotācijas realizācijai

Pilnajam kompleksajam pārveidojumam (5.6) un (5.7) operāciju kopējo operāciju skaitu nosaka līdzīgi kā reālajam pārveidojumam. Šeit aplūkosim operāciju skaitu tikai elementārās Jakobi matricas realizācijai, bet pilnu operāciju skaita uzskaitījumu atstāsim citiem pētījumiem, jo tas ir ļoti apjomīgs uzdevums. Nākamajā tabulā ir redzami daži no 63 iespējamajiem Jakobi matricas realizācijas algoritmu piemēriem, atkarībā no dažiem ierobežojumiem uz rotācijas leņķu lielumiem. Pētījumā aplūkoti ierobežojumi leņķiem ir konstantas vērtības $\pm k \times \pi/2$ un $\pm(2k+1) \times \pi/4$ pie $k=0, 1, 2$. Vislielākais operāciju skaits ir nepieciešams tad, ja visi leņķi mainīgi, bet vismazākais, ja visi leņķi ir konstanti (tikai 2 saskaitīšanas un divas reizināšanas ar iebūvētām konstantēm). Pats elementārais unitārais pārveidojums (rotācija) tiek realizēts kā:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{Re}} &= \mathbf{T}_{\text{Re}}(\phi_0, \psi_0, \gamma_0) \cdot \mathbf{x}_{\text{Re}} - \mathbf{T}_{\text{Im}}(\phi_0, \psi_0, \gamma_0) \cdot \mathbf{x}_{\text{Im}}, \\ \mathbf{y}_{\text{Im}} &= \mathbf{T}_{\text{Im}}(\phi_0, \psi_0, \gamma_0) \cdot \mathbf{x}_{\text{Re}} + \mathbf{T}_{\text{Re}}(\phi_0, \psi_0, \gamma_0) \cdot \mathbf{x}_{\text{Im}}. \end{aligned} \quad (5.11)$$

kur $x_{p \text{ Re}}$ – ieejas signāla p -tās nolases reālā daļa, $x_{p \text{ Im}}$ – ieejas signāla p -tās nolases imaginārā daļa, $y_{p \text{ Re}}$, $y_{p \text{ Im}}$ – izejas signāla p -tās nolases reālā un imaginārā daļa.

TABLE I ROTATION ALGORITHMS WITH SOME RESTRICTIONS ON ANGLES VALUES

Angles	Rotation matrix	Algorithm
$\phi = \phi_0,$ $\psi = \psi_0,$ $\gamma = \gamma_0$	$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \sin \phi_0 \cdot e^{j\psi_0} & \cos \phi_0 \cdot e^{-j\gamma_0} \\ \cos \phi_0 \cdot e^{j\gamma_0} & -\sin \phi_0 \cdot e^{-j\psi_0} \end{bmatrix}$	$\mathbf{y}_{\text{Re}} = \begin{bmatrix} x_{m \text{ Re}} \cdot c c_{\gamma} + x_{m \text{ Im}} \cdot c s_{\gamma} + x_{k \text{ Re}} \cdot s c_{\psi} - x_{k \text{ Im}} \cdot s s_{\psi} \\ x_{k \text{ Re}} \cdot c c_{\gamma} - x_{k \text{ Im}} \cdot c s_{\gamma} - x_{m \text{ Re}} \cdot s c_{\psi} - x_{m \text{ Im}} \cdot s s_{\psi} \end{bmatrix},$ $\mathbf{y}_{\text{Im}} = \begin{bmatrix} x_{m \text{ Im}} \cdot c c_{\gamma} - x_{m \text{ Re}} \cdot c s_{\gamma} + x_{k \text{ Im}} \cdot s c_{\psi} + x_{k \text{ Re}} \cdot s s_{\psi} \\ x_{k \text{ Im}} \cdot c c_{\gamma} + x_{k \text{ Re}} \cdot c s_{\gamma} - x_{m \text{ Im}} \cdot s c_{\psi} + x_{m \text{ Re}} \cdot s s_{\psi} \end{bmatrix}$
$\phi = \pi/4,$ $\psi = \pi/2,$ $\gamma = \gamma_0$	$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} j & \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot e^{-j\gamma_0} \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot e^{j\gamma_0} & \frac{\sqrt{2}}{2} j \end{bmatrix}$	$\mathbf{y}_{\text{Re}} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (x_{m \text{ Re}} \cdot c_{\gamma} + x_{m \text{ Im}} \cdot s_{\gamma} - x_{k \text{ Im}}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (x_{k \text{ Re}} \cdot c_{\gamma} - x_{k \text{ Im}} \cdot s_{\gamma} - x_{m \text{ Im}}) \end{bmatrix}$ $\mathbf{y}_{\text{Im}} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (x_{m \text{ Im}} \cdot c_{\gamma} - x_{m \text{ Re}} \cdot s_{\gamma} + x_{k \text{ Re}}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot (x_{k \text{ Im}} \cdot c_{\gamma} + x_{k \text{ Re}} \cdot s_{\gamma} + x_{m \text{ Re}}) \end{bmatrix}$
$\phi = \pi/4,$ $\psi = \pi/4,$ $\gamma = \pi/2$	$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{1+j}{2} & -\frac{\sqrt{2}}{2} j \\ \frac{\sqrt{2}}{2} j & -\frac{1+j}{2} \end{bmatrix}$	$\mathbf{y}_{\text{Re}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot (-x_{k \text{ Im}} + x_{k \text{ Re}} + \sqrt{2} \cdot x_{m \text{ Im}}) \\ \frac{1}{2} \cdot (-x_{m \text{ Im}} - x_{m \text{ Re}} - \sqrt{2} \cdot x_{k \text{ Im}}) \end{bmatrix}$ $\mathbf{y}_{\text{Im}} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} \cdot (x_{k \text{ Im}} + x_{k \text{ Re}} - \sqrt{2} \cdot x_{m \text{ Re}}) \\ \frac{1}{2} \cdot (x_{m \text{ Re}} - x_{m \text{ Im}} + \sqrt{2} \cdot x_{k \text{ Re}}) \end{bmatrix}$

$\phi = \pi/4,$ $\psi = \pi/2,$ $\gamma = \pi/2$	$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}j & -\frac{\sqrt{2}}{2}j \\ \frac{\sqrt{2}}{2}j & \frac{\sqrt{2}}{2}j \end{bmatrix}$	$\mathbf{y}_{\text{Re}} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}(-x_{k\text{Im}} - x_{m\text{Im}}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2}(-x_{k\text{Im}} + x_{m\text{Im}}) \end{bmatrix}$ $\mathbf{y}_{\text{Im}} = \begin{bmatrix} \frac{\sqrt{2}}{2}(x_{k\text{Re}} - x_{m\text{Re}}) \\ \frac{\sqrt{2}}{2}(x_{k\text{Re}} + x_{m\text{Re}}) \end{bmatrix}$
--	--	---

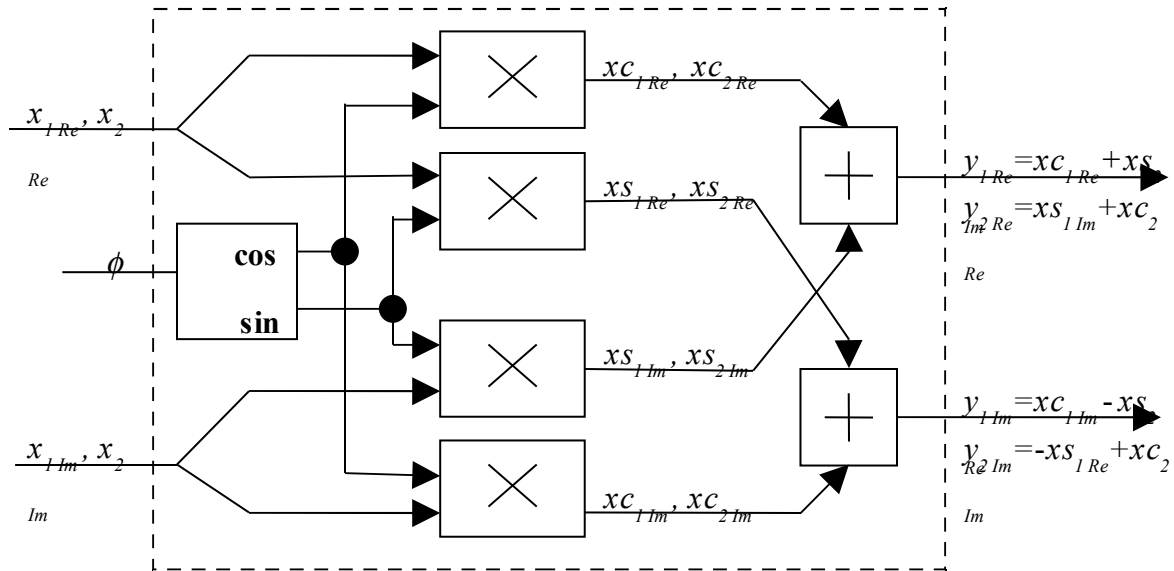
$$\begin{aligned}
cs_{\gamma} &= \cos(\phi_0) \cdot \sin(\gamma_0), & sc_{\gamma} &= \sin(\phi_0) \cdot \cos(\gamma_0), & cc_{\gamma} &= \cos(\phi_0) \cdot \cos(\gamma_0), \\
cs_{\psi} &= \cos(\phi_0) \cdot \sin(\psi_0), & sc_{\psi} &= \sin(\phi_0) \cdot \cos(\psi_0), & cc_{\psi} &= \cos(\phi_0) \cdot \cos(\psi_0), \\
ss_{\psi} &= \sin(\phi_0) \cdot \sin(\psi_0), & c_{\gamma} &= \cos(\gamma_0), & s_{\gamma} &= \sin(\gamma_0)
\end{aligned} \tag{5.12}$$

Nākamajā tabulā ir uzdots reizinātāju un summatoru skaits dažiem leņķu komplektiem, izmantojot paralēlo (iekavās - virknes) arhitektūru.

TABLE II THE NUMBER OF OPERATIONS (ARITHMETIC UNITS)

<i>Kind of rotation</i>	<i>Multipliers</i>	<i>Adders</i>	<i>Total</i>
$\phi_0 \neq 0, \gamma_0 \neq 0, \psi_0 \neq 0$	20 (12)	12 (6)	32 (18)
$\phi_0 \neq 0, \gamma_0 = 0, \psi_0 \neq 0$ (e.g. Jacobi)	14 (8)	8 (4)	22 (12)
$\phi_0 \neq 0, \gamma_0 = 0, \psi_0 = \pi/2$	8 (4)	4 (2)	12 (6)
$\phi_0 \neq 0, \gamma_0 = 0, \psi_0 = 0$ (e.g. Given's)	8 (4)	4 (2)	12 (6)
$\phi_0 = \pi/4, \psi_0 = \pi/4, \gamma_0 = \pi/2$	6 (4)	8 (4)	14 (8)

Ir jāpiebilst, ka reizinot ar konstanti, reizēm var ietaupīt reizinātājus un līdz ar to, piemēram, FPGA realizācija var būt ekonomiskāka nekā to uzrāda tabula. Daudz pamatīgāka resursu analīze tiek veikta iesniedzamajā publikācijā.



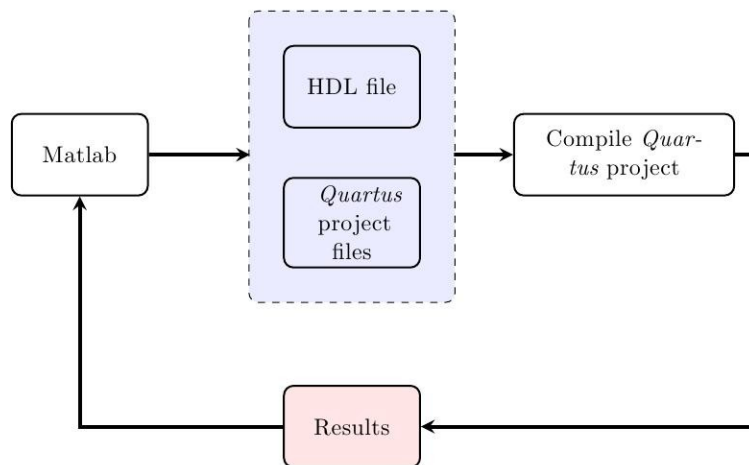
Att. 5.6. Vienkāršota rotatora realizācijas blokshēma (virknes arhitektūra) $\gamma=0$, $\psi=\pi/2$

5.2. Uz rotācijas leņķiem balstītu signālu ciparapstrādes ierīču moduļu izstrāde un mikrominiaturizācija (ASIC/FPGA)

Moduļu izstrāde un mikrominiaturizācija 2010.g. ir noritējusi vairākos virzienos. Šeit aplūkosim tikai galveno pienesumu VPP.

5.2.1. Komplekso pārveidojumu FPGA realizācijas automatizācija

Kā redzams no tabulas TABLE II, elementārā rotatora realizācija pašā vispārīgākajā gadījumā (kad visi trīs leņķi ir mainīgi) ir resursēdelīga. Līdz ar to pārveidojumos (5.6) un (5.7) ir ļoti svarīga resursu adaptācija katram konkrētajam pārveidojumam, nevis vienas programmējamās Jakobi struktūras izmantošana katrā no vajadzīgajām rotācijām. Tā ir iespējama, jo, piemēram, Hārveidīgajos pārveidojumos vajag izmantot leņķus, kas kārtēni $\pm 45^\circ$. Citiem pārveidojumiem var būt citas konstantu leņķu vērtības, komplektā ar mainīg(u)iem leņķ(i)iem. Kā jau iepriekš minēts, ir iespējamas 63 dažādas kombinācijas vienai pašai Jakobi rotācijai (ar minētajiem leņķu ierobežojumiem). Ja paplašinām konstanto leņķu skaitu, iespējamo kombināciju skaits aug ļoti dramatiski, kas praktiski padara neiespējamu manuālu reālo resursu novērtēšanu. Šai sakarībā, lai novērtētu Jakobi rotatora reālo FPGA resursu patēriņu, ir izveidota *MATLAB+SIMULINK+Altera Quartus II* bazēta sistēma, kas ļauj no simboliski aprakstītas Jakobi matricas ar izvēlēto leņķu (mainīgu un konstantu) komplektu automātiski iegūt VHDL kodu, to nokompilēt *Quartus*-ā un saņemt atpakaļ *MATLAB*-ā resursu patēriņu (Loģisko elementu un reizinātāju skaitu). Šis ir būtisks solis, lai tuvākajā laikā varētu ātri un korekti novērtēt resursu patēriņu pilnajiem pārveidojumiem (5.6) un (5.7) un automatizēt arī šo pārveidojumu resursu plānošanu.



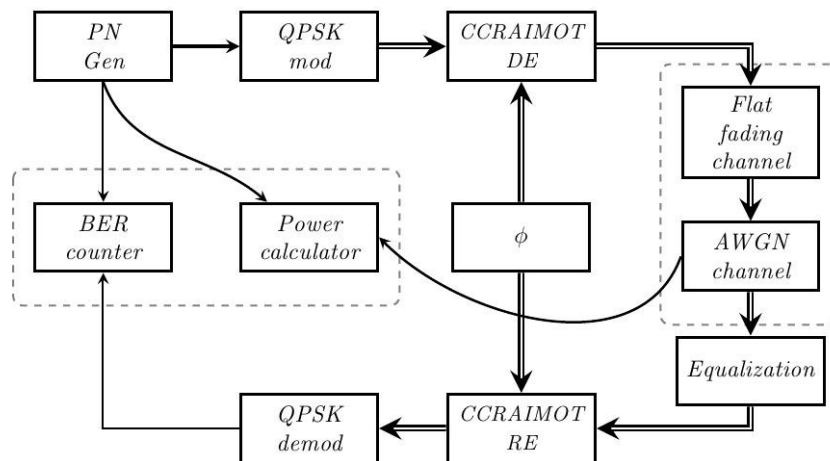
Att. 5.7. Vienkāršota automatizētā VHDL koda sintēzes, kompilācijas un resursu novērtēšanas sistēmas blokshēma no MATLAB Symbolic Toolbox vides.

Attēlotajā blokshēmā nav parādīta sistēmā iekļautā rotācijas algoritma testēšanas apakšsistēma SIMULINK-a vidē. Tā ļauj testēt rotācijas algoritmus ar fiksētā punkta aritmētiku. Pašreiz sistēma ir būvēta uz SIMULINK-a bloka *Embedded MATLAB Function* bāzes. Detalizētāka informācija par izveidoto sistēmu ir atrodama iesniedzamajā publikācijā.

5.3. Uz Vispārinātās Ortogonālās Nesinusoidālās Frekvenčdales balstītas datu pārraides sistēmas FPGA prototipa-simulatora pilnveidošana

2010.g turpinājās 2009.g. aizsāktā (iepriekšējā VPP) GONDM (Generalized Orthogonal Nonsinusoidal Division Multiplexing) datu pārraides sistēmas (DPS) uz FPGA balstītā prototipa-simulatora izstrāde. Atskaites gadā ir:

- izveidots pilns klasiskās OFDM sinhronizācijas strādājošs SIMULINK-a modelis, kas orientēts galvenokārt uz platjoslas datu pārraidi (piemēram, IEEE 802.11 standarts),
- noformulētas prasības attiecībā uz GONDM balstītu sistēmu DPS sinhronizāciju,
- pilnveidots PN ģenerators FPGA prototipam-simulatoram, lai korekti varētu noteikt BER mazākiem par 10^{-6} (modificētais zigurata tipa algoritms),
- pilnveidots sakaru kanāla imitators FPGA prototipam-simulatoram, papildinot kanālu ar *flat* fedinga iespējām,
- uzsākta uz vispārinātajām parametriskajām kompleksajām Hāra funkcijām balstīta DPS modulatora/demodulatora izveide,



Att. 5.8. Vienkāršota GONDM DPS bez sinhronizācijas ķēdēm blokhēma

5.4. Izstrādātie funkciju/programmu moduļi MATLAB/Simulink bibliotekām "Phi-FunctionsToolbox/Blockset"

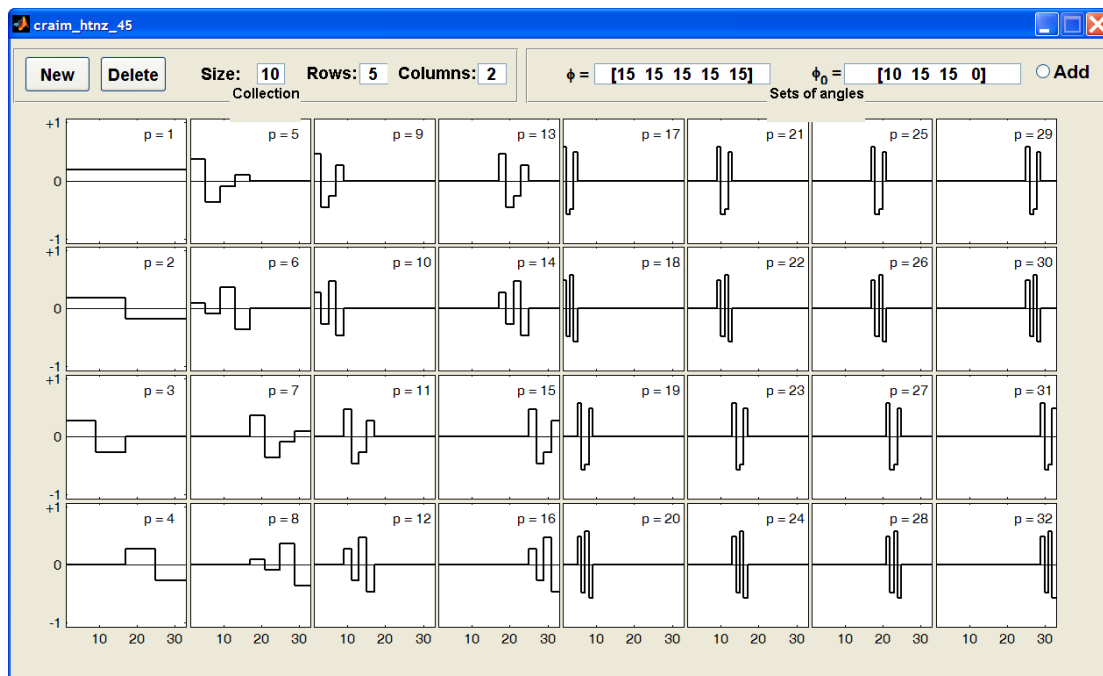
2010.g. saistībā ar "izgudrotajiem" pārveidojumiem tika/tiek izstrādāti vairākas interaktīvas MATLAB programmas, kas ļauj darboties ar iepriekš aprakstītajiem Hārveidīgajiem pārveidojumiem. Šeit aplūkosim pāris no tiem.

5.4.1. Virtuālie Hārveidīgo bāzes funkciju ģeneratori

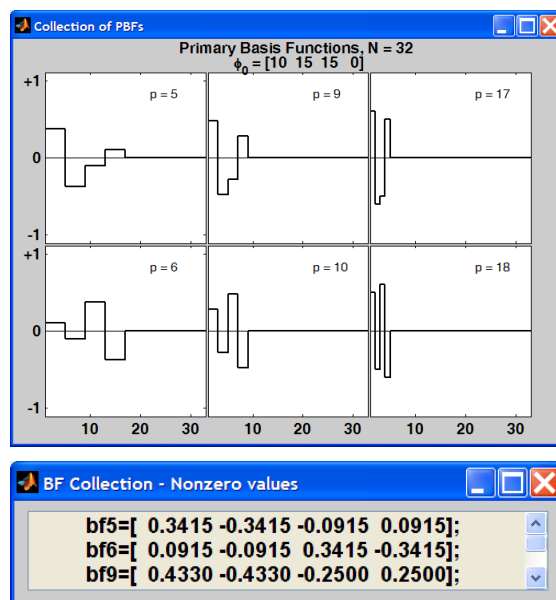
5.4.1.1. Reālo bāzes funkciju ģenerators

Ģenerators ir izstrādāts vidē MATLAB un ir paredzēts:

- pārveidojumu parametru (rotācijas leņķu) ievadam,
- bāzes funkciju izskata vizualizācijai,
- bāzes funkciju formu iesaldēšanai,
- izvēlēto (ar peles klikšķi) bāzes funkciju kolekciju veidošanai un eksportam,
- pievienošanai iepriekš izstrādātajam analizatoram/sintezatoram



Att. 5.9. Virtuālā reālo bāzes funkciju ģeneratora dialoga ekrāns



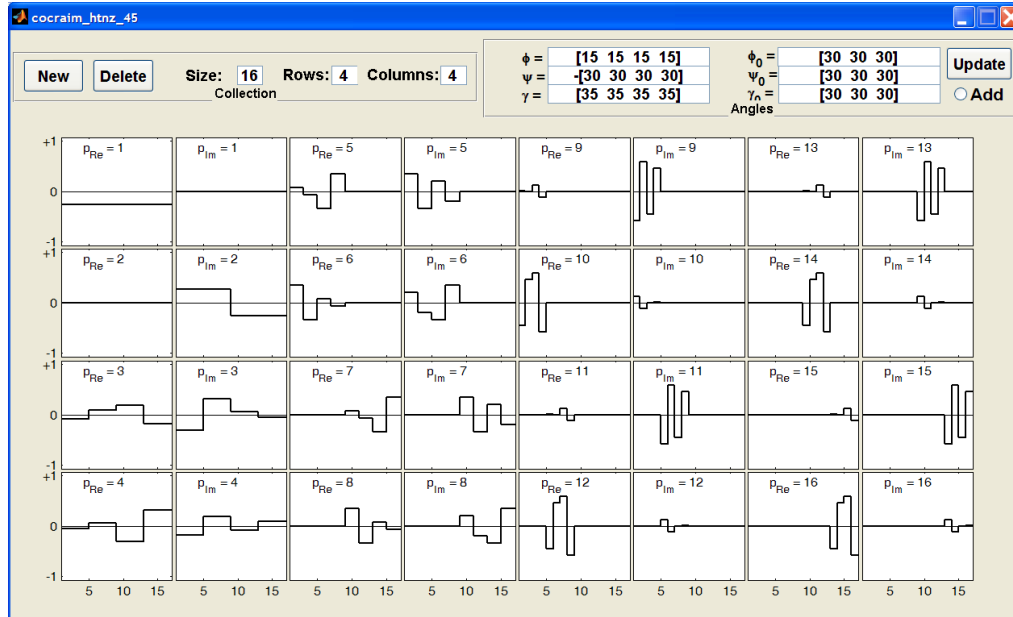
Att. 5.10. Virtuālā bāzes funkciju ģeneratora kolekcijas palīglogi

5.4.1.2. Komplekso bāzes funkciju ģenerators

Ģenerators tāpat kā reālo bāzes funkciju ģenerators ir izstrādāts vidē MATLAB un ir paredzēts:

- pārveidojumu parametru (rotācijas leņķu) ievadam,
- bāzes funkciju izskata vizualizācijai,
- bāzes funkciju formu iesaldēšanai,

- izvēlēto (ar peles klikšķi) bāzes funkciju kolekciju veidošanai un eksportam.



Att. 5.11. Virtuālā reālo bāzes funkciju ģeneratora dialoga ekrāns

1.1. Transporta plūsmu un DSRC tīklu analīze .

Transporta plūsmas pētīšanas galvenais uzdevums ir analizēt automobiļu kustības, automobiļu vadītāju un ceļa infrastruktūras mijiedarbības. Analizējot automobiļu bezvadu sakaru tīklus kā C2C un C2I uz DSRC bāzes, vispirms ir nepieciešams novērtēt transporta plūsmas modeļus. Šādus modeļu atbilstību reālai automobiļu kustības uzvedībai ir svarīga, lai pētīšanas rezultātā iegūtu uzticamus datus par bezvadu tīklu veikspēju.

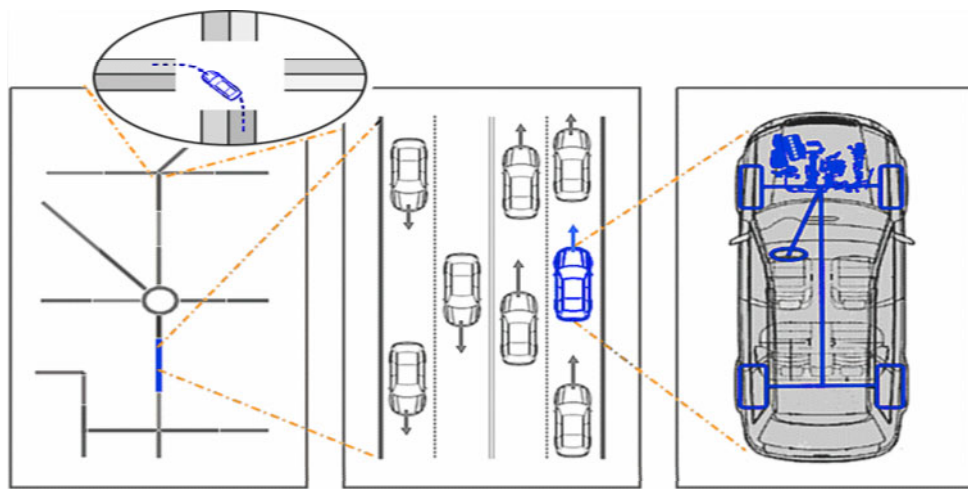
Šī darba pirmā sadaļa ir veltīta transporta plūsmas modeļu piemērotības analīzei, lai turpmāk to izmantotu īsās distances automobiļu bezvadu tīklu pētīšanā. Otrā sadaļā ar tuvināšanas metodi un rindošanas teorijas palīdzību ir izanalizēt DCSR tīkla veikspēju atkarībā no automobiļu kustības parametriem.

Šajā darbā tiek analizēti tie transporta plūsmas modeļi, kuri tiek izmantoti bezvadu tīklu veikspējas novērtēšanā. Bezvadu tīkla analīzē netiek ņemts vērā signāla vājinājuma faktori, kā, piemēram, feidings. Tīkla caurlaides dati tiek ņemti no publikācijām, kurās tiek atspoguļoti bezvadu tīkla praktiskie mērījumi ar vienu vai diviem mobiliem lietotājiem. Šajā pētījumā tiek analizēta īsās distances bezvadu tīkls veikspēja, izmantojot Markova rindošanas sistēmu ar ierobežotu lietotāju . Darbā iegūtie analīzes rezultāti dod iespēju novērtēt, kā izmainīsies tīkla caurlaidspēja atkarībā no vairāku bezvadu tīklā aktīvu lietotāju (automobiļu) pārvietošanās ātruma, kā arī dos iespēju turpināt iesāktu analīzi.

1.1.1. Automobiļu kustības modeļi bezvadu tīklu pētīšanā (transportu plūsmu analīze).

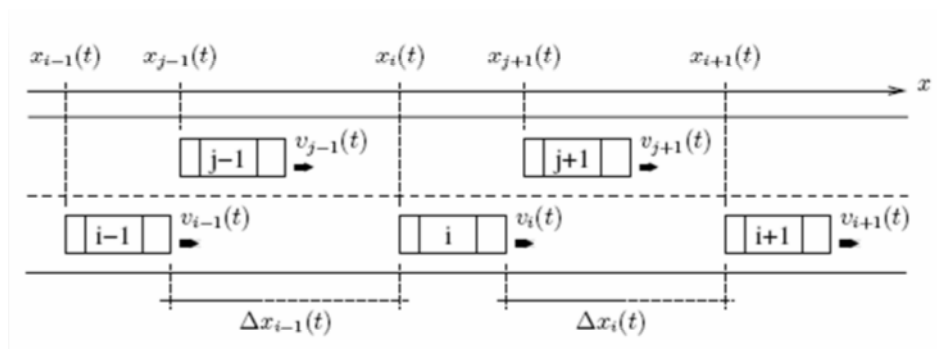
Šajā sadaļā tiks apskatīti vispārīgi kustības modeļi, kuri tiek izmantoti automobiļu bezvadu tīklu pētīšanā.

Transporta plūsmas parametri lielā mērā būs atkarīgi no automobiļu pārvietošanās ātruma, kā arī no automobiļu blīvuma un plūsmas. Lai pētītu īsās distances bezvadu tīklus, tiek izmantoti automobiļu kustības modeļus un tos var iedalīt sekojošās lielās kategorijās, kā makroskopiskie, mikroskopiskie un zem-mikroskopiskie (sk. att. 1.1).



Attēls 1.1 Makroskopisks, mikroskopisks un zem-mikroskopisks attēlojums.

Ar zem-mikroskopisks modeļa palīdzību tiek novērtēta automobiļu dinamika atkarībā no transporta līdzeklī izmantotām elektroniskām vadības atbalsta sistēmā, kā ABS, ESP u.c., kuras uzdevums ir ar elektroniskām vadības elementiem uzlabot automobiļu vadāmību. Šādu modeļu izmantošana bezvadu tīklu pētīšanā praktiski netiek izmantoti. Biežāk tiek izmantoti makroskopiskie un mikroskopiskie modeļi. Ar Makroskopiskie modeļiem tiek analizēts bezvadu tīkls kopumā, bet mikroskopiskie modeļi ir vairāk, lai novērtētu atsevišķas bezvadu tīkla mezglu, kā, piemēra, piekļuves punkta veiktspēju.



Attēls 1.2. Vienvirzienu divjoslu automobiļu kustības scenārijs

Vienkāršu automobiļu kustības situāciju var attēlot sekojoši (sk. att. 1.2). Ar i tiek apzīmēts atskaites automobilis, kuru uzvedība uz ceļa tiek analizēta. Noteiktā laika t automobilis atradīsies $x_i(t)$ pozīcijā uz automaģistrāles un pārvietosies ar momentāno ātrumu $v_i(t)$. Momentāno paātrinājumu var iegūt ar sekojoši $dv_i(t)/dt$. Ar $i+1$ tiek identificēts automobilis, kurš atrodas atskaites automobiļa priekšā distancē $\Delta x_i(t)$ un $i-1$ atbilstoši aizmugurē distancē $\Delta x_{i-1}(t)$. Blakus joslās tajā pašā kustības virzienā tiek automobiļi tiek apzīmēti $j+1$ priekšā atskaites automobilim un $j-1$ atbilstoši aizmugurē. Bez augstāk minētiem parametriem, lai aprakstītu automobiļu kustību, tiks izmantoti sekojoši apzīmējumi:

Novērotais ceļa posms (km, m) – l ;

Automobiļu skaits novērotā ceļa posmā – n ;

Minimālais/Maksimālais ātrums (km/h, m/s) – $v_{\min} / v_{\max}$;

Paātrinājums/palēninājums (m/s^2) – a/b ;

Automobiļu skaits/ceļa segmenta garums (auto/km) – n/l ;

Automobiļu strēguma blīvuma koeficients (auto/km) – k_{sastr} ;

Minimālā distance starp automobiļiem - $\Delta x_{\min}$;

Pētāmais laika solis – Δt .

Transporta kustības modelēšanā tīklošanā visbiežāk tie izmantoti stohastiski modeļi kā konstanta ātruma modelis (CSM), nejauša ceļa punkta modelis (RWM) Manhetenas un Freeway kustības modelis. Stohastiskie modeļi tiek balstīti uz nejaušu individuālu vai grupu automobiļu kustību ar ātrumu regulēšanas noteikumiem:

$$v_i(t + \Delta t) = v_i(t) + \eta \text{ a } \Delta t,$$

ja $v_i(t) < v_{\min}$ tad $v_i(t) = v_{\min}$;

ja $v_i(t) > v_{\max}$ tad $v_i(t) = v_{\max}$;

ja $\Delta x_i(t) \leq \Delta x_{\min}$ tad $v_i(t) = v_{i+1}(t) + b \Delta t / 2$, kur η - nejauša

vērtība ar vienmērīgu sadalījumu intervālā $[-1; 1]$.

Ar šādu regulējumu tiek panākts, ka automobiļi kustībā viens ar otru nepārklājas. Lai modulētu automobiļu dinamiku ceļa krustojumos, papildus konstantu ātruma moduļos automobiļu kustība tiek ierobežota ar paūzi. Nejaūša ceļa punkta modelis tiek izmantos NCTUns automobiļu bezvadu tīklu simulācijas projektā.

Trafika plūsmas moduļi automobiļu kustību veido no makroskopiskā skata punkta, kur tiek ņemts vērā trīs pamat hidrodinamikas rakstura lielumi, kā ātrums (km/st), blīvums (auto/km) un plūsma (auto/st). Šādi modeļi tiek reti izmantoti tīklu simulācijas, bet vairāk tie tiek izmatoti hibrīda variantos. Viens no hibrīda variantiem, kuru biežāk izmanto tīklu simulācijā, ir hidrodinamisks trafika modelis (FTM). Šis modelis attiecībā pret stohastiskiem modeļiem ierobežo maksimālo pieļaujamo ātrumu atkarībā no automobiļa blīvuma uz noteiktu ceļa posmu un tiek aprakstīts ar sekojošu izteiksmi:

$$v_i(t + \Delta t) = \max [v_{\min}, v_{\max} \left(1 - \frac{n}{l} / k_{str} \right)];$$

Palielinoties automobiļu blīvumam n/l ceļa posmā, kas tuvojas automobiļu sastrēguma koeficientam k_{str} , samazinās maksimālais ātrums līdz pieļaujamam minimālajam ātrumam.

Ar automobiļu sekošanas modeļiem tiek aprakstīta, katra automobiļa vadītāja uzvedība saistībā ar priekšā braucoša automobiļa kustības izmaiņām. Šādi modeļi tiek kategorizēti kā mikroskopiskie. Stefana Krausa bez sadursmes automobiļu sekošanas modeli tiek izmantots pilsētas kustības simulācijas projektā (SUMO). Šajā modelī tiek izmantoti seši mainīgie ($v_{\max}$, a , b , η – nejaūšs mainīgais ar vienmērīgu sadalījumu intervālā $[0, 1]$, τ – automobiļu vadītāju reakcijas laiks, ε – mainīgais intervālā $[0, 1]$, kas nosaka automobiļu vadītāju spēja noturēt izvēlēto braukšanas ātrumu). Krausa modeli var aprakstīt ar sekojošām matemātiskā izteiksmēm:

$$v_{i(safe)}(t + \Delta t) = v_{i+1}(t) + \frac{\Delta x_i(t) - v_{i+1}(t) \tau_i}{\tau_{i(safe)}}, \text{ kur } v_{i(safe)} \text{ ir } i - \text{ automobiļu ātrums droša}$$

distances uzturēšanā ar priekšā braucošu ($i+1$) automobili. $\tau_{i(safe)}$ – laiks, kas ir nepieciešams, lai bez automobiļu sadursmes varētu turpināt vai pārtraukt kustību. Šo laiku var iegūt no sekojošās izteiksmes:

$$\tau_{i(safe)} = \frac{v_i(t) + v_{i+1}(t)}{2a} + \tau_i;$$

$v_{i(des)}$ ir i -automobiļa jauns izvēlētais ātrums, kas veidojas no esošā ātruma un vienmērīga paātrinājuma līdz maksimāli pieļaujamam ātrumam vai priekšā braucoša automobiļa ātruma.

$$v_{i(des)} = \min [v_{\max}, v_i(t) + a \Delta t, v_{i(safe)}(t + \Delta t)];$$

Maksimāli pieļaujamo ātrumu šajā modelī tiek aprakstīts sekojoši:

$$v_i(t + \Delta t) = \max [0, (v_{i(des)}(t + \Delta t) - a \Delta t) \eta].$$

Daudzās publikācijā, kurās tiek analizēta automobiļu kustības modeļi, uzskata, ka piemērotākais automobiļu kustības modelis bezvadu tīklu pētīšanā ir automobiļu sekošanas modelis kā Treiber,

Hennecke and Helbing intelektuālā autovadītāja modelis (IDM) ar vairākiem paplašinājumiem krustojuma vadību (IM), joslas maiņu kontroli (LC). Šāda veida modelis raksturo autovadītāju uzvedību, kas izpaužas ar pēkšņu automobiļu paātrināšanu un to var izteikt ar sekojošu diferenciāla vienādojumu:

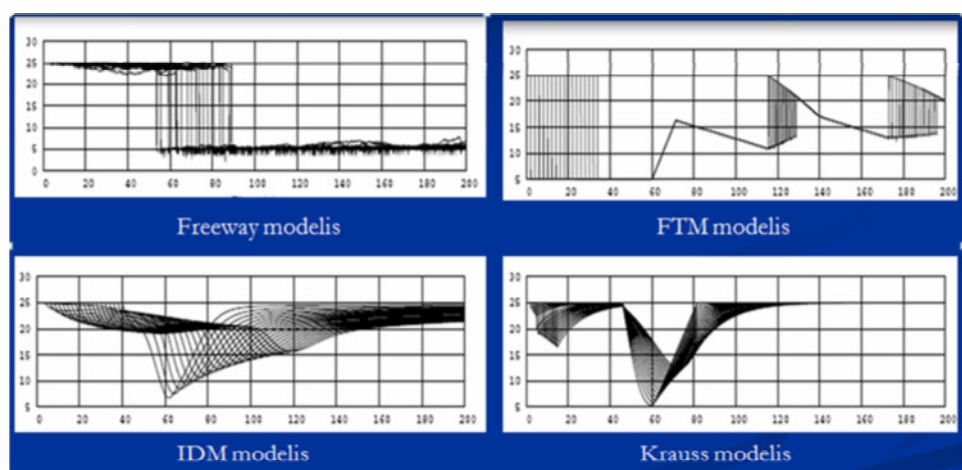
$$\frac{dv_i(t)}{dt} = a \left[1 - \left(\frac{v_i(t)}{v_{max}} \right)^4 - \left(\frac{\delta}{\Delta x_i(t)} \right)^2 \right], \quad \delta - \text{dinamiskā distance automobiļa}$$

drošai paātrināšanai:

$$\delta = \Delta x_{min} + \left[v_i(t)T + \frac{v_i(t)(v_{i+1}(t) - v_i(t))}{2\sqrt{ab}} \right], \quad \text{kur } T - \text{drošas pārvietošanās}$$

laiks līdz priekšā braucošai mašīnai vai arī laiks, ko var izmantot maksimālā vēlamā ātruma braukšanai.

Augstāk aprakstīto automobiļu kustības dinamiku var novērtēt automašīnas kustības ātrumu attiecībā pret laiku (sk. att. 1.3) modelētam scenārijam, kad vienlaikus uz lielceļa pārvietojas 20 automobiļi viens aiz otra līdz brīdim sasniedzot automobili ar ievērojami zemāku ātrumu un tad pēc noteikta laika priekšā braucošā automobīlis uzsāk paātrināšanu līdz maksimālam pieļaujamam ātruma $v_{max}=25\text{m/s}$.



Attēls 1.3. Automobiļu kustības modeļu novērtējums

Freeway un FTM kustības modelis neatpoguļo reāla automobiļu kustības dinamiku. Freeway modelis šķērslim pazūdot automobiļu kolona netiek palielināts ātrums. FTM modeļa gadījumā autokolonna priekšā lēnāk braucošu automobiļu ietekmē krasi samazina ātrumu līdz nulle, kas pārsvarā neatbilst automašīnas dinamikai. Šajā gadījumā Kausa un IDM modelis vairāk atbilst realitātei. Turpmāk salīdzinot kustības modeļus situācijās, kad automobīlis šķērsošanas krustojuma vai maina joslas, tuvu reālāki automobiļu dinamikai ir IDM paplašinātie modeļi.

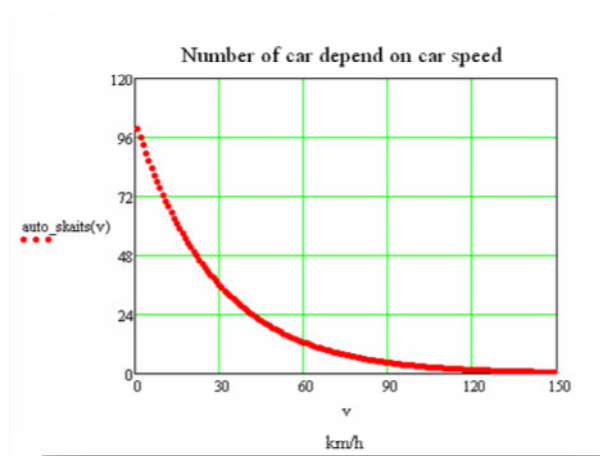
Automobiļu bezvadu tīkla pētīšanai, lai iegūtu ticamus datus, vispiemērotākie automobiļu kustības modeļi būtu Krausa un Treiber&co modeļi.

1.1.2. DSRC tīklu analīze

WLAN(IEEE802.11a/b/g standartu) izmantošanas iespējas intelektuālās transportu sakaru sistēmā (C2I - car to infrastructure) matemātiskā analīze, balstoties uz praktisko caurlaidspēju mērījumu aproksimāciju un tuvu reālā laika transporta kustības matemātiskiem modeļiem.

No rakstiem un mūsu eksperimentiem varam secināt, ka neliels ātrums dod iespēju sasniegt lielāku datu pārraides ātrumu;

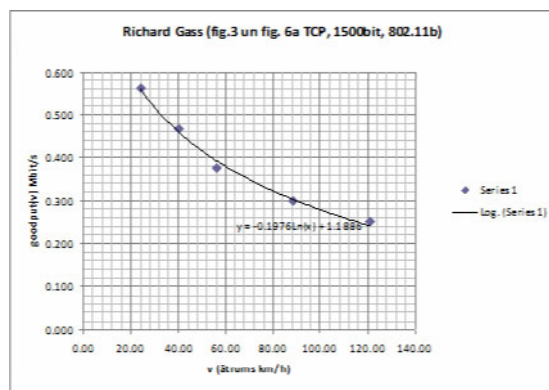
Izejot no autotransporta trafika teorijas varam secināt, ka samazinoties ātrumam (v) palielinās automobiļu blīvums, t.i. auto skaits (N) uz 1 km ceļa atkarībā no automobiļu pārvietošanās ātruma(v) jeb $auto_skaits(v)=N(v)$ un atbilstoši auto skaits WLAN piekļuves punkta zonā (AP - Access point), kuras uztveršanas zona tiek pieņemta 300 m rādiusā.



Attēls 2.1

Aproksimācija auto skaits atkarībā no pārvietošanās ātruma ar vienu joslas kustību:

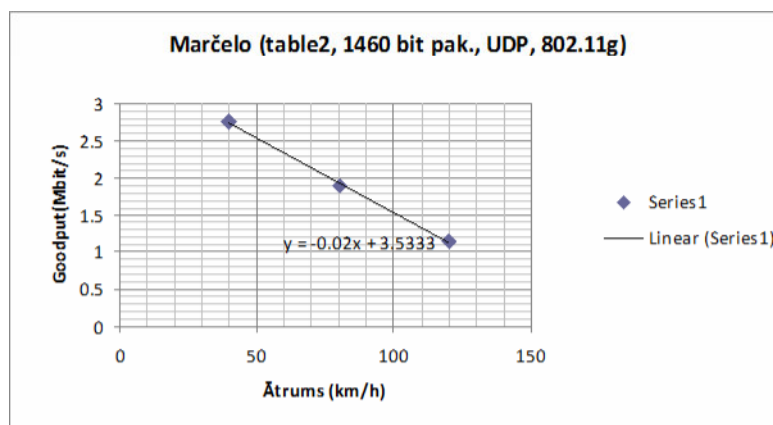
$$auto_skaits(v) = N(v) = 103.05 \cdot \exp(-0.0349v)$$



Aproksimējot R. Gass „Measurements of In-Motion 802.11 Networking” iegūtos praktisko mērījuma rezultātus:

$$goodput(v) = -0.1976 \cdot \ln(v) + 1.1886$$

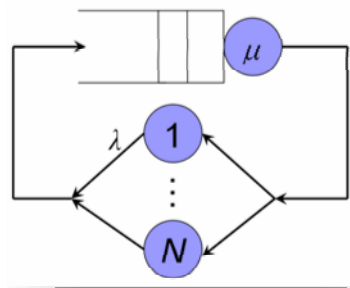
, kur $\text{goodput}(v)$ ir viena WLAN tīkla klienta caurlaidspēja atkarībā no tā kustības ātruma (v).



Tajā pašā veidā aproksimējot Marčelo darbs „Measuring the capacity of in-car to in-car vehicular network” iegūtos praktisko mērījumu rezultātus iegūst sekojošu caurlaidspējas ($\text{goodput}(v)$) izteiksmi atkarībā no auto kustības ātruma (v):

$$\text{goodput}(v) = -0.02 \cdot v + 3.5333$$

Turpmāk nepieciešams novērtēt ar rindošanas teoriju caurlaidspēju atkarībā no automobiļa kustības parametriem, izmantojot matemātisko modeli $M/M/1/N$, kur N ir automobiļu skaits jeb aktīvo lietotāju skaits. Tiek pieņemts, ka pienākošie procesiem ir Puasona raksturs (M) un šo procesu apstrāde ir eksponenciāls raksturs (M), kā arī bufera atmiņas apjoms ir bezgalīgs. Ņemot vērā to, ka eksperimentāli tika novērtēta caurlaidspēja ar vienu serveri, tad šo procesu var ilustrēt sekojoši:



, kur λ - pieprasījuma pienākšanas intensitātes (Puasona likuma);

μ - pieprasījuma apstrādes intensitāte (Eksponenciāla likuma), kurš atbilst eksperimentālo mērījumu $\text{goodput}(v)$ vērtībām.

Ja tiek pieņemts augstāk minētais matemātiskais modelis pēc rindošanas teorija, tad π_0 - varbūtība, ka sistēmā nav neviena pieprasījums un kuras iestāšanos var aprēķināt pēc sekojošas izteiksmes:

$$\pi_0 = \left[\sum_{j=0}^{N(v)} \frac{N(v)!}{(N(v) - j)!} \cdot \rho^j \right]^{-1}, j=1,2,3,\dots,N(v)$$

,kur ρ ir sistēmas utilizācijas jeb noslodzes koeficients.

Tālāk, lai novērtētu caurlaidspēju $\eta(v)$, kura būs atkarīga no $\text{goodput}(v)=\mu(v)$ un varbūtības π_0 , var izmantot sekojošas izteiksmes:

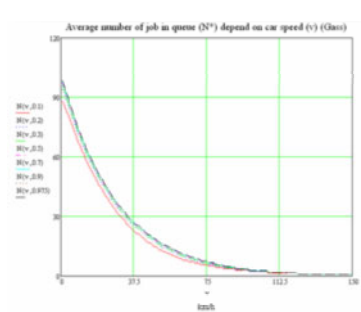
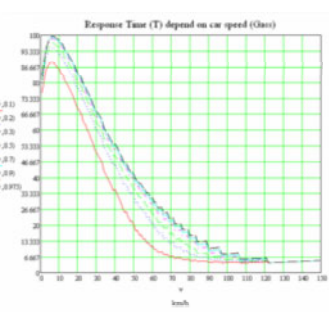
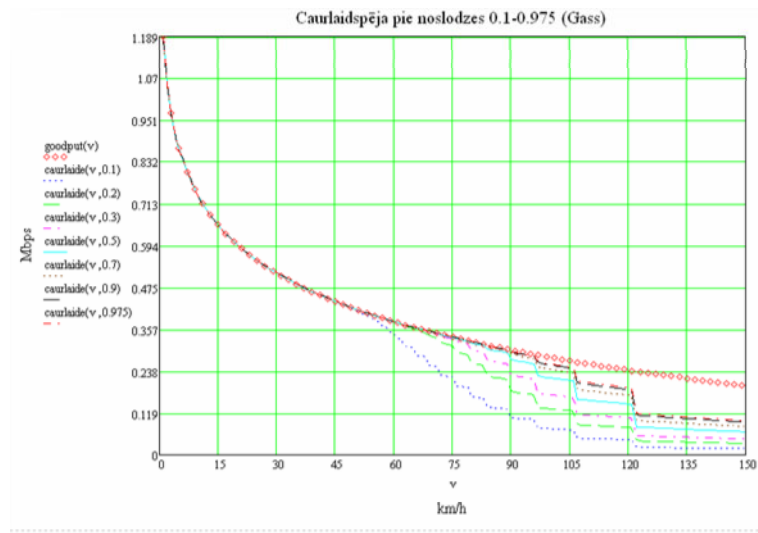
$$\eta(v) = \mu(v) \cdot (1 - \pi_0)$$

Papildus ir iespējams novērtēt pieteikuma vidējais pavadītais laiks rindā T (response time) un N^* - vidējais pieteikuma skaits rindā:

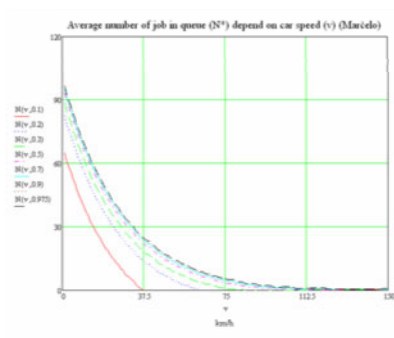
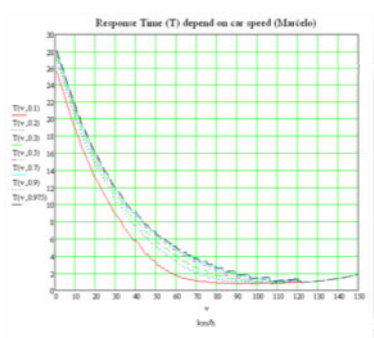
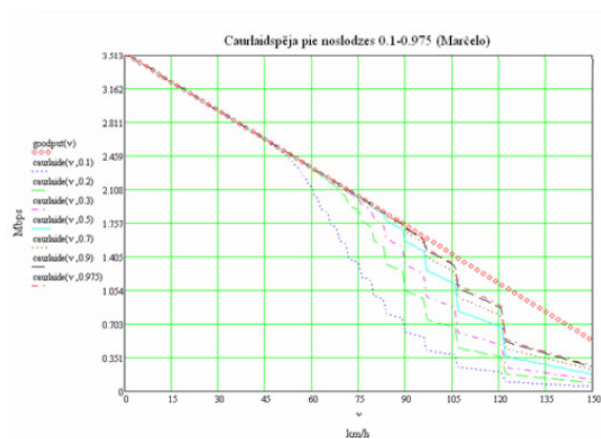
$$T(v) = \frac{N(v)}{\mu(v)(1 - \pi_0)} - \frac{1}{\lambda} = \frac{N(v)}{\mu(v)(1 - \pi_0)} - \frac{1}{\rho \cdot \mu(v)}$$

$$N^* = N(v) - \frac{\mu(1 - \pi_0)}{\lambda} = N(v) - \frac{(1 - \pi_0)}{\rho}$$

Izmantojot augstāk minētās izteiksmes, var iegūt caurlaidspējas rezultātus, ņemot vērā rindošanas teorijas modeli M/M/1/N, no Gass praktiskajiem iegūtiem rezultātiem (goodput) pie dažādiem noslodzes koeficientiem:



Tādā pašā veidā var iegūt caurlaidspējas rezultātus, ņemot vērā rindošanas teorijas modeli M/M/1//N, no Marčelo praktiskajiem iegūtiem rezultātiem (goodput) pie dažādiem noslodzes koeficientiem:



Lai varētu pietuvināties reālai situācijai, nepieciešams matemātiski izanalizēt sistēmas caurlaidspēju pie ierobežotās bufera atmiņas apjoma, izmantojot rindošanas teorijas matemātisko modeli M/M/m/K/N, kur m- serveru skaits sistēmā un K- bufera apjoms, jeb pieļaujamais N skaits rindā. Šajā gadījumā izskatīšu caurlaidspējas tendenci pie m=1 ar sekojošu matemātisku izteiksmi:

$$\pi_0 = \left[1 + \left(\sum_{j=0}^{m-1} \frac{N(v)!}{j!(N(v)-j)!} \cdot \rho^j \right) + \frac{N(v)!}{(m-1)!(N(v)-(m-1))!} \cdot \rho^{m-1} \cdot \left(\sum_{j=0}^K \left[\frac{\rho}{m} \right]^j \right)^{i-m+1} \cdot \left(\frac{(N(v)-m+1)!}{(N(v)-i)!} \right) \right]^{-1}$$

Šajā darbā tika izskatīts, kā mainīsies caurlaidspēja atkarībā no klienta skaita AP uztveršanas zonā jeb no automašīnu kustības ātruma, izmantojot rindošanas teorijas matemātisko modeli M/M/1//N. Šajā darbā kā izejošie dati tiek izmantoti Gass un Marčelo darbā aprakstītie eksperimentālie rezultāti, kur apraksta caurlaidspēju jeb goodput pie dažādiem automobiļa kustības ātrumiem, izmantojot WLAN standartus (IEEE802.11a/b/g). Izmantojot augstāk minēto matemātisko modeli, caurlaidspēja pie dažādiem noslodzes koeficientiem ir mainīga ar tendenci, jo zemāka noslodze, jo mazāka caurlaidspēja. Šāda tendence abos gadījumos ir vērojama pie automobiļa ātruma virs 50 km/h un īpaši izteikta visiem izskatītiem noslodzes koeficientiem sākot no 100 km/h. Gaidāmais pārejas process nav sasniegt, bet neskatoties uz to tika papildus izvērtēts no rindošanas teorijas puses vidējais pavadītais laiks rindā un rindas garums. Kopumā abos gadījumos rindas garumam un pavadītais laiks rindā, palielinoties automašīnas ātrumam, ir ar tendenci eksponenciāli samazināties. Vislielākās izmaiņas neskatoties uz noslodzes koeficientu ir vērojamas līdz 75 km/h. Marčelo gadījumā noslodzes koeficienta zem 0.1 tiek

vērota pat negatīva skaits rindā, kuru, protams, no loģikas būtu jāizslēdz. Gass gadījumā ap 8 km/h automašīnas ātruma pieprasījuma pavadītais laiks rindā pie visiem izskatītajiem noslodzes koeficientiem ir vērojams pārejas process.

1.2. Mobilo objektu pozicionēšanas un tīklu veiktspējas analīze.

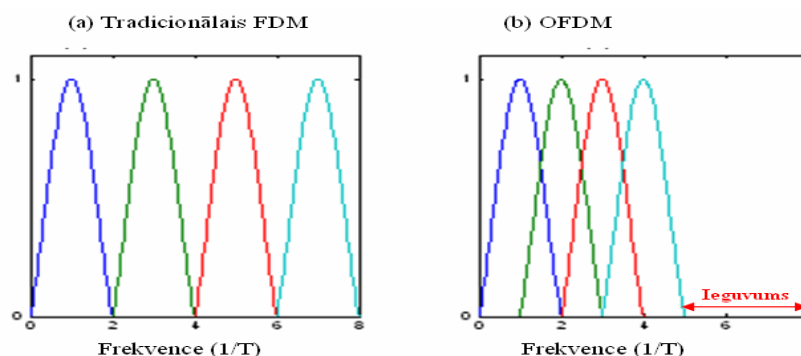
Tīklu veiktspēja atkarīga no dažādiem parametriem mobilajos bezvadu tīklos. Galvenie parametri ir mobila objekta pozicionēšana attiecībā pret piekļuves punktu, kā arī mobila objekta kustēšanas ātrums. Bezvadu tīkli izmanto OFDM iedarbībā pret daudzstaru izkropļojumiem. Tā ir vairāknesošo sakaru shēma, kurā kanāla josla platums ir sadalīts apakšnesošās un datu simboli ir modulēti un izvietoti uz katras apakšnesošās vienlaicīgi. Papildinot ar aizsarintervālu, kurš ir lielāks par kanālā izplatījuma aizturi, OFDM sistēma spēj mīkstināt starpsimbola interferenci (ISI).

Cita kopējā problēma OFDM sistēmām ir ļoti augsta jutība pret frekvenču nobīdi, izraisīta no regulējamā oscilatora nestabilitātes un kanāla inducētas Doplera nobīdes. Kanāla laika nobīde jeb neatbilstība laikā viena OFDM simbola intervāla laikā sagrauj dažādu apakšnesošo ortogonālītāti un izveido jaudas noplūdi starp apakšnesošām, zināmu kā starpnesošo interferenci (ICI). Šī ICI OFDM sistēmās samazina abas veiktspējas simbolu detektēšanā un kanāla noteikšanā. Tradicionālām ciparu modulācijas metodēm kā fāzes manipulācijas (PSK) un kvadrātūras amplitūdas modulācija (QAM), kuras ietilpst OFDM, ICI ietekmē kļūdas vektora lielumu (EVM).

Šī pētījuma galvenā uzmanība ir teorētiski un praktiski novērtējot bezvada lokālā tīklu ar Elektrotehnikas un Elektroniskās inženieru institūts (IEEE) 802.11g standartu noturību mobilā vidē kā transporta līdzeklis infrastruktūra (V2I) pret Doplera efektu.

1.2.1. OFDM pamatprincipi.

Ortogonalā frekvenčdales blīvēšana (OFDM) ir ļoti līdzīga labi pazīstamai un bieži pielietojamai frekvenčdales blīvēšanas teknikai (FDM). OFDM izmanto tos pašus principus kā FDM, kura nodrošina daudzveidīgu ziņojumu nosūtīšanu pa vienu radio kanālu. OFDM gadījumā tas ir nedaudz kontrolētā veidā, kas uzlabo izmantošanas efektivitāti, kā ilustrēts 1.1 attēlā.



1.1. att. Spektrālais salīdzinājums starp (a) FDM un (b) OFDM

Kā pa piemēru, tradicionālo FDM tiek lietots tā, ka atsevišķa frekvence tiek iedalīta katrai FM (frekvenču modulācijas) modulētai radiostacijai. Visas stacijas tiek pārraidītas vienā laikā, bet, lai tās viens otru netraucētu, tām tiek piešķirtas atšķirīgas nesošās frekvences. Uztverošā pusē katras radiostācijas signāls tiek uztverts, bet, izmantojot frekvenču joslas filtru,

tiek atfiltrēta interesējošā radiostacija. Pēc tā signāls tiek demodulēts un atjaunots oriģināli nosūtītā veidā.

OFDM nedaudz atšķiras no FDM. Tradicionālā apraidē katra radiostacija tiek sūtīta pa atsevišķām frekvencēm, FDM efektīvi lietojot, izveido atstarpes starp radiostacijām. Šajā gadījumā starp katrām radio stacijām sadalījums pa frekvenču joslu netiek koordinēts vai sinhronizēts. OFDM gadījumā ar DAB informācijas signāli no daudzām stacijām tiek kombinēti vienā blīvētā datu straumē. Šie dati tiek pārraidīti izmantojot OFDM ansambli, kurš ir izveidots kā sablīvēta pakete no vairākām apakšnesējām. Tas nozīmē, ka datu plūsma netiek sūtīta pa vienu kanālu, bet kanāls tiek sadalīts N skaita apakškanālos, pa kuriem tiek pārsūtīti dati un katrs kanāls tiek modulēts ar zemas intensitātes datu plūsmu. Vairāku nesēju shēmā darbības laiku apzīmē ar burtu T . Tā kā visi apakškanāli ir šaurjoslas, tādēļ kopējais kanāls izskatās gandrīz kā plats rimstošs signāls

OFDM signāla visas apakšnesējas ir laikā un frekvencē sinhronizētas viens ar otru, lai kontrolētu pieļaujamo interferenci starp apakšnesējām. Vairāk nesēji daļēji nosedz viens otru frekvences joslā, bet neveido starp apakšnesēju interferenci (ICI), jo tās ir izvietotas viena pret otru ortogonāli. FDM signālu pārraidīšanā ir nepieciešama liela frekvenču aizsargjosla starp kanāliem. Tas mazina frekvenču joslas izmantošanas efektivitāti. Salīdzinājumā FDM ar OFDM ne tikai uzlabo apakšnesēju ortogonāli blīvējumu dēļ samazina aizsargjoslas apjoma daudzumu, bet arī uzlabo spektrālo efektivitāti.

Visas bezvadu komunikācijas sistēmas lieto modulācijas shēmas, izveidojot informācijas signālu tā, lai to varētu efektīvi pārraidīt pa sakaru kanālu. Ļoti liela daudzuma modulācijas shēmas ir attīstītas gan analogā, gan ciparu signālu viļņa formas pārveidošanai.

Katra no nesošām FDM pārraidē var tik izmantota gan analogā, gan ciparu modulācijas shēma. Šeit nav sinhronizācijas starp pārraidēm un tā viena stacija var tikt pārraidīta izmantojot analogo frekvences modulēto (FM) signālu, bet cita ciparu fāzes manipulēts signāls (FSK). OFDM pārraidē visas apakšnesējas ir sinhronizētas viens otram ar noteiktu ciparu manipulācijas shēmu. OFDM ir simbola bāzēta, kas nozīmē, ka visas nesošās tiek pārraidītas saskaņoti, sinhronizējot laikā un frekvencē un veidojot viena spektra bloku ar ortogonāla signālu struktūru.

OFDM signāls sastāv no N nesošo summas, kuras sastāv modulētiem simbolos un katra simbola darbības ilgums ir T_s bez aizsarg intervāla, bet ar aizsargintervālu T_{IFF} , visi simboli tiek sadalīti un novietoti uz savas nesējas ar seriālā uz paralēlo konvertētāja palīdzību (Series to Parallel (S/P) converter). Katram nesējam ir atšķirīgas pulsācijas $\phi_k(t-mT_s)$. Vairāku nesēju signāls var tikt iegūts ar modulētu nesēju palīdzību un vispārīgā veidā to var pierakstīt šādi:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} \left(\sum_{k=0}^{N-1} x_{m,k} \phi_k(t-mT_s) \right) \quad (1.1)$$

kur $x_{m,k}$ ir modulēti dati k -tajam apakšnesējam m -tajā signāla intervālā;

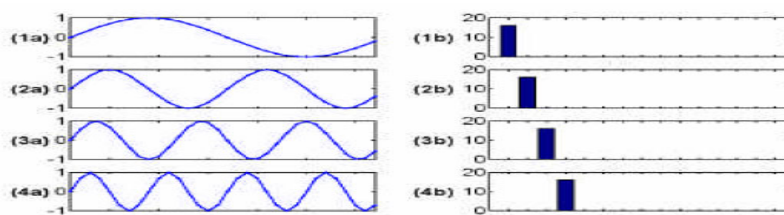
T_s – simbola impulsa garums bez aizsargintervāla;

$\phi_k(t-mT_s)$ – apakšnesošā pulsācija;

OFDM simbols tiek veidots no vairākiem nesējiem, manā maģistra darbā šos nesējus saukšu par apakšnesējiem, bet signāla nesēja termiņu rezervēšu, lai aprakstītu radio frekvenču nesēju, kura uzdevums ir miksēt signālu pamatjoslai. Pavisam ir vairākas metodes, lai pārbaudītu OFDM signāla ortogonālītāti. Lai nodrošinātu šo ortogonālītāti nepieciešams pievērst uzmanību sinhronizācijai, lai starp apakšnesējām samazinātu interferenci, kuru var radīt, piemēram, Doplera efekts.

1.2.2. Ortogonālītāte

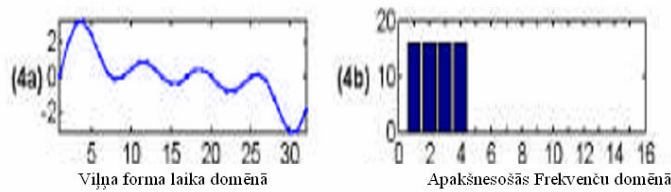
OFDM galvenā ideja ir apakšnesēju ortogonālītāte. Signāli ir ortogonāli, ja tie ir savstarpēji atkarīgi viens no otra. Ortogonālītāte ir rakstura īpašība, kura pieļauj vairāku informācijas signālu pārraidīšanu pa kopējo kanālu un pēc tam detektēt bez interferences. Ortogonālītātes zudumi izraisa informācijas signālu izplūdumus un degradē komunikācijas iespējas OFDM tehnoloģijas sistēmās. Gandrīz visām blīvēšanas shēmām ir raksturīga ortogonālītāte. Laikdales blīvēšana (TDM) pieļauj vairāku informācijas signālu pārraidi pa vienu signāla kanālu, piešķirot vienreizēju laika slotu katram atdalītam informācijas signālam. Katrā laika slotā tikai signāls no viena avota tiek pārraidīts, novēršot jebkādu interferenci starp daudziem informācijas avotiem. No tā var secināt, ka TDM piemīt ortogonālītāte. Frekvenču joslā pārsvarā FDM sistēmas ir ortogonālas, kad tiek sadalīts katrs pārraidāmais signāls tā, lai tas ir pietiekami izkārtots ar atstarpēm. Šī atstarpe ir nepieciešamas, lai nodrošinātos pret frekvenču interferenci. Apakšnesējas OFDM signālā tiek izkārtotas tik tuvu, cik teorētiski ir iespējams, lai uzturētu ortogonālītāti starp tām. OFDM ortogonālītāti frekvenču joslā nodrošina ar izvietojšanu tā, lai sadalītu katru informācijas signālu dažādās apakšnesējās. OFDM signāls tiek izveidots no vairāku sinusoīdu vai kosinusoīdu summas, kur katrai atbilstoši ir apakšnesēja. Pamatjoslas katras apakšnesējas frekvence ir izvēlēta tā, lai tā būtu simbola laika inversais vesels skaitlis. Tā rezultātā visas apakšnesējas satur ciklus no veseliem skaitļiem uz simbolu un iegūst ortogonālas apakšnesējas. OFDM signāla konstrukcija ar četrām apakšnesējām ir ilustrēta 1.2 attēlā.



1.2. att. OFDM četrus apakšnesējo signālu

konstrukcija (a)laika un (b)frekvenču joslā

1.2. attēlojumā no 1a līdz 4a tiek parādītas četras individuālas apakšnesējas ar 1,2,3, un 4 cikliem uz simbola atbilstoši izkārtojumam. Visām apakšnesējām fāze ir nulle. No 1b līdz 4b tiek parādīts FFT no 1a līdz 4a signālu laika joslā atbilstoši. Bet attēlojumā 1.3. tiek atspoguļota visu četru apakšnesēju summa laika un frekvenču joslā.



1.3.att. OFDM četru apakšnesošo signāla
summa (4a) laika un (4b) frekvenču joslā

Funkciju kopa ir ortogonāla viens otram, ja tām izpildās (1.5.) attēlotais matemātiskais vienādojums. Visi apakšnesēji OFDM sistēmā ir sinusoīdas vai kosinusoīdas formas. Apgabals, periodā $[0; 2\pi]$, kur ir sinusoīdas vai kosinusoīdas viļņa forma, ir vienāds ar nulli.

Lai pierādītu ortogonalitāti, tad pieņemam, ka sinusoīdas frekvence f_n un sareizinām to ar citu sinusoīdas frekvenci f_m , kur abas gan n , gan m ir veseli skaitļi. Piemēram, ja abas ir sinusoīdas:

$$f(t) = \sin(2\pi f_m t) \cdot \sin(2\pi f_n t), \quad (1.2.)$$

kur f_m un f_n – dažādas frekvences;
 n un m veseli skaitļi.

Šī vienādojuma apgabala viens periods ir:

$$F(t) = \int_0^{2\pi} \sin(2\pi f_m t) \cdot \sin(2\pi f_n t) dt \quad (1.3.)$$

Tas ir ļoti svarīgi, lai frekvenču josla būtu:

$$f_k = k \frac{\Delta f}{2} = k \frac{BW}{2N}, \quad k \in \{-(N-1), \dots, -3, -1, 1, 3, \dots, (N-1)\}, \quad (1.4.)$$

kur N ir apakšnesēju skaits un BW ir apakšnesēju josla platums.

Lietojot vienkāršas trigonometriskas sakarības iegūstot rezultātu, kurš ir vienāds ar divu sinusoīdu frekvenču $f_m - f_n$ un $f_m + f_n$ summu, kā rezultātā integrālis vienā periodā kļūst par nulli.

$$F(t) = \int_0^{2\pi} \left[\frac{1}{2} \cos((f_m - f_n)2\pi t) - \frac{1}{2} \cos((f_m + f_n)2\pi t) \right] dt = 0 \quad (1.5.)$$

Vispārīgi visiem veseliem skaitļiem m un n , funkcijas $\sin(2\pi f_m t)$, $\sin(2\pi f_n t)$, $\cos(2\pi f_m t)$, $\cos(2\pi f_n t)$ ir ortogonālas cita citai. Ortogonālitate ir pamat prasība OFDM sistēmās un tā ļauj pārsūtīt vienlaicīgi vairākus apakšnesējus šaurā frekvenču joslā bez ICI, kā arī ļauj atdalīt dažādas datu plūsmas uztvērējam. OFDM sistēmās laika viļņa modulācija visām k -tajām datu plūsmām tiek definēta:

$$\varphi_k(y) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j2\pi f_k t} & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{cits} \end{cases}, \quad (1.6.)$$

kur T ir simbolu ilgums apakšnesēju plūsmā un

$$f_k = f_0 + \frac{k}{T}, \quad k \in [0, 1, 2, \dots, N-1] \quad (1.7.)$$

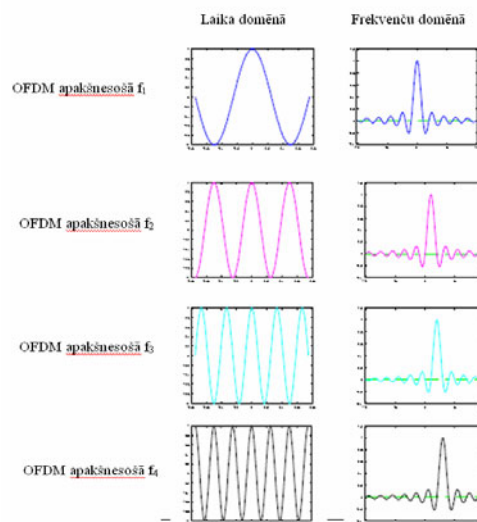
Ja jebkuras divas dažādas funkcijas no kopas tiek reizinātas, integrētas simbola perioda garumā ir vienāds ar nulli, tad funkcijas ir ortogonālas.

$$\int_0^T \varphi_k(t) \varphi_l^*(t) dt = \begin{cases} G & k = l \\ 0 & k \neq l \end{cases} \quad (1.8.)$$

Kur φ_l^* apzīmē kā komplekso pāri $\varphi(t)$ intervālā $[0, T]$.

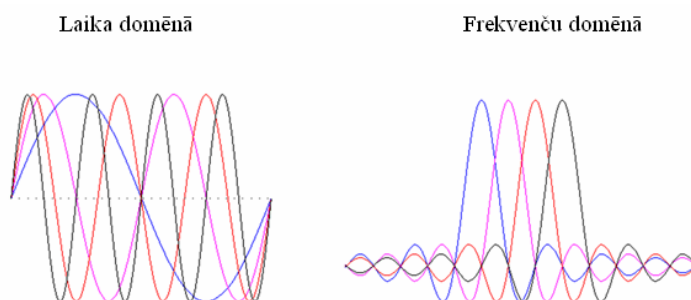
OFDM apakšnesošās ir ortogonālas viens otram, ja reizinot divas apakšnesēju viļņa formas un integrētas pa simbola laika periodu iegūstam nulli. Reizinot divas viļņus kopā ir tas pats, kā samiksēt divas apakšnesējas, iegūstot summu un dažādas frekvenču komponentes, kuras vienmēr būs vesela skaitļa apakšnesēju frekvences. Kopš sistēma ir lineāra, var integrēt rezultātu, ņemot integrāli no katras frekvences komponenta atsevišķi, tad kombinējot rezultātu, pievienojot divus apakšintegrāļus. Divas frekvenču komponentes pēc miksēšanas ir cikls no vesela skaitļa periodā un tā apakšintegrālis no katras komponentes būs vienāds ar nulli, tā pat kā integrālim no sinusoīdas pa visu periodu ir nulle. Abi apakšintegrāļi ir nulle un rezultāts summā arī būs nulle, līdz ar to var secināt, ka frekvenču komponentes arī būs ortogonālas viens otram.

Cits ceļš, kā novērtēt OFDM signāla ortogonālitate, ir apskatīt tā spektru. Frekvenču joslā katrai OFDM apakšnesošai ir sinc ($\sin(x)/x$) frekvenču reakcija, kā parādīts 1.4. attēlā frekvenču reakcija četrām dažādam frekvencēm.



1.4. att. OFDM apakšnesošā frekvenču joslā

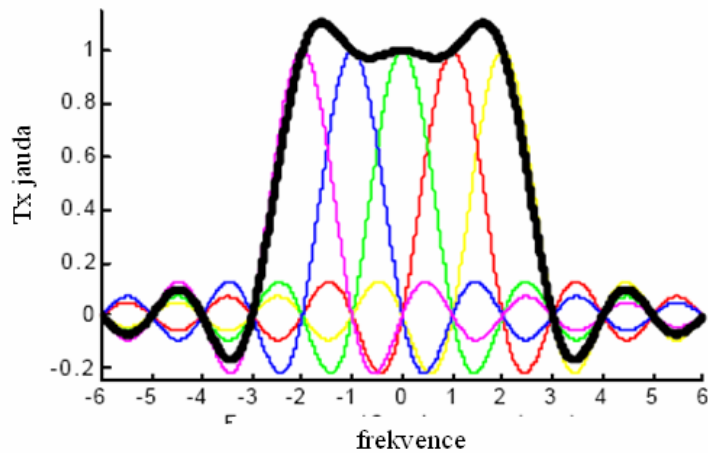
Kā redzams attēlojumā 1.5 attēlojumā iepriekš izskatītā OFDM četru apakšnesiņu summa laika josla (domēnā) rezultāts atbilstoši nesošās savstarpējā izvietojšanā frekvenču joslā.



1.5. att. Četras ortogonālas apakšnesošās vienā OFDM simbolā

Kamēr raiduztvērējs ir iejaukts katra OFDM signāla pārsūtīšanai ar noteiktu laiku (T_s) bez koniskas nogāzes simbola beigās. Šis simbols laiks atbilst apakšnesošās savstarpējai izvietojumam, ko aprēķina $1/T_s$ Hz, ja neņem vērā aizsargintervālu (GI). Šis taisnstūra viļņa forma laika joslā rezultātā sinc frekvencē izsauc frekvenču joslā. Sinc formai ir šaurs galvenais izcilnis ar daudziem sānu izciļņiem, kuri samazinās lēnām amplitūdā no centrālās centrālās frekvences. Katrai apakšnesošai ir pīķis centrālajā frekvencē un nulles līdzīgi dalītās frekvenču intervālā, kas atbilst apakšnesošās dalījumā.

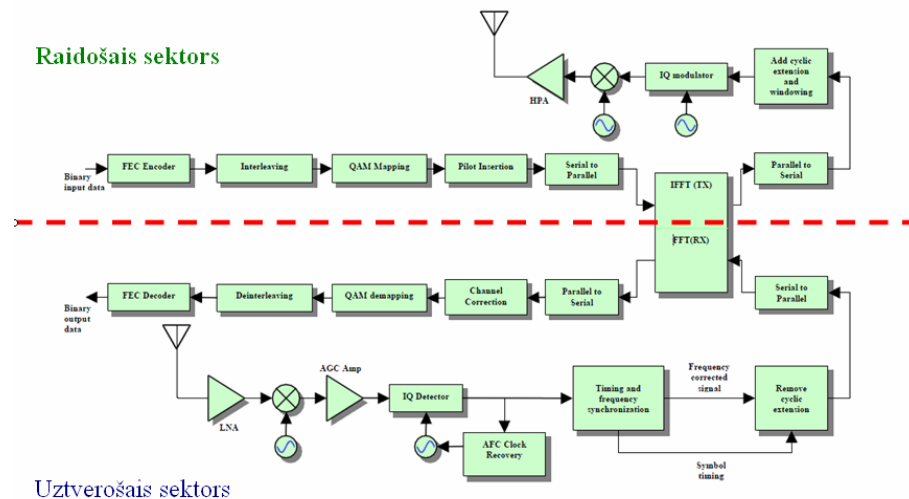
Pārraidē ortogonālitate ir katras nesošās smailes rezultāts, kurš atbilst citu nesošo nullēm. Kad šis signāls tiek detektēts, izmantojot diskrēto Furjē transformāciju (DFT), spektrs nav vienlaidus, kā parādīts 1.6. attēlojumā, bet sastāv no diskrētiem paraugiem. Grafikā ar biezu melnu līniju tiek ievilta piecas apakšnesošās vispārīgu kombinēto reakciju frekvenču joslā. Ja DFT ir laikā sinhronizēts, DFT frekvenču nolases atbilst apakšnesošo smailem, tādā veidā frekvenču pārklāšanās reģionā starp nesošām neietekmē raiduztvērēju. Mērītās virsotnes atbilst nullēm visām citām apakšnesošām, rezultātā iegūst ortogonālitate starp apakšnesošām.



1.6. att. Apakšnesošo summējošais spektrs

1.2.3. OFDM signāla ģenerēšana un uztveršana

OFDM signāls pārsvarā tie ģenerēts diskrēti, jo problemātiski ir izveidot fāzes stabilizējošo ģeneratoru no lielu aizsprostu un uztvērējus analogā joslā. Fāzes trokšņi tiek pārstāvēti frekvenču joslā no ātri, īsā laikā, nejaušā fluktuācijā viļņa fāzē, kas ietekmē laika josla stabilitāti, sauc arī par trīcēšanu. Kopumā runājot radio frekvenču inženieri cīnās ar ģeneratora fāzes trokšņiem, bet ciparu sistēmas inženieri cīnās ar taktimpulsa ģeneratora trīcēšanu. Attēlā 1.7. tiek parādīta tipiskā OFDM raiduztvērēja blokshēma.



1.7. att. OFDM raiduztvērēja blokshēma

Raidošais OFDM sektors sagatavo ciparu datus radīšanai, iegūstot manipulētu signālu apakšnesošo kartēšanā amplitūdā un fāzē, tad to datu spektrālās komponentes tiek pārveidotas laika joslā, izmantojot inverso diskrēto Furjē transformāciju (IDFT). Inversā ātrā Furjē transformācija (IFFT) veic tādas pašas darbības, kā IDFT, vienīgā atšķirība tā ir daudz vairāk

aprēķināšanai pielāgotāka, un tāpēc tā tiek lietota visās praktiskās shēmās. Lai pārraidītu OFDM signālu, laikā joslā aprēķinātu signālu līdz nepieciešamai frekvencei.

OFDM uztverošais sektors visas darbības veic pretēji, miksēto RF signālu pārveido uz pamatjoslu, tad tiek izmantots FFT, lai analizētu signālu frekvenču joslā. Apakšnesošo amplitūdas un fāzes tiek izlasītas un konvertētas atpakaļ ciparu datos.

1.2.4. Datu kodēšana un skrembleris

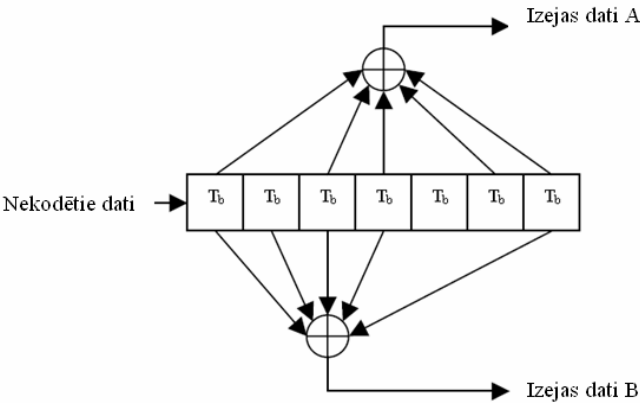
Balstoties uz standartu, datiem jābūt kodētiem ar konvolūcijas kodu, kura ātrums ir $R = \frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$ vai $\frac{3}{4}$, balstoties uz vēlamo datu pārraides ātrumu. Kā rāda 1.1. tabulā, kur ir apkopota kodēšanas virstēriņi atbilstoši modulācijas veidam un datu pārraides ātrumam.

1.1. tabula

Kodēšanas virstēriņu tabula

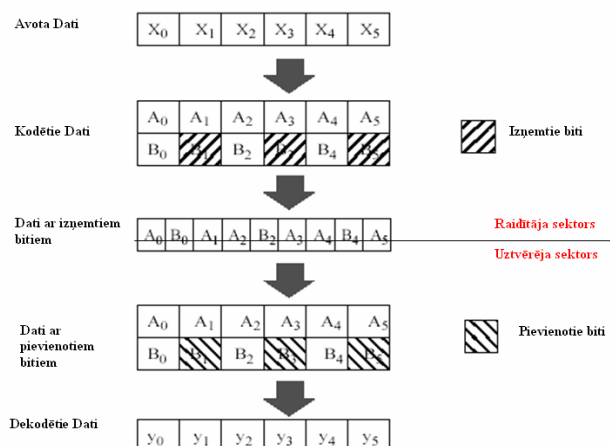
Datu pārraides ātrums Mbps	Modulācija	Kodēšanas ātrums (R)	Kodēti bitu uz vienu apakšnesošo (N _{BPSK})	Kodēti bitu uz vienu OFDM simbolu (N _{CBPS})	Datu bitu skaits uz vienu OFDM simbolu (N _{DBPS})
6	BPSK	1/2	1	48	24
9	BPSK	3/4	1	48	36
12	QPSK	1/2	2	96	48
18	QPSK	3/4	2	96	72
24	16QAM	1/2	4	192	96
36	16QAM	3/4	4	192	144
48	64QAM	2/3	6	288	192
54	64QAM	3/4	6	288	216

Konvolūcijas koderis izmanto standarta polinomu ģeneratoru, $g_0 = 133_8$ un $g_1 = 171_8$ no $R = \frac{1}{2}$ ātruma. Un vizuāli tiek ilustrēta 1.8. attēla blokshēmā ar septiņiem trigeriem T_b .

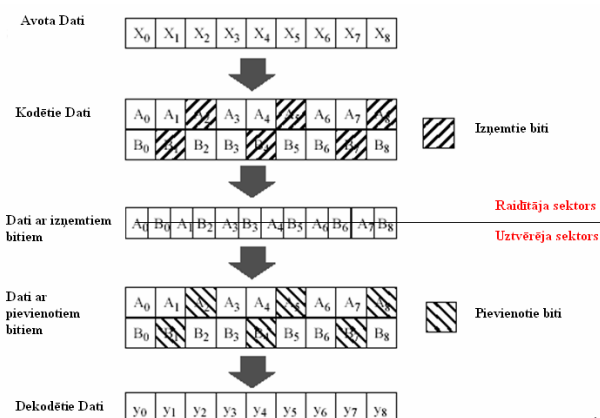


1.8. att. OFDM konvolūcijas kodera shēma (k=7)

Lielāku pārraides ātrumu varam iegūt, izmantojot „bitu izņemšanu” (*angļu valodā – puncturing*). Tā ir metode, kurā tiek palaisti garām daži kodētie biti raidītājā, tā samazinot pārraidīto bitu skaitu un palielinot kodēšanas ātrumu. Dekodēšanas iekārtā garām palaisto bitu vietā tiek ievietotas neeksistējošie biti ar vērtību nulle, kuriem nekāda saistība nav ar izņemtiem bitiem. Pateicoties Viterbī algoritma unikalitātei šo neīsto bitu izvietošanas datu virknē neietekmē vēlamo rezultātu. Attēlos 1.9. un 1.10. tiek ilustrēta OFDM datu pārraides ātruma regulācijas izpildījums.

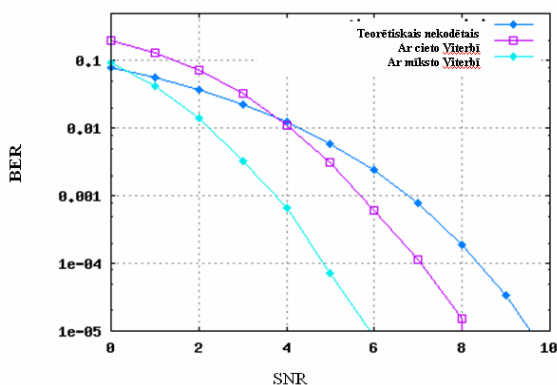


1.9. att. OFDM $R=2/3$ kodēšanas ātruma izpildījums

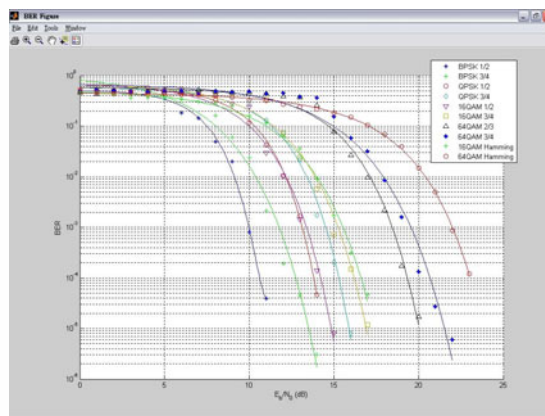


1.10. att. OFDM $R=3/4$ kodēšanas ātruma izpildījums

Dekodēšanai tiek ieteikts Viterbi algoritms. Kā rezultātā, izmantojot Viterbi kodēšanas algoritmu var palielināt OFDM signāla SNR efektivitāti [16]. Ilustrācijā 1.11. (a) var novērtēt Viterbī algoritma veikspēju signālam ar BPSK manipulāciju AWGN ietekmē. Kā rezultātā tiek simulēta signāla trokšņa attiecības SNR un novērtēts bitu kļūdu skaits BER, iegūstot trīs līknes. Vienā gadījumā bez Viterbī algoritmu un divos citos ar mīkstos un cieto Viterbī dekodēšanas algoritmiem. Bet ilustrācijā 1.11. (b) var novērtēt BER pret E_b signāla N_0 trokšņa attiecībām, izmantojot dažādu konvolūcijas kodēšanas ātrumus, kā arī salīdzinājumā ar mazāk veikspējas ziņā kanāla kodēšanas koderis, kā Hemminga.



(a)

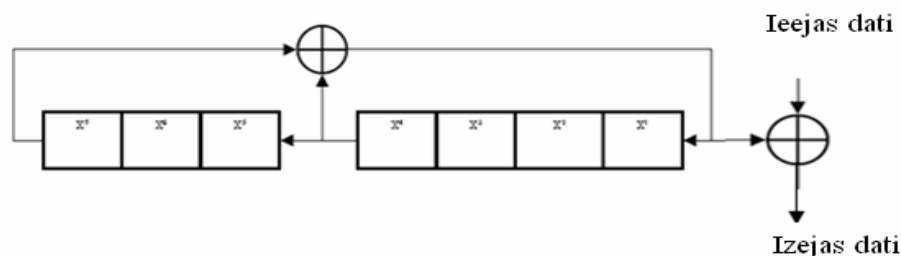


(b)

1.11. att. (a) Viterbi dekodera veikspējas novērtējums BPSK signālam AWGN ietekmē

(b) BER pret SNR ar dažādiem konvolūcijas kodēšanas ātrumiem.

Kad OFDM pārraide notiek daudzstaru radio vidē, frekvenču selektīvie feidinki vai pāmīrumu rezultātā apakšnesošo grupas var tik smagi vājinātas, kā rezultātā palielinās kļūdaino bitu skaits. Pat mazsvāīgās frekvenču kanāla impulsa reakcija var radīt informācijas sūtīšanu blakus apakšnesošā, kā rezultātā informācijas daudzums var tik zaudēts un palielinātos zaudēto bitu skaits uz katra simbola. Pārsvarā turpvērstā kļūdu labošanas (FEC) shēmas strādā labāk, ja kļūdas ir vienmērīgi sadalītas, bet ne ar lielām grupām. Šajā sakarā, lai uzlabotu veikspēju, daudzās sistēmās tiek izmantots skremblers, kā ilustrēts 1.12. attēlojumā skremblers ar polinomu $S(x)=x^7+x^4+1$.



1.12. att. Skremblers ar 127 bitu atkārtojumu

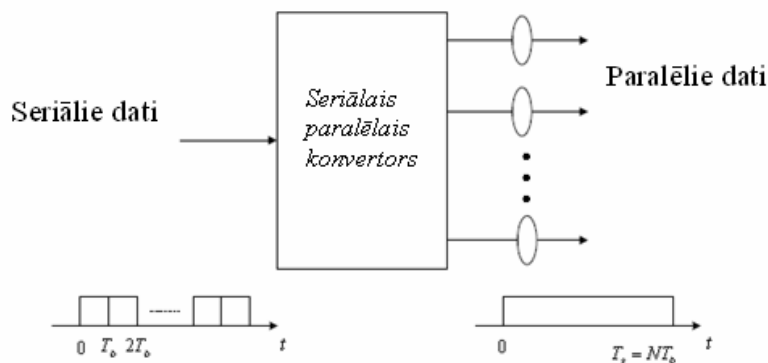
Tas tiek ieviests nejaušu apakšnesošo piesaistīšanai katram secības datu bitam. Uztverošā pusē pretēji skremblerim tiek lietots, lai dekodētu signālu. Tā rezultātā tiek atjaunota oriģinālā datu bitu secība, bet grupa no bitu kļūdām izplatība tiek sadalīta vienmērīgi laikā. Nejauša kļūdaino bitu izvietošana uzlabo FEC veikspēju un sistēmu kopumā.

1.2.5. Seriālā uz paralēlo pārveidošana

Tipiski dati, kas tiek pārsūtīti, ir seriālu datu plūsma. OFDM, kur katrs simbols satur 40-4000 bitus, ir nepieciešams ienākošo seriālo datu plūsmu konvertēt uz paralēlo OFDM simbola

plūsmu. Seriālie dati, kuri ir piestiprināti katram simbolam, ir atkarīgi no ciparu manipulācijas shēmas un apakšnesošās numura. Kā, piemēram, apakšnesošais 64-QAM ciparu manipulācija katra apakšnesošā satur 6 datu bitus un tā, izmantojot 48 apakšnesošās pārsūtīšanai, viena OFDM simbola bitu apjoms būs 288.

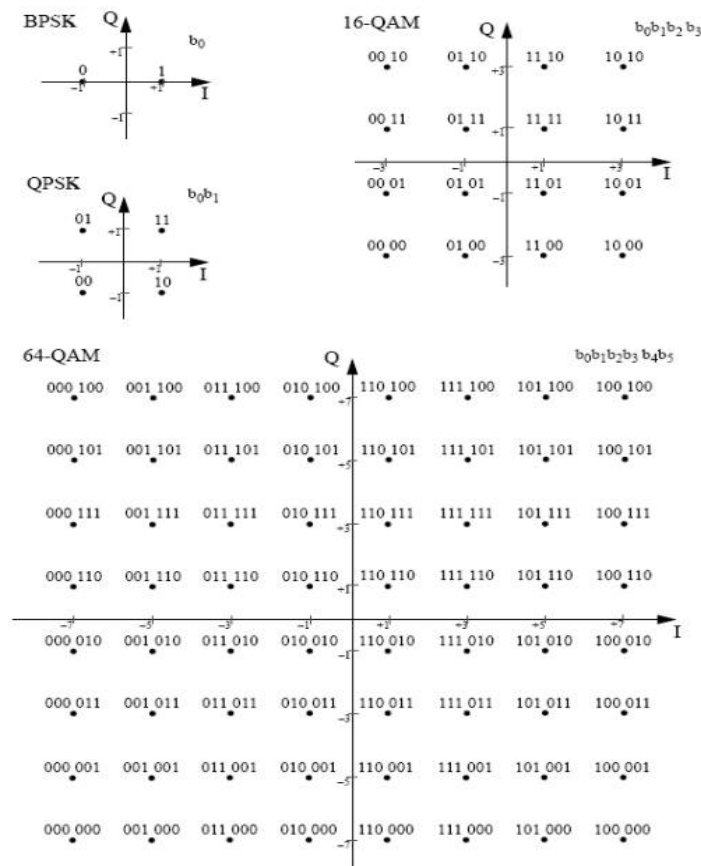
Adaptīvās modulācijas vai manipulācijas shēmas tiks apskatītas vēlāk, manipulācijas shēmas, kas tiek izmantotas katrai apakšnesošai var mainīties un tā arī bitus skaits uz vienu apakšnesošo var mainīties. Kā rezultāts seriālai uz paralēlo konvertēšanas uzdevums ir katru apašnesēju aizpildīšana ar datiem, kā ilustrēts 1.12. attēlojumā. Uztvērējā notiek pretējais process, kad dati tiek konvertēti atpakaļ oriģinālā seriālā datu plūsmā.



1.12. att. Seriālais paralēlais konvertors

1.2.6. Apakšnesošo modulācija un signāla kropļojuma radītās kļūdas

Kad katrai apakšnesošai tiek piešķirti biti pārraidei, tās tiek kartētas, izmantojot manipulācijas vai modulācijas shēmas, apakšnesējas amplitūdas un fāzes, kuras ir kompleksie vektori fāzē (I) un kvadratūras (Q) atbilstoši. Reāli tās ir divas sinusoīdas ar vienādu frekvenci, kur viena ir fāzē, bet otra 90^0 nobīdīta. Tāpēc arī runā par sinusoīda un cosinusoīda svārstībām, kuras ir viens otram ortogonālas. Attēlojumā 1.13. tiek parādīta kā piemērs apakšnesošo 16-QAM manipulācijas kartēšana ir 4 biti katram simbolam. Katra četru bitu kombinācija atbilsts unikālam IQ vektoram, kas tiek atveidots ar punktu uz konstelācijas. Lielāko daļu modulācijas shēma bitu skaits, kas tiek pārraidīts, var būt mainīgs. Vektspējas analīzes no biežāk lietojamām manipulācijas shēmām tiek ilustrēta 1.13. attēlā.



1.13. att. OFDM konstelācijas[23].

1.13. attēlojumā var redzēt BPSK, QPSK, 16-QAM un 64-QAM manipulācijas konstelāciju diagrammas ar binārām vērtībām. Modulatoros tiek pielietota Greja kārtošana, kas nozīmē,

ka blakus simboli atšķiras tikai par vienu bitu.

PSK modulatorā informācija tiek pārnesta signāla nesēja fāzē un vispārināti M-sakārtojuma PSK tiek attēlots kā:

$$s_m(t) = A \cos(2\pi f_c t + m2\pi / M) \quad , \quad 0 < t \leq T \quad (1.9.)$$

kur A ir fiksēta amplitūda(V) un f_c ir nesēja frekvence (Hz).

Šeit tiek uzrādīti divi PSK veidi:

- *BPSK* modulatorā ieejas datu plūsma (0 un 1) tiks modulēti ar 0° un 180° fāzes pārbīdi (citiem vārdiem, $0^\circ = 0$ un $180^\circ = 1$). Kā mēs varam redzēt BPSK pārnes vienu bitu ar viena simbola palīdzību.
- *QPSK* modulatorā, kuram ir par divām fāzēm vairāk salīdzinot ar BPSK, tiek modulētas datu plūsmas ar 0° , 90° , 180° un 270° fāzes pārbīdi. QPSK modulācija var pārnest 2 bitus ar viena simbola palīdzību.

QAM modulatorā, informācija tiek pārnesta ar abiem gan amplitūdu, gan nesēja fāzi un tiek pielietoti divi sinusoidāli nesēji, kuriem savā starpā fāze ir 90° grādi. Pateicoties tam, ka nesēji ir ortogonāli, nesējus var modulēt neatkarīgi vienam no otra. Vienu sauc par fāzes

komponenti (I), bet otru (ar 90° fāzes pārbīdi) sauc par kvadratūras komponenti (Q). Vispārīgā gadījumā pārraidītais QAM signāls var tikt izteikts šādi:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= A(t) \cos(2\pi f_c t + \varphi(t)) \\ &= A(t) \cos(\varphi(t)) \cos(2\pi f_c t) - A(t) \sin(\varphi(t)) \sin(2\pi f_c t) \end{aligned} \quad (1.10.)$$

kur $A(t)$ norāda amplitūdas līmeni.

Fāzes komponenti attēlo $s_I(t)$ un kvadratūra komponenti attēlo $s_Q(t)$, kuras var izteikt šādi:

$$s_I(t) = A(t) \cos(\varphi(t)) \quad (1.11.)$$

$$s_Q(t) = A(t) \sin(\varphi(t)) \quad (1.12.)$$

Savukārt $s_m(t)$ būs:

$$s_m(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (1.13.)$$

$s_m(t)$ kompleksajā formā var uzrakstīt šādi:

$$s_m(t) = R\{(s_{bb}(t)e^{2\pi f_c t})\} \quad (1.14.)$$

kur $R\{\}$ apzīmē reālo daļu un

$$s_{bb}(t) = s_I(t) + js_Q(t) \quad (1.15.)$$

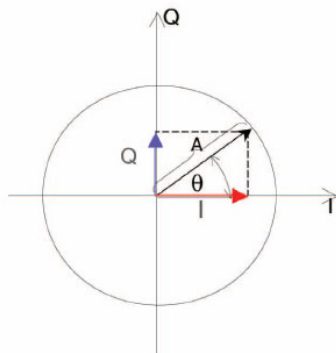
sauc par signāla pamatjoslas ekvivalenti.

Konstelācijas punktu aprēķina pēc vienkāršās Pitogora teorēmas: iegūstot divu signālu vektora garumu A un leņķi θ A vektoram pret I komponenti.

$$(A - \text{garums}) = \sqrt{s_I^2 + s_Q^2} \quad (1.16.)$$

$$(\theta - \angle) = \tan^{-1}(s_Q / s_I) \quad (1.17.)$$

Uz attēla 1.14. vērojama iegūta vektora izmērs un virziens, kur vektora gala punkts ir punkta izvietojums uz konstelācijas.



1.14. att. Modulācijas signāla I un Q komponentu vektora summa

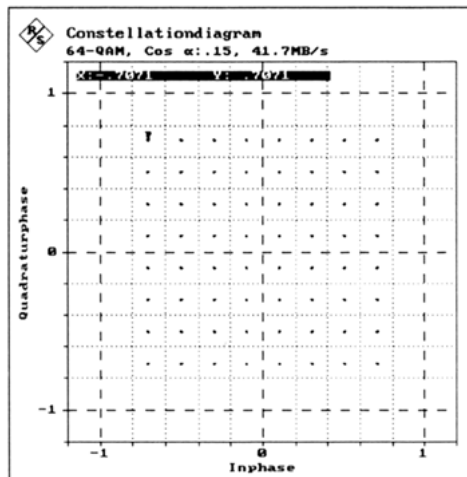
WLAN standartos tiek izmantotas manipulācijas shēmas ar dažādiem datu pārraides ātrumiem, kā redzams tabulā 1.2.

1.2. tabula

Manipulācijas shēmas WLAN ar IEEE802.11g standartu

Datu pārraides ātrums (Mbps)	Manipulācijas shēma
6, 9	BPSK
12, 18	QPSK
24, 36	16QAM
48, 54	64QAM

Pārraides laikā signālam piesummējas trokšņi un izkropļojumi, kas veidojas no termiskiem trokšņiem, signāla jaudas samazinājuma un kanāla nelinearitātes. Manipulācijas shēmu konstelācijas tiek izmantotas, lai vizualizētu ciparu signāla kvalitāti un kropļojumus. Praksē vienmēr ir vairāku manipulācijas kombinācijas kļūdas, kuras ir diezgan grūti atdalīt un identificēt, lai novērtēt konstelācijas diagrammas mērījumus tiek izmantotas matemātiskā un statistiskās metodes. 64-QAM konstelācijā 1.15.att. var novērtēt ideālu gadījumu, kad SNR ir pietiekoši liela un kropļojumi nav vērojami.

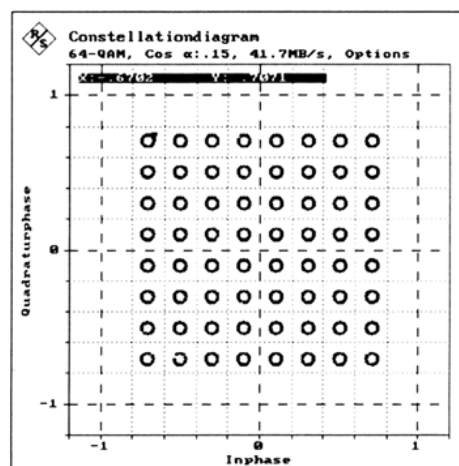


2.15.att. Ideāla 64QAM konstelācijas diagramma

Attēlojumā tiek pārrādīta 64QAM manipulācija ar sekojošiem parametriem: maksimālais pārraides ātrums 41.73 Mbps, kosinuss roll-off filtrs ar roll-off faktoru $r=0.15$ un pseido nejaušu bināru secību datu pārraidi, bez kodēšanas.

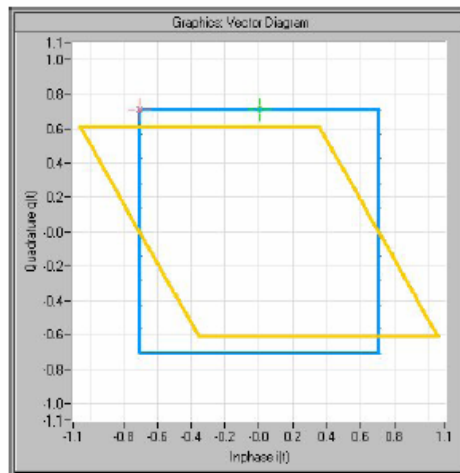
Signāla I un Q komponentes dažās pastiprinājums var izsaukt amplitūdas nelīdzsvarotību. Konstelācijas diagrammā amplitūdas nelīdzsvarotība tiek attēlota, kur viena signāla komponente tiek paplašināta, bet cita saspiesta. Tas saistīts ar to, ka uztvērēju automātiskais pastiprinājuma kontrolieris uztur pastāvīgu vidējo signāla līmeni.

Fāzes kļūda jeb kvadrātūra kļūda (Quadrature Error) ir starpība starp I un Q komponentes leņķa, kam būtu jābūt 90° . Fāzes kļūda izsauc I/Q manipulatora fāzes nobīdes kļūdu, kā rezultātā komponentes vairs nav ortogonālas viens otram, jeb leņķis starp I un Q vektoriem nobīdās no ideāliem 90° un tas veic nobīdi pozitīvā un negatīvā virzienā. Konstelācijas diagrammā kļūda tiek atspoguļota, kā rotējošs radītājs, kas riņķo apkārt ideālam signāla stāvoklim un pēc rotēšanas virziena var noteikt nobīdes virzienu no ideālā $<90^\circ$. 1.16. attēlā tika ilustrēta diagramma uz tiem pašiem nosacījumiem, kā pirmā, bet ar fāze kļūdu un bez citām kļūdām.



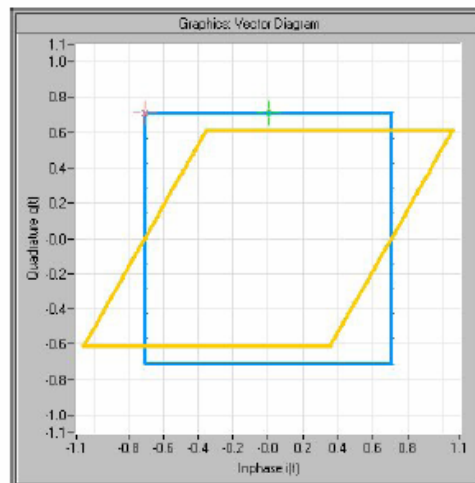
1.16. att. Attēlā tiek attēlota 16-QAM manipulācija ar I/Q komponentes fāzes kļūdu.

1.17. attēlā var novērot fāzes kļūda radīto nobīdi, pie kuras I/Q komponentēm ir kvadrātūras kļūdā, kad leņķis ir lielāks par 90^0 .



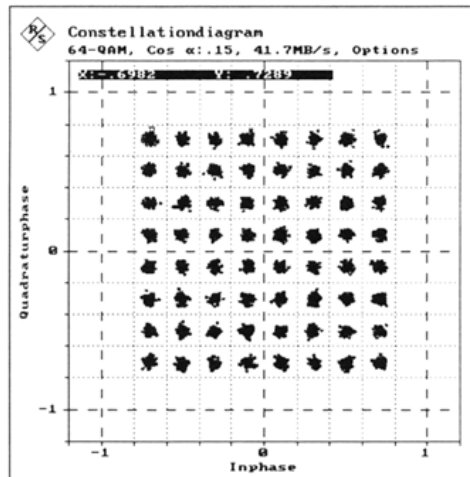
1.17. att. Ar pozitīva kvadrātūras kļūda.

1.18. attēlā var novērot fāzes trokšņa radīto nobīdi, pie kuras I/Q komponentēm ir kvadrātūras kļūdā, kad leņķis ir mazāks par 90^0 .



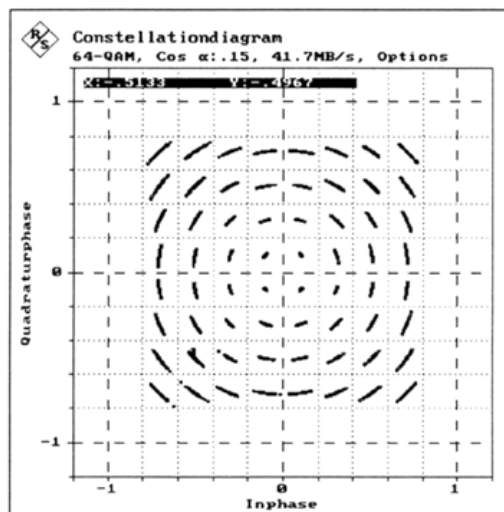
1.18.att. Ar negatīvo kvadrātūras kļūda.

AWGN var izjaukt ciparu manipulētu signālu analoga signāla pārraidīšanas laikā. Aditīvi uzliektais troksnis parasti ir konstanta jaudas blīvums un Gausa amplitūdas sadales funkcija visa kanāla frekvenču joslas platumā. Ja nav nekādas citas traucētāji vienā laikā, tad punkts, kas atbilst ideālam signāla, tagad ir izpleties mākoņu veidā.



1.19. att. 16-QAM manipulācija ar AWGN ietekmi.

Fāzes troksnis jeb fāzes raustīšanas QAM signālam var rādīties pārraides laikā vai I/Q modulatorā, to var konstatēt ar mērinstrumentu, kad kvadratūras kļūda īsā laika sprīdī maina polarizāciju no pozitīvā uz negatīvo un pretēji. Fāzes troksnis ir statisks lielums, kurš ietekmē I un Q komponentes trajektorijā vienādi. Konstelācijas diagrammā fāzes troksnis, signāla ideālo punkts tiek nobīdīts, kā redzams 1.20. attēlā un veido visas konstelācijas kustīgu formu no vienas puses uz otru.



1.20. att. 16-QAM manipulācija ar fāzes trokšņa ietekmē

Papildus, lai novērtētu sakaru kanāla raksturu, ir vērojami vēl divi I/Q vājinājuma kā I/Q komponentu pastiprinājuma nelīdzsvarotība un I/Q frekvenču nobīde ar fiksētu amplitūdu.

I/Q frekvenču nobīde norāda uz OFDM apakšnesošo nobīdi ar noteiktu amplitūdu. Rezultātā tiek iegūta I/Q asis konstanta nobīde. Nobīde ir normalizēta ar vidējo simbola jaudu un atspoguļota dB.

Pastiprinājuma nelīdzsvarotība (P_{imb}) atspoguļo dažādu I un Q kanāla pastiprinājumu un tāpēc veidojas starpība starp signāla komponentu amplitūdā. Nelīdzsvarotība tiek attēlota gan procentuāli, gan dB, kur 1dB nobīde atbilsts 12% pēc sekojošas formulas:

$$P_{imb} = 20 \log(|Gain_Q|/|Gain_I|) \quad (1.18.)$$

kur $Gain_Q$ vai I ir atbilstošā vektora pastiprinājuma.

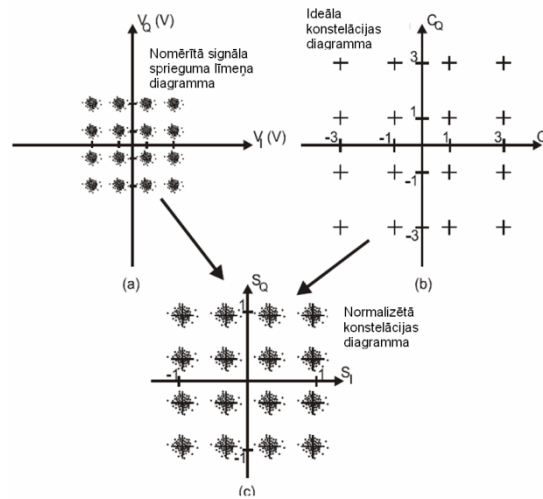
Ja rezultāts ir pozitīvs, tas nozīmē, ka Q vektors ir pastiprināts vairāk nekā I vektors ar noteiktu procentu daudzumu, bet negatīva vērtība nozīmē pretēju, ka I vektors ir pastiprināts vairāk par Q vektoru.

Apakšnesēju modulācijas kļūdu analīze

Viena no ciparu signāla modulācijas mērījumiem ir kļūdas vektora lielums vai EVM jeb dažreiz tas tiek saukts arī par uztverošās konstelācijas kļūda (RCE).

EVM ir kopējās veiktspējas radītājs, lai novērtētu ciparu modulācijas kvalitāti telekomunikācijas signāliem. Signāls nosūtīts ar ideālu raidītāju, pa ideālu kanālu un uztverts ar ideālu uztvērēju visiem konstelācijas punktiem būtu jāizvietojas konstelācijā precīzās ideālās vietās, bet zinot vairākus trūkumus izpildījumā, kā nesošās izkliede, fāzes trokšņi utt, faktiskais punkts tiek novirzīts no ideālā izvietošanas. Kamēr cita kopējās veiktspējas radītāji, kā BER atspoguļo „izdošanos” vai „neizdošanos” sistēmas raksturojošā līmeņa, tikmēr EVM ir vairāk lietojams mikroviļņu inženierijā, jo tas satur informāciju par amplitūdas un fāzes kļūdām signālā. Šī papildus informācija dod lielāku priekšstatu par kanālu izkropļojumiem un ir tuvāk saistīta ar sistēmas fiziku.

Konstelācija diagramma palīdz vizualizēt demodulēto signālu, lai parādītu diskretos bitus simbola veidolā. Konstelācija diagramma ir kā tilts starp ciparu un analogo datu straumējuma attēlojumam. Zemāk attēlotas trīs 16QAM konstelācijas diagrammas, kuras satur 16 simbolus. Attēlojumā 1.21. (a) tiek attēlots mērītā simbolu komplekss. V_I un V_Q asis dot atbilstoši nomērītās fāzes un kvadrātūras sprieguma līmeņus kompleksā sprieguma attēlojumam. Izkaisītie punkti uz diagrammas veidojas no mazāk novirzēm jeb kļūdām nomērītos simbolos. Ideāla konstelācija diagramma tiek attēlota (b) figūrā. Fāzes un kvadrātūras asis vienības ir bezdimensijas vesels skaitlis un tiek attēloti ar C_I un C_Q atbilstoši. EVM aprēķinot, no (a) un (b) figūras tiek mērogotas normalizācijas veidā iegūstot diagrammu (c). Iegūstot S_I un S_Q asis, kuras atbilst fāzes un kvadrātūras asīm, lai attēlotu komplekso spriegumu.



1.21.att. (a) mērīto simbolu grafiks, (b) ideālās konstelācijas diagramma
un (c) normalizētās diagramma

Ideālas konstelācijas diagramma parāda ideālo simbolu izvietojumu noteiktai modulācijas tipam, ar kuru tiek parādīti simboliem ar veselo skaitļa līmeņiem. Šis izkārtojums tiek parādīts (b) 1.21.attēlā, kur konstelācijas diagramma ir no 16QAM modulācijas.

Turklāt līmeņu skaitli kopā abas fāzes vai kvadrātūras asis priekš ideālas konstelācijas ir

$$n = \sqrt{N} \quad (1.19.)$$

Šajā gadījumā, kad ir 16QAM modulācijas, tad ir $N=16$, iegūstot četrus simbola līmeņus vai $n=4$ gan fāzes, gan kvadrātūras asīm. Ideālās konstelācijas veselā skaitļa koordinātes punkts katram simbolam tiek aprēķināts pēc:

$$C_{ideal,pq} = C_{I,ideal,pq} + jC_{Q,ideal,pq} = (2p-1-n) + j(2q-1-n) \quad (1.20.)$$

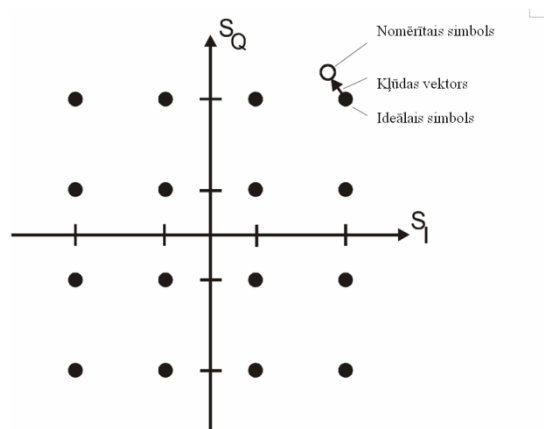
Kur p un q ir veseli skaitļi diapazonā $1 \leq p \leq n$, $1 \leq q \leq n$, un n veselais skaitlis ir noteikts augstāk. Tā iegūstot ideālu konstelācijas diagrammu, kur ir kopīga gandrīz visām ciparu modulācijas tipiem.

1.21.attēlā (c) grafikā tiek ilustrēta normalizētā konstelācija ir atvasinājums, ka no konstelācijas visu iespējamo simbolu vidējās kvadrātiskās amplitūdas ir viena, kā parādīta attēlojumā 1.22.attēlā kļūdas vektors vienam nomērītam simbolam. Šajā gadījumā tikai ar vienu nomērīto simbolu kļūdas vektora lielums ir ekvivalents EVM. Ja šajā gadījumā būtu vairāki simboli, tad EVM būtu summa no kļūdu vektoru lielumiem dalīta ar nomērīto simbolu skaita.

Tādā veidā, kad simboli ir normalizēti, EVM tiek noteikts kā vidējā kvadrātiskā vērtība jeb efektīvā vērtība (RMS) starpība starp nomērīto simbolu daudzuma un ideālo simbolu. Starpība tiek izvilta vidējā vērtība virs dotā simbola skaita un bieži tiek izdots kā konstelācijas vidējā jauda uz simbolu procentos. EVM matemātiski var izteikt sekojoši:

$$EVM_{RMS} = \left(\frac{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r} - S_{means,r}|^2}{\frac{1}{N} \sum_{r=1}^N |S_{ideal,r}|^2} \right)^{1/2}, \quad (1.21.)$$

Kur $S_{means,r}$ ir normalizēta r-tā simbola nomērīto simbolu straume, $S_{ideal,r}$ ir ideāli normalizētās konstelācijas punkts r-tājam simbolam, un N ir unikāls simbolu skaits konstelācijā.



1.22. att. Normalizēta konstelācijas diagramma 16QAM modulācijai

Praktiskā testēšana

Testēšanas vide sastāvēja no divām galvenajiem komponentēm signāla ģenerators R&S SMBV100A un signāla/spektra analizators R&S FSV-K91n, ko laipni nodrošināja R&S pārstāvniecība Latvijā. Neskatoties uz dārgo un ļoti kvalitatīvo mēraparatūru un signālu ģeneratoru bija nepieciešami arī ne mazsvarīgi palīg līdzekļi, kas ilustrēti 5.1. attēlā kā:

- 1) Radiostacijas Motorola XTN446, lai nodrošinātu balss sakaru starp šoferi transporta līdzeklī un signāla uzmērītāju, mērījuma atskaišu punktu koordinēšanā un papildus instrukciju došanā;
- 2) Visu virzienu antenas UWA2610-ID, lai nodrošinātu signālu uztveršanu horizontālā plaknē 360° un vertikālā plaknē 30° , ir paredzēta 2400 ~ 2500 MHz diapazonam, pastiprinājums 10dBi, darba temperatūra -20 līdz $+70^\circ\text{C}$ un paredzēts lietošanā IEEE802.11b un g standartiem[21];
- 3) R&S koaksiālie kabeļi, lai nodrošinātu antenas izvietojuma elastīgumu un savienojumu starp antenu signāla analizatoru vai signāla ģeneratoru;
- 4) N tipa RP-SMA pārejas, lai nodrošinātu pāreju starp koaksiālo kabeļi N-tipa un antenu RP-SMA;
- 5) Statīvs Manfrotto, lai nodrošinātu uztverošās antenas nostiprināšanu;
- 6) Back-UPS APC RS 500VA un 1000 VA, lai nodrošinātu nepārtrauktu barošanu un sprieguma lēcienus, ko varēja radīt 220V sprieguma ģenerators signāla analizatoram;

7) Ģenerators HONDA EU INVERTER 20i, lai nodrošinātu signāla analizatora darbību ar atbilstošu jaudu;



4.1. att. Praktiskā mērījuma iekārtas un to izvietojums mērījuma laikā

8) Datora pele un tastatūra, lai atvieglotu visa veida manipulācijas ar signāla analizatoru;

9) Automobilis Mercedes Benz ar ātruma ierobežotāju tika izmantots signāla ģenerators transportēšanai un Doplera nobīdes radīšanai ātrumos no 0 līdz 120 km/h;

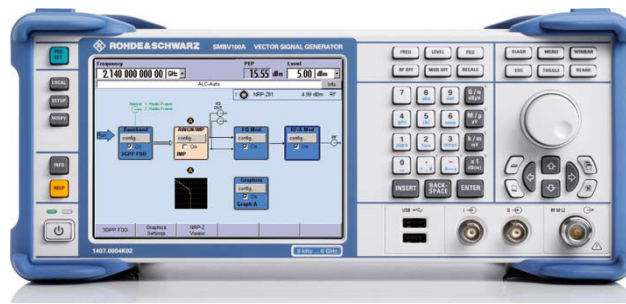
10) Automobilis HONDA bagāžnieks tika izmantots, kā statīvs signāla analizatora izvietošana un aizsargāšanā no nevēlamajiem klimatiskiem apstākļiem.

Galvenie komponenti un to konfigurācija un testēšanas izvietojums īsumā tiks aprakstīta šajā sadaļā tālāk un mērīšanas metodika tika veikta pēc vispārīgi pieņemtiem testēšanas standartiem[20].

Papildus jāmin arī tas, ka šie praktiskie mērījumi nebija iespējami bez personu līdzdalība, kuru neskatoties uz savām problēmām atrada laiku un resursus palīdzēt organizēt un arī ar lielāko interesi piedalījās reālā laika rakstiskajos mērījumos.

Signāla ģenerators R&S SMBV100A

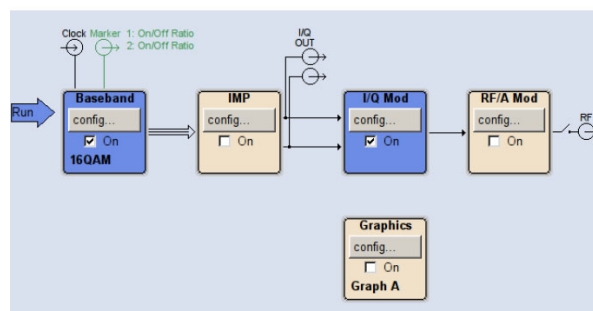
Vektora signāla ģenerators R&S SMBV100A, kas ilustrēts 4.2. attēlā, ir pazīstamas vācu firmas Rohde&Schwarz izstrādājums, kuram ir ļoti augsti rādītāji radio signāla radīšanā līdz pat 6 GHz ar izejas jaudu +24 dBm un maksimālo radio frekvences joslas platumu līdz pat 528MHz. Bezvada ciparu standartiem, kā WLAN, WiMAX, HSPA+, 2G/3G/LTE ir iespējams vienkārši nokonfigurēt, izmantojot lietotāju draudzīgu interfeisu. Integrēts modulācijas ģenerators spēj ģenerēt pamatjoslas signālu iekšēji bez papildus aprīkojuma.



4.2. att. Signāla ģenerators R&S SMBV100A

Kopumā signāla ģenerators ir vienkāršs lietošanā un dod liela apjoma iespējas manipulēt ar signālu pirms signālu izstarot, kā parādīta blokshēma 4.3. attēlā. Sastāv no pieciem galvenajiem manipulācijas:

- 1) Pamatjoslas iestādījuma bloks jeb Baseband block, ar kur palīdzību var iestādīt un nokonfigurēt pamatjoslu datu pārraides avotam;
- 2) AWGN/IMP ar šo bloku var aktivizēt AWGN un ciparu signāla vājinājumu. Papildus var mainīt dažādas I/Q signāla izejas;
- 3) Grafiskais bloks jeb Graphics ar šo bloku var atspoguļot pamatjoslas signālu reālā laikā;
- 4) Radiosignāla bloks I/Q modulatora mods jeb I/Q Mod block, ir paredzēts, lai I/Q modulators tiktu konfigurēts šajā blokā, kā arī analogā platjoslas I/Q mods, kurš nodrošina ārējo I/Q signālu pa taisno pieslēgšanu I/Q modulatoram bez pamatjoslas iestādījuma. I/Q konfigurācijas izpaužas, kā kopējo I/Q signāla vājinājumi un atsevišķi katru I un Q komponentu izmaiņas fāzē un amplitūdā;
- 5) Radiosignāla bloks analogā modulācija mods jeb A Mod block var iestādīt radiosignālu parametrus un analogo modulācijas modu[18].



4.3. att. Signāla ģenerators funkciju bloki bloku diagrammā

Signāla analizators R&S FSV-K91n

Signāla un spektra analizators R&S FSV ar WLAN paplašinājumu K-91, kas ilustrēts 4.4. attēlā, ir tās pašas vācu kompānijas R&S ļoti augstas klases mērinstruments, ar kuru palīdzību tika nomērīts un izanalizēts izstarotais signāls. Mērinstrumenta frekvenču apgabals ir līdz

7GHz, kur spēj analizēt signālu ar līdz 40MHz joslas platumu. Ar programmas palīdzību ir iespējams izanalizēt konkrētus signālus, kā GSM/EDGE, WCDMA/HSPA, LTE, WiMAX, WLAN un analogās modulāciju metodes. Mērinstruments ir vienkāršs lietošanā, pareizi izvēlētām vadības pogām un skāriena jūtīgu ekrānu.



4.4.att. Spektra un signāla analizators FSV-K91

Lai novērtētu Doplera efekta ietekmi uz signālu, ar šo mērinstrumentu ne tikai varēja novērot signāla reālā laika attēlojumu, bet tas sniedz signāla analīzi un novērtējumu salīdzinājumā ar 802.11g standarta noteiktām prasībām, kur varēja sekot līdz sekojošiem mērījumiem:

- 1) Konstelācijas diagramma;
- 2) Konstelācijas diagramma katrai OFDM apakšnesošai;
- 3) I/Q nobīde un I/Q nelīdzsvarotība;
- 4) Nesējas un simbola frekvences;
- 5) Modulācijas kļūda (EVM) uz OFDM apakšnesošo vai simbolu;
- 6) Amplitūdas reakcija un grupveidīgi aizture utt[19].

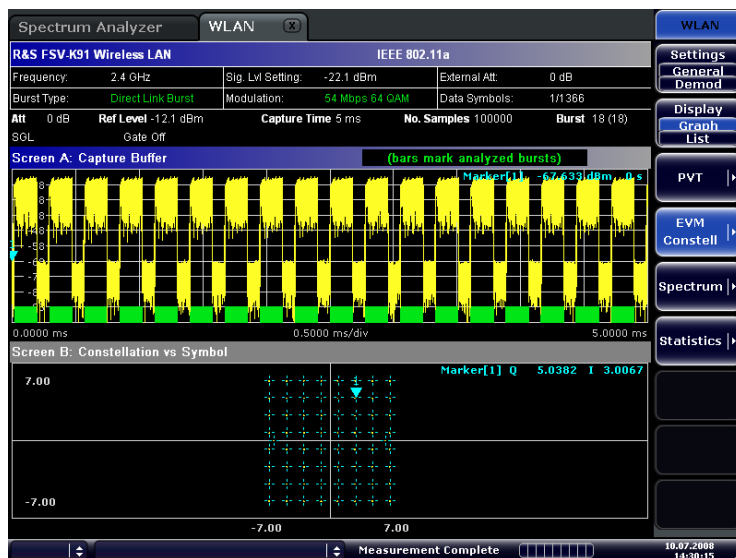
Papildus var iegūt summējošo rezultātu listi, kurā tiek atspoguļota kopīgā mērījuma rezultāti un salīdzinājums ar iestādīto standartu. Ja rezultāts ir ārpus standarta ierobežojuma, tad tas tiek atspoguļots sarkanā krāsā, bet ja standarta robežās, tad ar zaļu. Rezultātiem, kuriem nav noteikti ierobežojumi, tiek atspoguļoti ar baltu, kā parādīts tabulā 4.1. Šī un cita informācija par iegūtiem praktiskiem rezultātiem ir iespējams apskatīties maģistra darba pielikumā. Tur tiek vizualizēta visas iegūtā informācija un augstāk minēta mērinstrumenta pie dažādiem pārvietošanas ātrumiem. Šī informācija kalpo, kā papildus pierādījums vai informācija, kas turpmākos izpētes darbos varbūt, kā atskaites punkts.

4.1. tabula

Rezultātu summējošā tabulas piemērs



Pavisam ir vairāki grafiskie attēlojumi, ar kuru palīdzību var iegūt pilnu priekšstatu par uztverto signālu. Viena no tām ir konstelācijas diagramma, ar kuras palīdzību var vizuāli novērtēt I/Q komponentu izpildījuma nomērītās vērtības ar idealizēto, kas ilustrēta 4.5. attēlā.



4.5. att. Nomērīto signāla apjoms bufera atmiņā un konstelācija

Papildus labajā sānā 4.5. attēlā ir izvēlnes bloks, ar kuru palīdzību var pārslēgsies uz jau iepriekš minētiem grafikiem, kas atspoguļo signālu no vairākiem rakursiem.

Testēšanas vide

Lai pēc iespējams samazinātu citu signāla ietekmējošo faktoru, kā daudzstaru izplatība vai citu bezvadu sakaru iekārtu darbība, tika izvēlēta vieta – Rīga, Rumbulas lidlauks, kā ilustrēts 4.5. attēlā.



4.5. att. Testēšanas poligons

Papildus vieta tika izvēlēta, jo dod iespēju drošāk pārvietoties ar ātrumiem pieļaujamā (90km/h) un virs pieļautā(120km/h). Iespējamie signāla atstarotāji, izņemot dažus atsevišķus atstarotājus, ir 300 – 400 m rādiusā, kā rezultātā atstarojumi nav vērā ņemami. Meteo apstākļi ir tuvu ideālam saulains, 16 Grādi, ZA vējš. Pirms veikt mērījumus atzīmējām mērījuma atskaites vieta – 200 metri, ko atzīmējām ar riepām. Leņķis starp uztvērēju un raidītāju uzturējām ≥ 0 Grādi, lai panāktu $\max \Delta f$ – Doplera maksimālo nobīdi. Pamatojoties uz signāla ģenerators un mērinstrumenta augstās klases, tika iestādīts WLAN ar Standarts – IEEE802.11g ar 64 QAM un 16 QAM modulācijas pie 54 Mbps un 24 Mbps datu pārraides ātrumiem atbilstoši, lai nodrošinātu divu dažādu konstelāciju izpildījumu un mērījumus veiktu pie šo konstelāciju maksimāliem un nemainīgiem datu pārraides ātrumiem. Tika izvēlēts pirmais kanāls ar vidējo nesošo 2.412 GHz un signāla uztvertais signāla līmenis ir -47,9 dBm, kas ir vairāk 20 dBm nekā vidēji uztvertas signāls tiek gaidīts, bet ir pieļaujamās IEEE 802.11g robežās. Papildus vidējā frekvences kļūda bez Doplera nobīdes tika konstatēta 84.08 Hz, kura ir mākslīgi izveidota signāla ģeneratorā pēc noklusējuma. Šī frekvences nobīdi ir raksturīga varbūt lielāka vai mazāka mērā starp uztvērēju un raidītāju iekšējo ģeneratoru sinhronizācijas dēļ.

Praktiskā eksperimentā signāla ģenerators kustās attiecībā pret signāla analizatora, kur pārvietošanās ātrumi ir robežās no 0km/h līdz 120km/h ar intervālu 10 km/h un lielāku.



4.6. att. Uztverošā un raidošā antenas izvietojums

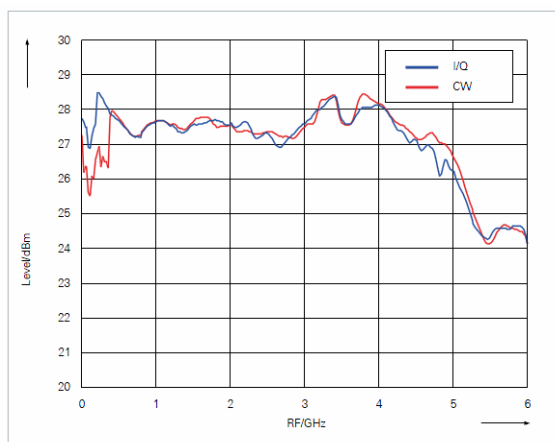
Kopumā tika veikti 20 nobraucieni ar automašīnu, kas ir vērojama 4.6. attēlā ar raidošo antenu, kurai ir iespējams iestādīt pārvietošanās ātruma ierobežojumu līdz ar to panākot precīzāku pārvietošanās ātrumu. Šoferim nav nepieciešamība sekot līdz ātrumam un viņš ir koncentrēts uz atskaides punktu un komandas došanu.

Mērījumi

Lai novērtētu Doplera efekta ietekmi uz WLAN ar IEEE802.11g standartu, mērījumi tika veikti ar noteiktiem datu pārraides ātrumiem kā 24 Mbps un 54 Mbps. Šie ātrumi tika izvēlēti, lai novērtētu divu veida konstelāciju modulācijas kā 16-QAM un 64-QAM ar standarta maksimāliem pieļautiem datu pārraides ātrumiem.

Pirms tika uzsākti mērījumi novērtēju situāciju 2 metru attālumā pie kustības ātruma vienādu 0 km/h. Šie mērījumi bija nepieciešami, lai pārliecinātos par iekārtu pareizu darbību.

Lai pēc iespējas panāktu $\max f_d$ jeb Doplera maksimālo nobīdi, mērījuma atskaides punktu izvēlējās pēc iespējas tālāk, samazinot leņķi α starp uztvērēju un raidītāju līdz nullei. Tā pārvietojot ieslēgtu signāla ģeneratoru un vienlaicīgi mērot signāla uzvedību, nonācām pie tā, ka ar izvēlēto signāla izejas līmeni +15 dBm, kas nepārsniedz vai netuvojas pastiprinājuma izkropļojuma līnijai, kura ir ilustrēta 4.7. attēlā, ir iespējams veikt mērījumus ne tālāk par 200 m. Tālāk pēc atskaides punkta pārvietojot signāla ģeneratoru SNR attiecības samazinās un ievērojami palielinās EVM, kurš ir lielāks par pieļaujamo 5.6 % (54Mbps datu pārraides ātrumam). Tāpēc tika pieņemts lēmums izvietot ~200m no signāla analizatora mērījuma



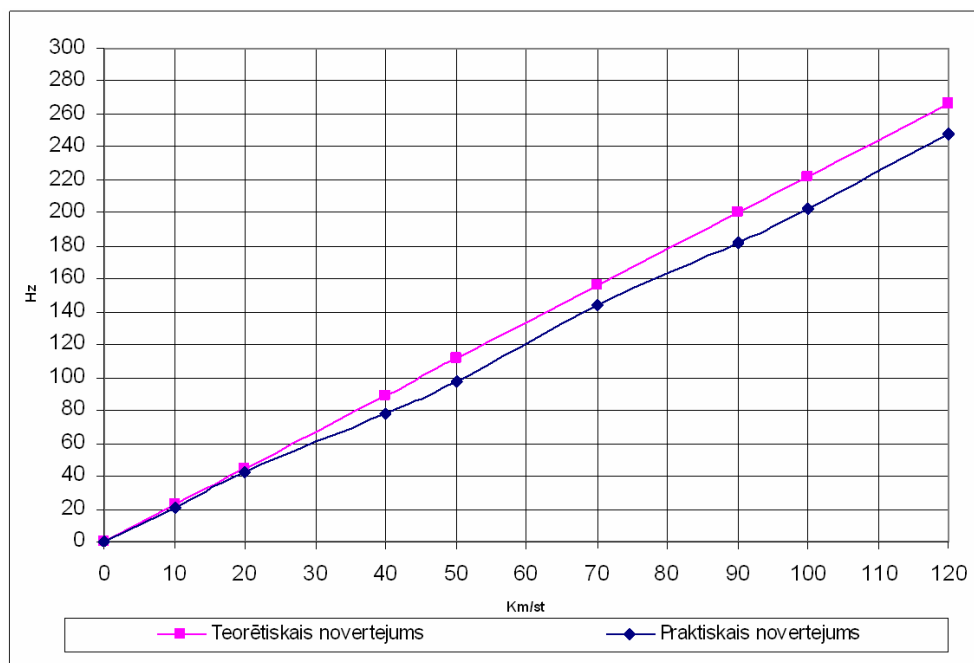
4.7. att. Mērījuma maksimālā izejas jauda atkarībā no frekvences

atskaides punktu, kur tika marķēts ar uz lidlaukā esošām gumijas riepām. Šis marķieris bija nepieciešams, lai šoferis jeb persona (A), kas vada automašīnu, uz kuras ir izvietots signāla ģenerators, izmantojot rokas mobilās radio stacijas, kur strādā VHF diapazonā, varētu dot komandu uzmērītājam jeb personai (B), kad veikt mērījumu. Kā jau iepriekš tika minēts mērījumi tika veikti divu veidu pārraides ātrumiem un pie dažādiem pārvietošanās ātrumiem. Pārvietošanās ātrumi tika izvēlēti diapazonā no 10 km/h līdz 120 km/h ar 10km/h intervālu. Persona (B) mērījuma laikā novēroja rezultātu summējošo 4.1. tabulu un pēc komandas veica uzmērījumu un šo mērījumu noglabāja. Kad persona (B) bija veikusi uzmērījumu un noglabājusi, tad signāla analizatorā tika iestādīts pastāvīgs mērīšanas režīms, lai sekotu signāla uzvedību un pēc arī deva personai (A) informāciju par to, ka uzmērījumam persona (B) ir gatava. Tad atkal

persona (A) izmainīja ātrumu uz ātruma ierobežotāju un atbilstoši veica ieskrējieni līdz uzmērījuma punktam vienlaicīgi dodot komandu uzmērījuma veikšanai. Procedūra notika vairākas reizes veicot mērījumus pie attiecīgiem datu pārraides ātrumiem un pārvietošanās ātrumiem. Papildus, lai mērījumus varēt arī atsekot reālā laikā, tad uz signāla analizatora tika uzinstalēta WebEx recorder brīvās versijas programma, kura uzņēma visas darbības ar signāla analizatoru. Visa informācija tika saglabāta uz signāla analizatora un pēc tam laboratorijā, izmantojot signāla analizatora programmas nodrošinājuma, tika atsaukta un ar print screen komandu dati tika noglabāti .doc formātā, lai tālāk varētu novērtēt un izanalizēt bez signāla analizatora palīdzības. Šī un cita informācija no signāla analizatora ir iespējams apskatīt tuvāk pielikumā esošajā CD-ROM, tālākai papildus rezultātu izvērtēšanai. Jo dažās interesantas lietas ir vērojamas tikai reālā laikā, kā fāzes troksnis, pie kura visa konstelācija veic kustības no labās uz kreiso pusi

Rezultāti

Šajā sadaļā aprakstīšu iegūtos rezultātus, kuru tika iegūti no iepriekšējā sadaļā veiktiem testiem. Kā jau iepriekš tika aprakstīts, kā viena no labākām metodēm fiziskajā līmenī novērtēt OFDM modulāciju ir izvērtēt apakšnesošās modulācijas shēmas kļūdas vektoru lielumu jeb EVM. Bet pirms tam ar diagrammu, kura ir ilustrēta 4.8. attēlā, var secināt to, ka sistēma konstatē frekvenču nobīdi un Doplera efekta ir vērojams, salīdzinot teorētisko un praktisko datus pēc 3. pielikuma tabulā apkopotiem datiem.



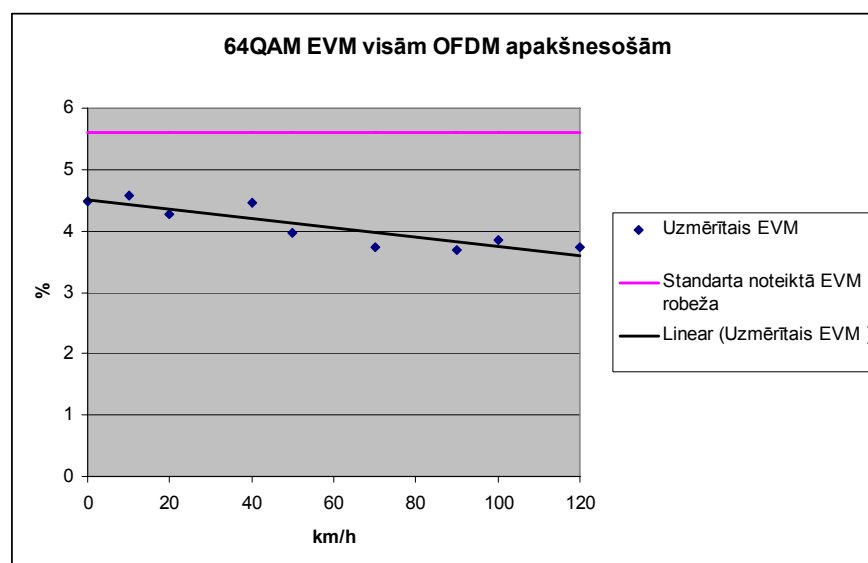
4.8. att. Frekvenču nobīde attiecībā pret pārvietošanās ātrumu

Kā jau iepriekš tika minēt papildus Doplera efekta radītai frekvenču nobīdei vēl sistēma konstatēja signāla uztvērēja un raidītāja frekvenču nobīde (86.76 un 84.08 Hz pie 64QAM un 16QAM atbilstoši), kura augstāk attēlotā grafikā ir atņemta, kā ne Doplera efekta radīta frekvenču nobīde. Novirze no teorētiskiem un praktiskiem ir pamanāma viens iemesls var

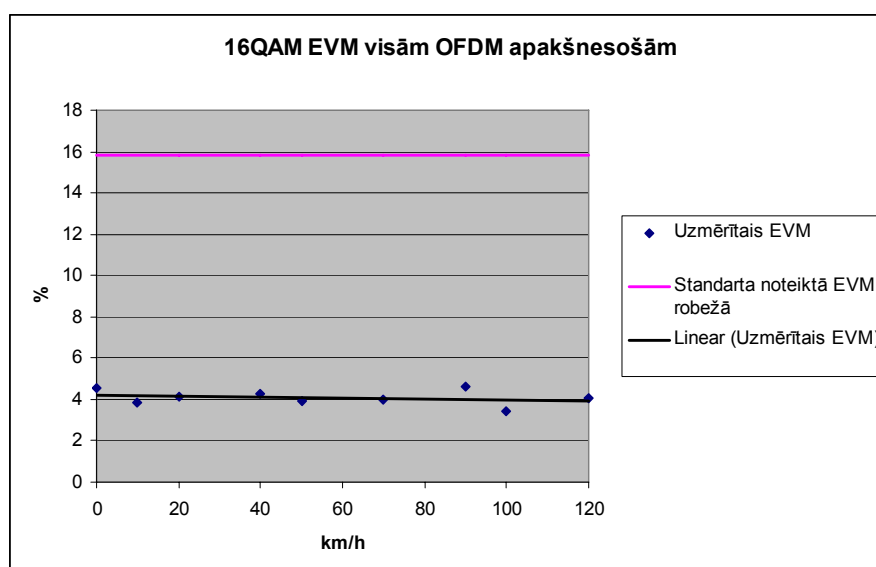
būt, ka leņķis starp radītāju un uztvērēju tomēr eksistē, otrs iemesls varbūt automašīna, kurā tika vest raidītājs, ātruma ierobežotājam ir novirze no patiesās vērtības vai riepas nodilums vai izmērs ir lielāks par pieļaujamo. Papildus teorētiskais aprēķins tika veikts, kad gaisa ātrums ir aptuvenā vērtība. Tāpēc uzskatu, ka novirze nav liela un ir pieļaujamās robežās, jo lēcienveidīgas izmaiņas nav un rezultāta iznākumu tālāka tendence ir paredzama atbilstoši teorētiskam.

Pārvietojoties ar ātrumu līdz 120 km/h kopējā frekvenču nobīde nepārsniedz 340 Hz robežu, kas ir 0.6 % no IEEE802.11g standarta pieļaujamā.

Tālāk ņemot vērā iepriekšējo, novērtēju visu apakšnesošo modulācijas kļūdas vektora lielumu jeb EVM, kuri ir attēloti 1. un 2. pielikumā, gan 16QAM un 64QAM modulācijām, kuras ir ilustrētas 4.9. un 4.10. attēlos atbilstoši.



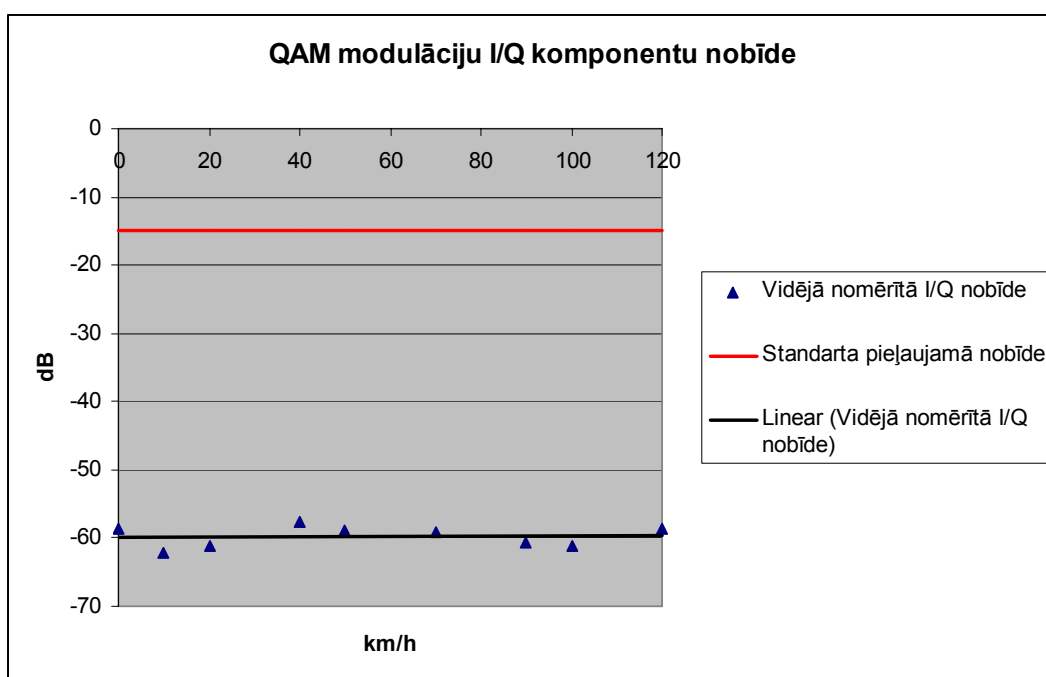
4.9. att. Mērījuma rezultāti ar 54 Mbps datu pārraides ātrumu



4.10. att. Mērījumu ar 24 Mbps datu pārraides ātrumu

Pamatojoties uz augstāk attēlotām diagrammām var vērot, ka vidēji abās modulācijas 64QAM un 16QAM EVM ir 4 % robežās un abos gadījumos nepārsniedz IEEE802.11g standarta noteiktās robežās. 64 QAM modulācijas gadījumā uzņemtie mērījumi pretēji gaidītajam palielinoties ātrumam EVM rezultāti uzlabojas, ko varētu izskaidrot ar personas (A) un (B) (skaidrojums 4.3. sadaļā) dodot komandu un izpildot komandas ātrums attiecībā signāla raidītāja pārvietošanās ātrumu. Pārvietojoties ātrāk ir mazliet komandu jānodod ātrāk un šī komanda arī ir jāizpilda ātrāk, kā tas ir vērojams otrajā mērījuma etapā pie 16-QAM modulācijas. Jāapzinās tas, ka tuvojoties uztvērējam SNR uzlabojas un līdz ar to EVM. Attiecībā pret pārvietošanās ātrumu pēc teorijas Doplera efekta ietekmē situācijai ir jāpasliktinās un līdz ar to EVM vērtībai būtu jāpieaug.

Zinot to, ka frekvenču nobīde var izsaukt I/Q komponentu nobīdi, tad tālāk papildus EVM, kas tomēr raksturo pilnībā OFDM signāla noturību pret trokšņiem, izvērtēšu 1.pielikumā pievienotiem datiem.



4.11. att. QAM modulācijas I/Q komponentu nobīde

Kā var redzēt diagrammā 4.11. attēlā, tad vidēji pie jebkuriem ātrumiem līdz 120 km/h I/Q komponentu nobīde ir bez ievērojamām izmaiņām vidēji -60 dB, kas ir normas robežās. Doplera nobīde šajā gadījumā vērā ņemamu ietekmi uz OFDM modulāciju nav radīta.

Parametru skaitļošana apslēptajiem Markova modeļiem, kas tiek pielietota sauszemes transporta navigācijas sistēmās piesaistei pie kartes: Apskats

Prof. A.Zeļenkovs, vadošais zinātnes pētnieks

RTU ETF fakultātes TET katedrā. Latvija, Rīga, LV-1019, Lomonosova iela 1v,

E-mail: albert.zelenkov@telenet.lv

Anotācija

Tiek apskatītas matemātiskās parametru aprēķina metodes apslēptajiem Markova modeļiem (AMM), kas var tikt izmantoti lai piesaistītu pie kartes koordinātes no GPS (Global Positioning System) uztvērēja mobilajās navigācijas sistēmās. Šīs metodes tiek salīdzinātas un analizētas. Tiek apskatīts novērojumu emisijas varbūtību aprēķina piemērs, ka arī ceļa tīkla pārejas varbūtību piemērs apslēptajam Markova modelim. Piemērā tiek izveidota AMM stāvokļu diagramma un Viterbi algoritma režģa diagramma. Izmantojot šo piemēru, tiek novērtēta varbūtību blīvuma sadalījumu standartnovirzes parametra minimālajiem attālumiem un leņķu starpībai (starp transportlīdzekļa ātruma vektoru un ceļa elementa virzienu) ietekme uz ceļa varbūtību Viterbi režģī. Tika piedāvāts izmantot optimālā ceļa funkcionālo atkarību no standartnovirzes un no ortogonālajiem attālumiem korekcijai kartes piesaistes AMM algoritma testēšanas un praktiskās pielietošanas procesā.

Atslēgvārdi: piesaiste pie kartes, apslēptais Markova modelis, GPS novērojumi, stāvokļu diagramma, režģa diagramma, novērojumu emisijas varbūtība, pārejas varbūtība, ceļu tīkls, ceļa segments, ceļa elements, ortogonālais attālums, Viterbi algoritms.

1. Ievads

GPS uztvērēja koordinātu piesaiste pie kartes (saskaņošana ar karti, jeb map-matching) – tas ir tāds sauszemes transportlīdzekļa navigācijas režīms, pie kura ar skaitļošanas programmas palīdzību tiek noskaidrots, kurā no elektroniskās kartes ceļa elementiem atrodas transportlīdzeklis dotajā brīdī, pieņemot ka atrašanas vieta tiek mērīta ar kļūdām. Parastie algoritmi bieži dod rupjas kļūdas, jo to pamatā ir GPS nomērīto koordinātu (novērojumu) savietošana ar vistuvāko ceļa elementu pēc visīsākā attāluma un kustībai saskaņota virziena, vai arī ticamības apkārtnes izdalīšanas princips transportlīdzekļa atrašanas vietas apkārtne [1].

Lai varētu ievērot visus iepriekš nomērītus datus par transportlīdzekļa atrašanas vietu un orientāciju, ceļa tīklu topoloģiju un ceļu ierobežojumus, mūsdienās tiek pielietotas kartes piesaistes metodes, kuru pamatā ir apslēptā Markova modeļa koncepcija – AMM (Hidden Markov Model – HMM). Spriežot pēc publikācijām [2,3,4,5], uz doto brīdi šī metode ir

visprecīzākā un visnoturīgākā pret portatīvo GPS uztvērēju pozicionēšanas kļūdām un atrašanas vietas noteikšanas kļūdām, kas rodas kartes rupjas diskretizācijas dēļ (novirze var sasniegt metru desmitus no patiesām koordinātēm). Pie tam, piesaisti pie kartes formulē kā visticamākās AMM stāvokļu secības aposteriorā meklēšana, kā saistīto ceļa elementu secības meklēšana, kas veido visticamāko ceļu uzdotajai novērojumu datu secībai – kustības koordinātēm un virzienam, ko saņem no GPS uztvērēja. Vismazākais operāciju skaita patēriņš tāda ceļa aprēķinam ar AMM ir Viterbi algoritmam.

Galvenie matemātiskie AMM jēdzieni, īpašības, problēmas un to risināšanas metodes apsleptajiem Markova modeļiem ir izklāstīti veselā grāmatu un rakstu saimē, piemēram [6,7,8,9], kur par vissvarīgāko var atzīt L. Rabinera apskata rakstu [6]. Viterbi algoritma apraksts attiecībā uz AMM ir pieejams [10,11,12,13] ar skaitliskiem piemēriem, bet tā programmas realizācija un AMM problēmu skaitļošanas programmas – [14,15,16].

AMM ir statistiskais modelis. Tāpēc AMM izmantošanas pamatā ir AMM varbūtības parametru noteikšana, kas ir adekvāti novērojamajiem gadījuma rakstura procesiem. Iegūtais optimālā ceļa novērtējums Viterbi algoritma režģī tiek veidots ar saistīto stāvokļu secību. Pie tam jauno un iepriekš saņemto novērojumu apslēptās saiknes dziļums ir atkarīgs no AMM parametriem. Jo precīzāk modeļa statistiskie parametri apraksta apslēpto novērojumu statistiku, jo mazāks ir nenoteiktības dziļums tādai saiknei un jo ātrāk stabilizējās visticamākās ceļa elementu secības (t.i. AMM stāvokļu) novērtēšanas process, kas reāli atbilst transportlīdzekļa maršrutam uz kartes. No trijiem statistiskajiem AMM parametriem – sākumstāvokļu varbūtību sadalījuma, pārejas varbūtību sadalījuma un novērojumu emisijas varbūtību sadalījuma, pie uzdotās stāvokļu skaita N un ceļa elementu alfabēta, vissvarīgākie ir divi pēdējie sadalījumi.

Kartes piesaistē sākuma varbūtību sadalījums parasti tiek uzdots apriori, visbiežāk to uzskata par vienmērīgu [2,4,5] un vienādu ar $\pi_i = 1 / N$, $i = 1, 2, \dots, N$. Ja kustības sākumpunkta koordinātes ir precīzi zināmas, tad zināmā AMM stāvokļa varbūtība ir vienāda ar 1, bet pārējiem, nezināmajiem, vienāda ar nulli.

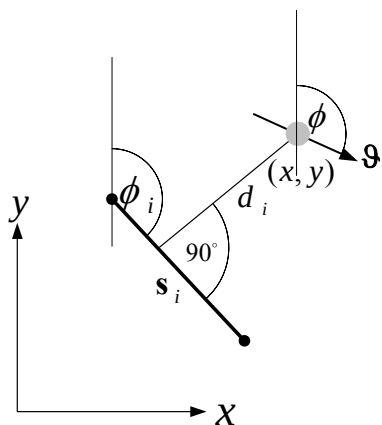
[2,3,4,5] piedāvā novērojumu emisijas un AMM pārejas varbūtību sadalījumu novērtēšanas metožu aprakstus. Bet jāatzīmē ka šajos un citos publicētajos darbos galvenā uzmanība tiek veltīta pašām sadalījumu novērtēšanas metodēm, neaprakstot visu piesaistes algoritmu kopumā. Nav piedāvāti tādas funkcionēšanas skaitliskie piemēri. Sanāk tā, ka AMM parametru skaitļošanas metodes kartes piesaistes algoritmam ir aprakstīti vienos darbos, bet Viterbi algoritma darbība AMM vispārīgajai pielietošanai – citos darbos. Pie tam, to kopējā pielietošana tieši kartes piesaistes procedūrā, bez pašas norādīšanas uz tādu, mūsdiā, nav pietiekoši aprakstīta.

Šī raksta mērķi ir sekojoši: apskatīt principus, kuri ir norādīto divu sadalījumu, kā AMM parametru, novērtēšanas pamatā kartes piesaistes procesā, šo sadalījumu parametru izvēle, kā arī kartes piesaistes algoritma apraksts visos tā etapos ar īpašību analīzi uz skaitliskā piemēra.

2. Baiesa klasifikācija un varbūtību matricas $B = \{b_i(k)\}$ elementu aprēķins GPS novērojumu emisijai AMM kartes piesaistes algoritmā

Eksistē dažādas novērojumu emisijas varbūtību sadalījuma novērtēšanas metodes, kuras izmanto saskaņošanā ar karti. Kā visvairāk citējamus darbus šajā jomā, var nosaukt [2], [4] un [5]. Pie tam, kā pamatu novērojumu emisijas varbūtību sadalījuma aprakstei izmanto normālos sadalījuma likumus attālumam no mērāmās pozīcijas (novērojuma) līdz ceļa elementa un leņķiskā stāvokļa starpības varbūtības blīvuma sadalījumiem, pārrēķinot tos novērojumu emisijas varbūtības sadalījumā pēc Baiesa formulas.

Piesaisti pie ceļa kartes var formulēt kā ceļa elementu stohastiskās klasifikācijas uzdevumu mērāmās pozīcijas apkārtnē. Uzdevuma būtību ilustrē 1.att., un tas ir sekojošais.



1.att. Klasifikācijas uzdevums: uzdoti GPS mērījumi $\mathbf{x} = (x, y, \phi)^T$ (pelēkais punkts attēlā), brīvi izvēlēts ceļa elements s_i (līnijas nogrieznis melnajā krāsā) un ātruma vektors $\mathbf{g}$ (kustības virziens ar kursa leņķi ϕ). Jānovērtē $\mathbf{x}$ novērojumam atbilstošā punkta izvietojanas varbūtību ceļa elementā s_i . Kā novērtēšanas kritērijus, šajā gadījumā izmantojam ortogonālo attālumu d_i un virzienu starpību

$$\delta_i \phi = \phi_i - \phi, \text{ kur } \phi_i - \text{ceļa elementa virziens.}$$

Novērojums no GPS uztvērēja var tikt pierakstīts vektora formā $\mathbf{x} = (x, y, \phi)^T$ gaidāmā atrašanās vietas punktā ar koordinātēm x un y (GPS pozīcija), orientāciju ϕ , kas atbilst ātruma vektora $\mathbf{g}$ virzienam (kursa leņķim, jeb azimutam). Piesaistot pie kartes visus iespējamus N izvēles variantus, novērojumam ir jābūt saistītam ar tādu ceļa elementu s_i (apzīmēsim tā indeksu ar $\hat{i}$), kuram aposteriorā varbūtība ir visaugstākā (aposteriorās varbūtības maksimuma princips) [2]:

$$\hat{i} = \arg \max_i P(s_i | \mathbf{x}), \quad (1)$$

kur $i = 1, 2, \dots, N$, N – ceļa elementu skaits,

bet $P(s_i | x)$ – aposteriorā varbūtība tam, ka s_i ir pareizais ceļa elements uzdotajam novērojumam x .

Kartē ceļa elements s_i tiek padots kā līnijas nogrieznis, ko nosaka sākuma un beigu punkti, kā arī atļautais kustības virziens. Standarto kartes piesaistes procedūru pamatā ir tikai divdimensiju pozīcijas novērtējuma (x, y) izmantošana. Pie tam, ceļa elements no N iespējamajiem kandidātiem tiek piešķirts uzdotajai pozīcijai (x, y) pēc ortogonālā attāluma d_i minimuma, uzskatot, ka jo tuvāk pie ceļa elementa atrodas nomērītā pozīcija, jo augstākā varbūtība, ka tieši šis ceļa elements ir paties. Ja bez atrašanas vietas izmantot orientācijas novērtējumu ϕ , tad no blakusesošo x ceļa elementu kandidātu kopas var piešķirt vispareizāko elementu s_i . Šajā gadījumā tiek minimizēta leņķu starpība $\delta_i \phi$.

Atbilstoši Baiesa teorēmai, var pierakstīt:

$$P(s_i | x) = \frac{p(x, s_i)}{p(x)} = \frac{p(x | s_i) \cdot P(s_i)}{p(x)}, \quad (2)$$

kur $p(x, s_i)$ – notikuma (novērojuma) x un hipotēzes (ceļa elementa) s_i kopējais varbūtību blīvums, $P(s_i)$ – apriorā ceļa elementa (hipotēzes) s_i izvēles varbūtība. Izteiksmē (2) ar $p(x)$ ir apzīmēta pilnais varbūtību blīvums gadījuma rakstura mainīgajam x , kas veidojās kā summa no visiem iespējamajiem notikuma x un hipotēzes s_k kopējiem varbūtību blīvumiem:

$$p(x) = \sum_{k=1}^N p(x, s_k) = \sum_{k=1}^N p(x | s_k) \cdot P(s_k), \quad (3)$$

kur $p(x | s_k)$ ir gadījuma rakstura mainīgā x varbūtību blīvums pie patiesās hipotēzes s_k , t.i. novērojuma x varbūtību blīvums pie uzdotā ceļa elementa s_k , N – ceļa elementu skaits (hipotēžu skaits).

Pieņemot, ka varbūtības $P(s_i)$ ir vienmērīgi sadalītas un vienādas ar $P(s_i) = 1/N$, jo $p(x)$ nav atkarīgs no i , no izteiksmes (1) pēc (2) un (3), analogiski [2], iegūstam:

$$\begin{aligned} \arg \max_i P(s_i | x) &\stackrel{\text{Bayes Theorem}}{=} \arg \max_i \frac{p(x | s_i) \cdot P(s_i)}{p(x)} \\ &\stackrel{p(x)=\text{const}}{=} \arg \max_i p(x | s_i) \cdot P(s_i) \\ &\stackrel{P(s_i)=1/N}{=} \arg \max_i p(x | s_i). \end{aligned} \quad (4)$$

Pēdējā (4) izteiksme apraksta Baiesa klasifikatoru ceļa elementiem pēc aposteriorās varbūtības maksimuma. Pārveidosim šo izteiksmi formā, kas ir ērta aprēķinos, apskatot kā var novērtēt varbūtību blīvumu $p(x | s_i)$ uzdotajam s_i pēc kārtējās x vērtības saņemšanas. Lielākajā

GPS nomērītu pozīciju daļai, jo tuvāka ir nomērītā vērtība $\mathbf{x}$ pie ceļa elementa $\mathbf{s}_i$, jo augstākā varbūtība ka tieši šajā elementā pašlaik atrodas transportlīdzeklis (t.i., tika pareizi izvēlēts kandidāts). To apstiprina arī mūsu intuitīvā izpratne attiecībā uz vistuvākā ceļa posma atbilstību. Eiklīda attālums starp transportlīdzekļa GPS pozīciju $\mathbf{x}$ un ceļa elementu $\mathbf{s}_i$ tiek noteikts ar ortogonālo attālumu d_i pēc perpendikula, kas novests no punkta (x, y) pie ceļa elementa $\mathbf{s}_i$, kā tas ir parādīts 1.att. Pie tam, d_i ir vismazākais attālums starp ceļu līdz nomērītajai pozīcijai (x, y) .

No (4) izriet, ka starp kopējo varbūtību blīvumu $p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$, kā argumentu $\mathbf{x}$ un $\mathbf{s}_i$ funkciju, un ortogonālo attālumu $|d_i|$, ir jāpastāv apgriezti proporcionālajai atkarībai: jo lielāka $|d_i|$ vērtība, jo mazāka būs $p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ vērtība. Tādu tendenci apmierina normālā sadalījuma likuma viendimensiju Gausa funkcija (one-dimensional Gaussian), pieņemot ka d_i – gadījuma rakstura mainīgais ar normālo sadalījuma likumu, nulles vidējo un standartnovirzi σ_D . Normālā sadalījuma likuma izmantošana ir saistīta ar to, ka divdimensiju GPS kļūda pēc platuma un garuma tiek modelēta kā riņķa Gausa funkcija (the circular Gaussian function) jeb 2D-normālais sadalījums ar nulles vidējo [5,17], kad nekorelēto mērījumu kļūdu gadījumā platumam un garumam ir vienādi viendimensiju normālie sadalījumi. Tas, ka šo sadalījumu veids ir tuvs Gausa sadalījumam tiek apstiprināts ar eksperimentālajiem mērījumiem [18]. Kartes piesaistes ceļa elementu Baiesa klasifikācijas algoritmos d_i sadalījuma blīvuma normālais likums tiek izvēlēts kā varbūtību blīvuma funkcija $\hat{i} = \arg \max_i p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ novērtējuma iegūšanai. To ievada ar $p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ tiešajā veidā, vai arī kā reizinātāju $p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ sastāvā, nodrošinot apgriezti proporcionālo atkarību no d_i [2,5].

Standartnovirzes novērtējumu σ_D var aprēķināt no GPS datiem un ceļu kartes, izmantojot robusto skalāro novērtētāju, tā saucamo mediānas absolūto novirzi, jeb MAD (median absolute deviation) [19]. MAD dod iespēju iegūt standartnovirzes novērtējumu īsajam datu secībām, kas ir izturīgs pret izmetumiem un iespējamo datu atmešanu vai pievienošanu. Tāds novērtējums var dot pareizo rezultātu pat tad, kad izvilksimā ir līdz 25...50% rupjas kļūdas [5,19]. Formula σ_D aprēķinam ar MAD ir sekojošā [5]:

$$\sigma_{D \text{ MAD}} = 1.4826 \cdot \text{MAD} = 1.4826 \cdot \text{median}(|d_i - \text{median}(d_i)|), \quad (5)$$

kur koeficients 1.4826 atbilst d_i normālajam sadalījuma likumam.

Jāatzīmē, ka apskatītā $\hat{i} = \arg \max_i p(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ novērtēšanas metode ar Gausa funkcijas pielietošanu d_i noved pie rupjam kļūdām, kad ir divi (vai vairāk) ceļa elementi, piemēra, i un

j , kuriem $|d_i| = |d_j|$, $i \neq j$, un $\arg \max_i p(\mathbf{x} | \mathbf{s}_i) = \arg \max_j p(\mathbf{x} | \mathbf{s}_j)$. Šajā gadījumā, ir iespējams pieņemt nepareizo lēmumu par to, kāds no ceļa elementiem ir patiesa transportlīdzekļa atrašanās vieta tekošajā momentā. Tāpēc, novērtējot $\hat{i}$, papildus jāpievieno dati par transportlīdzekļa kustības virzienu ϕ un ceļa elementu ϕ_i (ievērojot kustības virzienu), kas veicinās pareizo punkta (x, y) piešķiršanu ceļa elementam. Orientācijas starpība i -jam ceļa elementam un vektoram $\mathbf{x}$ tiek ieviesta ar leņķu starpību ϕ_i un ϕ , kā $\delta_i \phi = \phi_i - \phi$. Šī leņķu starpība $\delta_i \phi$ tiek modelēta ar normāli sadalīto gadījuma rakstura mainīgo ar nulles vidējo vērtību un standartnovirzi σ_ϕ [2]. Standartnovirzi σ_ϕ var aprēķināt ar kartes palīdzību, kā arī pamatojoties uz GPS uztvērēja datiem. Informācijai par kustības virzienu, kas saņemta ar standarta GPS uztvērēju, ir zems drošums, ja transportlīdzekļa ātrums $|\mathbf{\Theta}|$ nav liels. Tāpēc [2] rekomendē novērtēt σ_ϕ vērtību tā, lai tā būtu apgriezti proporcionāla GPS mērāmajam ātrumam $|\mathbf{\Theta}|$. Gan σ_D , gan σ_ϕ var novērtēt ar MAD pēc (5) analogiskās formulas.

Baiesa klasifikatora vienādojumu (1), izmantojot (3), d_i un $\delta_i \phi$ Gausa varbūtību sadalījuma blīvumus, kā arī mainīgo d_i un $\delta_i \phi$ neatkarības nosacījumu, pēc kura $p(d_i, \delta_i \phi) = p_D(d_i) \cdot p_\phi(\delta_i \phi)$, var pierakstīt vispārinātājā veidā analogiski [2] sekojoši:

$$\begin{aligned} \hat{i} &= \arg \max_i p(\mathbf{x} | \mathbf{s}_i) \\ &= \arg \max_i p_D(d_i) \cdot p_\phi(\delta_i \phi) \\ &= \arg \max_i \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \cdot \exp\left(-\frac{d_i^2}{2\sigma_D^2}\right) \cdot \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\phi} \cdot \exp\left(-\frac{\delta_i \phi^2}{2\sigma_\phi^2}\right) \\ &= \arg \min_i \left(\frac{d_i^2}{\sigma_D^2} + \frac{\delta_i \phi^2}{\sigma_\phi^2} \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Klasifikatoru (6) var neatkarīgi izmantot katrā laikā momentā $t = 1, 2, \dots, T$. Pēc kārtējā transportlīdzekļa stāvokļa piesaistes pie ceļa elementa laika momentā t tekošajos pozīcijas un virziena novērtējumos tiek ieviesti atbilstošie labojumi. Pie tam, jaunā atrašanās vieta tiek noteikta ar GPS pozīcijas (x, y) perpendikulāro projekciju uz nākošo ceļa elementu, bet jaunais kustības virziens tiek pielīdzināts šī paša ceļa segmenta orientācijai.

Apskatītājā klasifikatora algoritmā netika ievēroti agrāk nomērītie dati (iepriekšējā vēsture) un ceļu tīkla topoloģija. Var ievērojami palielināt klasifikācijas drošumu, ja klasifikācijas algoritmā ieviest norādītos parametrus. Patiešām, izmantojot iepriekš nomērītus datus par atrašanās vietu un orientāciju, var ievērojami samazināt GPS rupjo kļūdu ietekmi kartes piesaistes procesā. Ceļu tīkla topoloģijas un iepriekšējās vēstures kopējā ievērošana kartes piesaistes procesā ļauj izslēgt gadījumu, kad notiek pāreja no viena ceļa elementa $\mathbf{s}_i$ laika

momentā t pie cita ceļa elementa s_j laika momentā $t+1$, ja šiem ceļa elementiem nav tiešās saiknes savā starpā.

Var iekļaut papildus raksturojumus kartes piesaistes procesā, izmantojot apslēpto Markova modeli un tā realizāciju pēc Viterbi algoritma.

Pamatojoties uz Baiesa klasifikatoru, noteiksim varbūtību $P(\mathbf{x} | s_i)$, kas, faktiski, ir GPS mērījuma $\mathbf{x}$ emisijas varbūtība, ko izsauc apslēptā Markova modeļa stāvoklis s_i . Iziesim no tā, ka $P(\mathbf{x})$ ir apriorais novērojumu varbūtību sadalījums, un izmantosim Baiesa formulu nosacītajai varbūtībai sekojošā veidā:

$$P(\mathbf{x} | s_i) = \frac{P(s_i, \mathbf{x})}{P(s_i)} = \frac{P(s_i | \mathbf{x}) \cdot P(\mathbf{x})}{\sum_{k=1}^N P(s_k | \mathbf{x}) \cdot P(\mathbf{x})} = P(s_i | \mathbf{x}), \text{ jo } \sum_{k=1}^N P(s_k | \mathbf{x}) = 1. \quad (7)$$

No (7) izriet, ka novērojuma $\mathbf{x}$ varbūtība pie uzdotā AMM stāvokļa s_i ir vienāda ar AMM stāvokļa s_i varbūtību pie uzdotā novērojuma $\mathbf{x}$. No otras puses, atbilstoši (2) un (3), ja sadalījums $P(s_i) = 1/N$ ir vienmērīgs, tad varbūtība $P(s_i | \mathbf{x})$ ir vienāda ar:

$$P(s_i | \mathbf{x}) = \frac{p(\mathbf{x}, s_i)}{p(\mathbf{x})} = \frac{p(\mathbf{x} | s_i)}{\sum_{k=1}^N p(\mathbf{x} | s_k)}. \quad (8)$$

Ievērojot pieņēmumu par gadījuma rakstura mainīgo d_i un $\delta_i \phi$ pieņemot, ka d_i un $\delta_i \phi$ ir normāli sadalīti, un ievērojot $p(\mathbf{x} | s_i)$ sakarību ar šo mainīgo sadalījuma blīvumiem, kas analoģiska (6), iegūsim, ka novērojumu emisijas varbūtība var būt aprēķināta sekojošā veidā:

$$b_i(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x} | s_i) = P(s_i | \mathbf{x}) = \frac{p_D(d_i) \cdot p_\Phi(\delta_i \phi)}{\sum_{k=1}^N p_D(d_k) \cdot p_\Phi(\delta_k \phi)}, \quad (9)$$

kur

$$p_D(d_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_D} \cdot \exp\left(-\frac{d_k^2}{2\sigma_D^2}\right) \text{ и } p_\Phi(\delta_k \phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\Phi} \cdot \exp\left(-\frac{\delta_k^2 \phi^2}{2\sigma_\Phi^2}\right). \quad (10)$$

Viterbi algoritma gadījumā, principā, nav nepieciešams aprēķināt novērojumu emisijas varbūtības $b_i(\mathbf{x})$ stingri pēc formulas (9), jo $b_i(\mathbf{x})$ izmanto kā pārvades koeficientus starp Viterbi algoritma režģa diagrammas mezgliem. Visiem tiem, formulā (9) ir saucējs, kas vienāds ar $g_{D\Phi} = \sum_{k=1}^N p_D(d_k) \cdot p_\Phi(\delta_k \phi)$, kurš var mainīties no vienas Viterbi algoritma iterācijas pie otras,

taču paliek konstants tekošās iterācijas robežās, jo nav atkarīgs no stāvokļa indeksa i . Attiecīgi, var atstāt tikai skaitītāju:

$$b_i^*(\mathbf{x}) = b_i(\mathbf{x}) \cdot g_{D\Phi} = p_D(d_i) \cdot p_\Phi(\delta_i \phi). \quad (11)$$

Atzīmēsim, ka (11) ir vienkāršāks par (9), jo tajā nav dalīšanas operācijas. Dalīšanas iztrūkumu var attiecināt pie iterāciju mēroga mainīšanas operācijas Viterbi algoritmā.

Vēl viens varbūtību sadalījuma $P(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ aprēķina paņēmieni ir piedāvāts [4]. Tā pamatā ir varbūtības apgriezti proporcionālās atkarības no $|d_i|$ izmantošana atbilstoši principam: jo blīvāk GPS punkts pieder pie ceļa elementa, jo augstāka varbūtība tam, ka šis ceļa elements arī ir patiesais. Pie tam, uzdotā ceļa elementa $\mathbf{s}_i$ varbūtības aprēķinu veic pēc formulas [4]:

$$b_i(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i) = \frac{1/(\text{Distance from } \mathbf{x} \text{ to } \mathbf{s}_i)}{\sum_{k=1}^N 1/(\text{Distance from } \mathbf{x} \text{ to } \mathbf{s}_k)} = \frac{1/|d_i|}{\sum_{k=1}^N 1/|d_k|}, \quad (12)$$

kur $i = 1, 2, \dots, N$, N – pareizo ceļa elementu kandidātu skaits GPS pozīcijas apkārtne ar koordinātām (x, y) . Šeit, tāpat kā (9), Viterbi algoritmā dalīšana ar $\sum_{k=1}^N 1/|d_k|$ nav obligāta, tomēr ir jāseko, lai izpildītos nosacījums $|d_i| \neq 0 \forall i$. Lai izvairītos no dalīšanas ar nulli, var pieskaitīt pie visām $|d_k|$ vērtībām ļoti mazu konstanti $\Delta d = \text{const}$. Šajā gadījumā, bez dalīšanas operācijas ar $\sum_{k=1}^N 1/(|d_k| + \Delta d)$, iegūsim pavisam vienkāršo izteiksmi aprēķiniem:

$$b_i^*(\mathbf{x}) = 1/(|d_i| + \Delta d). \quad (13)$$

Bez tam, (12) un (13) sastāvā kā reizinātāju, analogiski (9), var ieviest funkciju, kas ievēro kustības virzienu. Formulā (12) netiek ievērots d_i varbūtību sadalījums un standartnovirze σ_D , kā tas bija (9). Šajā gadījumā var prognozēt lielāku GPS mērījumu ietekmi. Δd vērtībai izteiksmē (13) nav statistisko novērtēšanas paņemienu, kas līdzīgi σ_D izvēles novērtēšanai vai novērtējumam ar MAD. Ir iespējams novērtēt Δd AMM apmācības procesā, piemēram izmantojot Viterbi-treningu (skat. **Viterbi training** B [8, 9]).

[3] apraksta novērojumu emisijas varbūtības $b_i(\mathbf{x}) = P(\mathbf{x}|\mathbf{s}_i)$ aprēķina metodi ar Mahalanobisa attāluma DM_i izmantošanu (attāluma mērs starp gadījuma rakstura vērtību vektoriem, vispārinātais Eiklīda attāluma gadījums) [20] starp mērījumiem $\mathbf{x}$ un $\mathbf{s}_i$, interpolējot ceļu tīkla elementus ar kubiskajiem splainiem un izlīdzinot GPS mērījumus $\mathbf{x}$ ar paplašināto Kalmana filtrāciju [21]. Mahalanobisa attālums līdz visam ceļa elementam (kā punktam) tiek novērtēts ar vismazāko attālumu $D_{i,\min}$ līdz jebkuram no punktiem šajā konkrētajā ceļa elementā. Novērojumu emisijas varbūtību var aprēķināt ar (9), (10) vai (12), kur d_i vietā izmanto $DM_{i,\min}$.

Atzīmēsim, ka literatūrā nav salīdzināšanas datu kartes piesaistes algoritmu precizitātei ja izmanto (9), (10) vai (12), kā arī [3] piedāvāto metodi. Ir tikai eksperimentālās pārbaudes rezultātu izklāsts pilnīgi dažādos apstākļos pie dažādas konkrētas algoritma realizācijas nesalīdzināmajā veidā [2], [3], [5], [4] un citos. Būtu vēlams testēšana vienādos apstākļos (ar vieniem un tiem pašiem datiem $\{x_t\}$, $t = 1, 2, \dots, T$), piemēram, iegūstot novērojumu secību ar statistisko modelēšanu un kartes imitāciju [22] ar AMM parametru un piesaistes kļūdu statistikas aprēķinu.

3. AMM pārejas varbūtību matricas $A = \{a_{ij}\}$ aprēķins kartes piesaistes algoritmā

Jebkurš ceļa elements uz kartes transportlīdzekļa kustības maršrutā ir viens no iespējamajiem elementiem AMM stāvokļu telpā, bet ceļu tīklu var uzskatīt par automātu ar galīgo stāvokļu skaitu, kas izriet no ciparu kartes. Stāvokļu pārejas varbūtības $P(s_j | s_i) = a_{ij}$, kur s_j, s_i – ceļa alfabēta elementi (stāvokļu kopums), $i, j \in [1, N]$, atspoguļo ceļu tīkla topoloģiju. Pie tam, divu ceļa elementu pārejas varbūtība nav nulle tikai tad, kad tiem ir kaut viens kopējais punkts (connected segments).

Pāreju varbūtības a_{ij} var aprēķināt, izmantojot sekojošus iespējamo pāreju likumus jebkuram uzdotajam ceļa elementam, kas tika piedāvāti [2],[3]:

- transportlīdzeklis pāriet uz blakus ceļa elementu;
- transportlīdzeklis paliek tekošajā ceļa elementā un saglabā kustības virzienu, kas sakrīt ar šī ceļa elementa virzienu. Modelē cilpa stāvokļu diagrammā;
- transporta līdzeklis paliek tekošajā ceļa elementa bet izmaina kustības virzienu, veicot apgriezību pretējā pusē ($\cup$ -apgriezums). Atbilst pārejai stāvoklī, kas apzīmē pretējo kustības virzienu;
- uzskatot transportlīdzekļa kustības virzienu par zināmu, stāvokļu telpas elementi tiek paplašināti ar karodziņu, kas apzīmē kustības virzienu. Rezultātā viens ceļa segments var veidot vienu (vienvirziena kustība) vai divus elementus (divvirziena kustība) stāvokļu telpā;
- pretējiem virzieniem divu elementu pārejas varbūtība stāvokļu telpā ($\cup$ -apgriezums) tiek nosacīta ar ļoti mazu vērtību, kas atbilst apgrieziena varbūtībai pretējā kustībā.

$\cup$ -apgriezums tipa kustības varbūtību apzīmēsim ar P_{turn} . Tālāk stāvokļa pārejas varbūtībai stāvoklī a_{ij} izmantosim likumu: nevienai pārejai, izņemot $\cup$ -apgriezumu, nav lielākas priekšrokas, nekā pārejām. T.i. palikušā varbūtība $P_{trans} = 1 - P_{turn}$ tiek vienmērīgi sadalīta

starp visām izejas pārejām, ieskaitot „cilpu” stāvokļu diagrammā. Tādā gadījumā, stāvoklim s_i ar n pārejām blakus stāvokļos s_j un vienu „cilpa” veida pāreju, izņemot $\cup$ -apgriezienu, katru izejas pāreju nosaka varbūtība [3]

$$a_{ij} = a_{ii} = \frac{P_{trans}}{n+1}, \text{ kur } a_{ij} = P(s_j | s_i) \text{ un } a_{ii} = P(s_i | s_i) \quad (14)$$

[5] piedāvā savādāku, salīdzinājuma ar (14), pārejas varbūtību aprēķina paņēmieni, kura pamatā ir reālā un aprēķinātā ceļa elementu izejas laika salīdzinājums. Reālais laiks, kas nepieciešams lai pārietu no viena ceļa punkta otrajā tiek noteikts pēc GPS uztvērēja precīzā laika nolasēm, bet prognozējamo ceļa noiešanas laika intervālu starp šiem pašiem punktiem tiek aprēķināts maršruta plānotājā. Aprēķina ceļi ir ļoti īsie, jo tiek apskatīti ceļa segmenti, kas ir saskaņoti ar blakus pozīciju mērījumiem ar intervālu 1...2 sec. Tādā veidā, [5] vidējais ceļa garums ir 64.4 m. [5] tiek piedāvāts novērtēt varbūtības a_{ij} , izmantojot plānotāja aprēķināto izejas laika un reālā laika (GPS uztvērējs) starpību. Tiek paredzēts, ka laika novirzēm ir Gausa sadalījums un izmanto šo noviržu mediānas vērtības kā robusto vidējās vērtības novērtējumu un MAD kā standartnovirzes novērtējumu. Pārejas varbūtību aprēķina pēc Baiesa formulas, kas analogiska (8), ar Gausa pieņēmuma izmantošanu pēc sekojošās formulas:

$$a_{ij}^{(t-1,t)} = P(q_t = s_{j,t} | q_{t-1} = s_{i,t-1}) = \frac{p(s_{j,t} | s_{i,t-1})}{\sum_{k=1}^{N_t} p(s_{j,t} | s_{k,t-1})} = \frac{\exp \left[-0.5 \cdot \left(\frac{\Delta t_{ij}^{(t-1,t)} - \mu_{\Delta,t}}{\sigma_{\Delta,t}} \right)^2 \right]}{\sum_{k=1}^{N_t} \exp \left[-0.5 \cdot \left(\frac{\Delta t_{ik}^{(t-1,t)} - \mu_{\Delta,t}}{\sigma_{\Delta,t}} \right)^2 \right]}, \quad (15)$$

$$t = 2, 3, \dots, T,$$

kur $\Delta t_{ij}^{(t-1,t)}$ – aprēķina un reālā laika starpība, $\mu_{\Delta,t}$ – $\Delta t_{ij}^{(t-1,t)}$ vidējās vērtības novērtējums, $\sigma_{\Delta,t}$ – $\Delta t_{ij}^{(t-1,t)}$ standartnovirzes novērtējums, N_t – AMM stāvokļu skaits laika momentā t . No (15) redzams, ka pieaugot novirzei no reālā un aprēķina laika starpības vidējās vērtības, pārejas varbūtība attiecīgajam ceļam samazināsies.

Tāda novērtēšanas paņēmiena trūkums – nepieciešamība izmantot maršruta plānotāju ar visām tam raksturīgajām kļūdām. Šeit netiek ievērots, ka transportlīdzeklis var pārvietoties ar zemāko ātrumu, nekā norādīts uz kartes (vai arī tika iepļānots), kā arī apstāties uz laiku vai iebraukt stāvvietā.

Augstāk norādītas pārejas varbūtību novērtēšanas divas metodes tiek pielietotas automobiļu transporta navigācijai. Invalīdkrēsla navigācijas sistēmās atrada pielietojumu cita pārejas varbūtību novērtēšanas metode [4]. Šajā metodē pārejas varbūtības tiek uzdotas ar eksponenciālajiem koeficientiem:

$$a_{ij} = e^{-r_{ij}},$$

kur r_{ij} – atbilst tipoloģiskajām saiknēm starp diviem ceļa elementiem (AMM stāvokļiem). Pēc normalizācijas a_{ij} pieņem 0 un 1 vērtības. Pie tam, pirms veidot matricu $A = \{a_{ij}\}$ no stāvokļu diagrammas sākumā veido pāreju matricu $R = \{r_{ij}\}$, ievērojot sekojošus likumus:

- 1) ja divi ceļa elementi ir savienoti, tad $r_{ij} = 1$ un $a_{ij} = 1/e \approx 0.368$;
- 2) ja tie nav savienoti, tad $r_{ij} = \infty$ un $a_{ij} = 0$;
- 3) ja ceļa elementa garums ir tāds, ka diviem blakus pozīcijas mērījumiem tas ir viens un tas pats elements, t.i. $i = j$ (atbilst cilpai stāvokļu diagrammā), tad $r_{ij} = 0$ un $a_{ij} = 1$.

4. AMM aprēķina piemērs ceļu tīklam

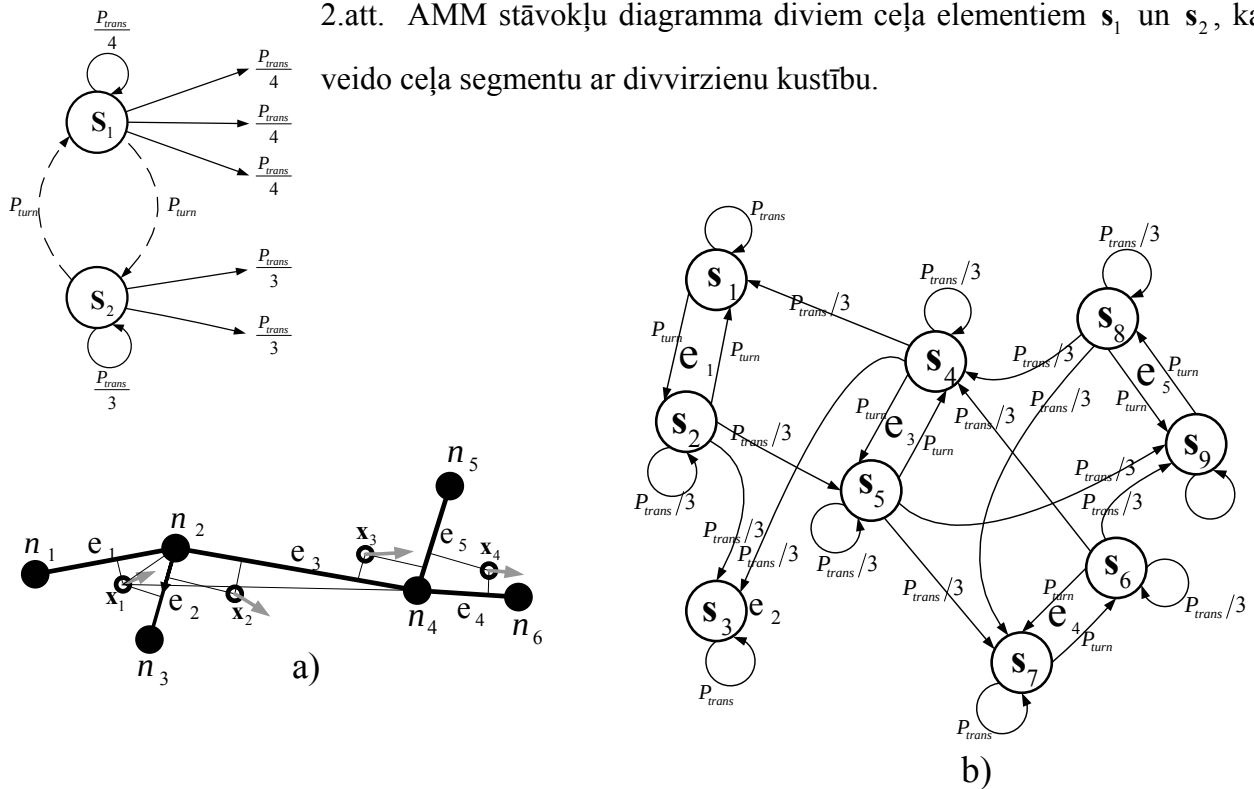
Ceļu tīklu ciparu kartē ceļus sadala segmentos ar gala punktiem, kur sastopami ceļu krustojumi, atzarojumi, orientācijas izmaiņa (apgrieziena) jeb posmi ar ieeju vai izeju. Ceļa ierobežojumi, tādi kā kustības virziens, sadala ceļa segmentu uz diviem ceļa elementiem. Katrs no tiem – viens apslēptā Markova modeļa stāvoklis. Ceļa elementam ir savi izmēri un virziens (savs kursa leņķis). Katram GPS pozīcijas mērījumam tiek izvēlēti N vistuvākie ceļa elementa kandidāti (piemēram, [5] piedāvāja izmantot $N \leq 10$ un izvēlēties attālumā no mērāmās pozīcijas, kas nepārsniedz 200 m). Katra tā robežās tiek noteikts punkts, kas atrodas minimālajā attālumā no GPS pozīcijas mērījuma, bet pēc tam aprēķina attālumu no šī punkta līdz mērījuma pozīcijai. Attālumu nosaka ar haversīnusa formulu (haversine formula – *half the versed sine*) [5,23,24] – Zemes virsmas divu punktu visīsākās distances sfēriskais tuvinājums. Pilnais ceļa elementu kopums veido AMM stāvokļu alfabētu. Alfabēts var būt definēts visam rajonam, kura robežās atrodas mūs interesējošais ceļu tīkls, vai arī atsevišķi šī rajona blakus daļām. Pie tam, alfabēta apjoms un tā elementi var mainīties (pat pārejot no viena novērojuma pie cita [5]). Tālāk katram stāvokļu alfabētam tiek veidota Viterbi algoritma režģa diagramma.

Ja AMM aprēķinā iekļaut transportlīdzekļa orientācijas parametru attiecībā uz citiem ceļa elementiem un ievērojot kustības virziena ierobežojumus, tad var precizēt patiesā ceļa elementa izvēli.

4.1. AMM stāvokļu diagramma ceļu tīkla piemēram

Apskatīsim ceļu tīkla piemēru vienam rajonam, pielietojot vienādu AMM visiem novērojumiem laika momentos $t = 1, 2, 3, 4$ ($T = 4$) maršruta kustības sākumā un beigās.

Novērojumu emisijas varbūtību aprēķinam izmantosim (9), (10), bet pārejas varbūtību aprēķinam izmantosim (14). 2.att. ir parādīta viena ceļa segmenta stāvokļa diagramma ar diviem atļautiem kustības virzieniem [4], kas ir divi AMM stāvokļi – pa vienam stāvoklim (ceļa elementam) uz katru kustības virzienu, kuru pārejas varbūtības ir aprēķinātas pēc formulas (14). 3.a.att. ir parādīts ceļu tīkla modelis, bet 3.b.att. – šī piemēra stāvokļu diagramma ar 2.att. segmenta stāvokļu diagrammas izmantošanu.

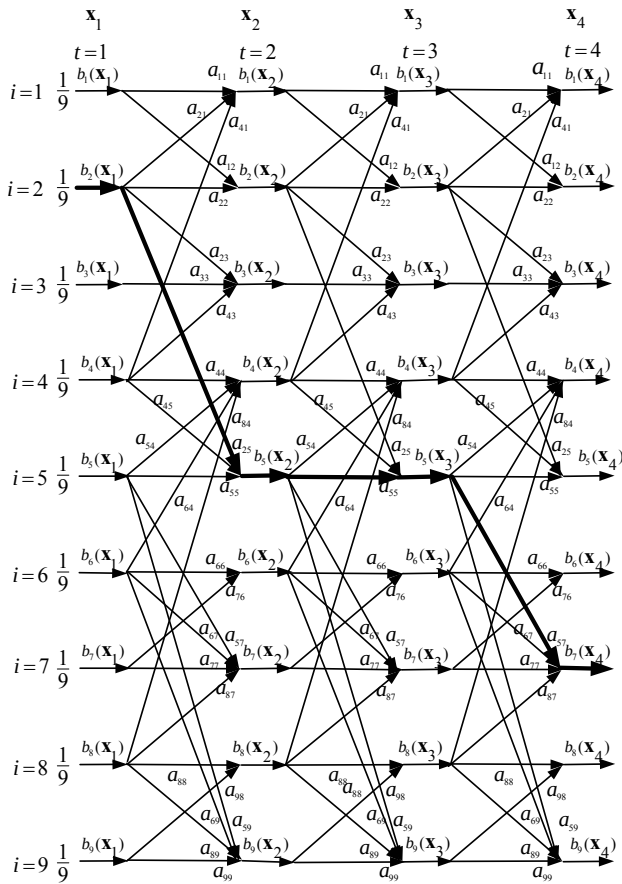


3.att. a. Ceļu tīkla piemērs ar 5 ceļa segmentiem e_1, e_2, e_3, e_4, e_5 un b. atbilstošā tam diagrammā no 9 stāvokļiem $s_1, s_2, \dots, s_9$ ($N = 9$) un to pārejām.

Ceļa tīkls 3.a.att. sastāv no 4 segmentiem e_1, e_3, e_4, e_5 ar divvirzienu kustību un viena segmenta e_2 ar vienvirziena kustību (apzīmēts ar bultu). Ortogonālie attālumi norādīti visiem punktiem. Punktam x_1 ir parādītas arī minimālo attālumu līnijas..

GPS novērojumu emisijas varbūtības novērtējumam $b_i(\mathbf{x}_t) = P(\mathbf{x}_t | s_i)$ izmanto transportlīdzekļa un ceļa elementa savstarpējo orientāciju un ortogonālos attālumus no GPS novērojuma punkta līdz atbilstošajam ceļa elementam, kuram nepieciešams iegūt varbūtības nozvetējumu, ja ortogonālā projekcija neiziet ārpus dotā ceļa elementa robežām. Kad projekcija neiekļaujas ceļa elementa robežās, novērojumu emisijas varbūtības novērtēšanai izmanto minimālo attālumu līdz GPS novērojumam tuvākajam ceļa elementa galam.

4.2. Viterbi algoritma režģa diagramma ceļu tīkla piemēram



4.att. Viterbi algoritma režģa struktūra stāvokļu diagrammai 3.b.att. un 4 laika momentiem.

Ievērojot piemēru [10] un 3.b.att. stāvokļu diagrammu, izveidosim Viterbi algoritma režģa diagrammu ceļa tīklam 3.a.att laika momentos $t=1,2,3,4$, kas parādīta 4.att. Šajā gadījumā, stāvokļu alfabēts satur $N=9$ ceļa elementus. Novērojumu emisijas varbūtības $b_i(\mathbf{x}_t)$, $i=1,2,\dots,9$, nosaka pēc izteiksmēm (9), (10). Pārejas starp stāvokļiem atbilst 3.b.att. diagrammai. Sākumstāvokļu varbūtību sadalījums pieņemts par

$$\text{vienmērīgu un vienāds ar } \pi_i = \frac{1}{N} = \frac{1}{9}.$$

Formāli, 4.att. pie $t=1$ ieejā norādīts reizinājums ar π_i . Tomēr, par cik π_i vērtības ir vienādas pie visiem i , tad šādu reizināšanas operāciju var izlaist, jo optimālā ceļa izvēli, bez koeficientu mēroga izmaiņām, tā neietekmē.

Tādā veidā, kā sākumdatiem, no kuriem faktiski sāk pildīties Viterbi algoritms, var izmantot pirmā novērojuma varbūtības $\{b_i(\mathbf{x}_1)\}$. Ceļu tīkla piemērā, 3.a.att., parādīti pavisam 4 GPS novērojumi $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \mathbf{x}_3, \mathbf{x}_4$, kuriem atbilst laika momenti t_1, t_2, t_3, t_4 un trīs Viterbi algoritma iterācijas. Novērojumi $\mathbf{x}_2$ un $\mathbf{x}_3$ ar augstu varbūtību attiecās pie viena un tā paša ceļa elementa $\mathbf{s}_5$, kas pieder ceļa segmentam $\mathbf{e}_3$, kas stāvokļu diagrammā atbilst „cilpa” veida pārejai (no $\mathbf{s}_5$ uz $\mathbf{s}_5$). Pārējie novērojumi, visdrīzāk, attiecās pie dažādiem vistuvākajiem ceļa elementiem. Visticamākais atbilstošais ceļa elements var tikt viegli noteikts pēc ortogonālā attāluma 3.a.att. AMM pārejas varbūtību matrica $A=\{a_{ij}\}$ ceļu tīklam 3.a.att., atbilstoši 3.b.att. stāvokļa diagrammai, izskatīsies sekojoši:

$$A = \{a_{ij}\} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & 0 & a_{25} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & a_{33} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ a_{41} & 0 & a_{43} & a_{44} & a_{45} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{54} & a_{55} & 0 & a_{57} & 0 & a_{59} \\ 0 & 0 & 0 & a_{64} & 0 & a_{66} & a_{67} & 0 & a_{69} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{76} & a_{77} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_{84} & 0 & 0 & a_{87} & a_{88} & a_{89} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & a_{98} & a_{99} \end{bmatrix},$$

kurā sekojošie elementi nav nulles:

$$\begin{cases} a_{11} = a_{33} = a_{77} = a_{99} = P_{trans}, \\ a_{12} = a_{21} = a_{45} = a_{54} = a_{67} = a_{76} = a_{89} = a_{98} = P_{turn}, \\ a_{22} = a_{23} = a_{25} = a_{41} = a_{43} = a_{44} = a_{55} = a_{57} = a_{59} = P_{trans}/3, \\ a_{64} = a_{66} = a_{69} = a_{84} = a_{87} = a_{88} = P_{trans}/3. \end{cases}$$

4.3. Ceļa varbūtības analīze ceļu tīkla Viterbi režģa diagrammā

Visticamākais ceļš 4.att. Viterbi algoritma režģī ir izdalīts ar trekno līniju. Šo ceļu veido stāvokļu secība $Q = 2557$, kur $q_1 = s_2, q_2 = s_5, q_3 = s_5, q_4 = s_7$ – tekošie stāvokļi laika momentos $t = 1, 2, 3, 4$.

Vispārīgajā gadījumā, novērtējumus optimālās AMM stāvokļu secībai $Q = q_1 q_2 \dots q_t \dots q_T$, $q_t = s_i$, $i = 1, 2, \dots, N$, $t = 1, 2, \dots, T$ pie atbilstošās GPS novērojumu secības $\mathbf{O} = \mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \dots \mathbf{x}_t \dots \mathbf{x}_T$, kura nolasīta no Viterbi režģa apgrieztajā secībā kā stāvokļu indeksu indeksi $\hat{\mathbf{i}} = (\hat{i}_T, \hat{i}_{T-1}, \dots, \hat{i}_1)$, var iegūt no sekojošā maksimālās ticamības novērtējuma:

$$\hat{\mathbf{i}} = (\hat{i}_T, \hat{i}_{T-1}, \dots, \hat{i}_1) = \operatorname{argmax}_{\mathbf{i}} \left[P(\mathbf{x}_1 | q_1 = s_{i_1}) \cdot \prod_{t=2}^T P(q_t = s_{i_t} | q_{t-1} = s_{i_{t-1}}) \cdot P(\mathbf{x}_t | q_t = s_{i_t}) \right],$$

kur $\mathbf{i} = (i_1, i_2, \dots, i_t, \dots, i_T)$ – indeksu vektora mainīgais, ko izmanto kā maksimizācijas argumentu,

$1 \leq i_t \leq N$, $t = 1, 2, \dots, T$. Ja $i_1 = \hat{i}_1, i_2 = \hat{i}_2, \dots, i_T = \hat{i}_T$, tad:

$$P^* = \max_{1 \leq i \leq N} [\delta_i(T)] = \pi_{\hat{i}} \cdot P(\mathbf{x}_1 | q_1 = s_{\hat{i}_1}) \cdot \prod_{t=2}^T P(q_t = s_{\hat{i}_t} | q_{t-1} = s_{\hat{i}_{t-1}}) \cdot P(\mathbf{x}_t | q_t = s_{\hat{i}_t}). \quad (16)$$

Izmantosim (9), (10) pie $N = 9$, $T = 4$. Apzīmējot ortogonālus attālumus no punkta $\mathbf{x}_t$ līdz ceļa elementam ar $d_{i,t}$, kur i – stāvokļa indekss laika momentā t , bet minimālos attālumus, ja tie nav ortogonāli, ar $d_{\min,i,t}$. Ceļu tīklam 3.a.att. pēc (16) iegūsim:

$$P^* = \pi_2 \cdot b_2(\mathbf{x}_1) \cdot a_{25} \cdot b_5(\mathbf{x}_2) \cdot a_{55} \cdot b_5(\mathbf{x}_3) \cdot a_{57} \cdot b_7(\mathbf{x}_4) \\ = \frac{1}{9} \cdot \left(\frac{P_{trans}}{3} \right)^3 \cdot \frac{\exp\left(-\frac{d_{2,1}^2 + d_{5,2}^2 + d_{5,3}^2 + d_{7,4}^2}{2\sigma_D^2}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\delta_{2,1}\phi^2 + \delta_{5,2}\phi^2 + \delta_{5,3}\phi^2 + \delta_{7,4}\phi^2}{2\sigma_\Phi^2}\right)}{\prod_{t=1}^4 \sum_{k=1}^9 \exp\left(-\frac{d_{k,t}^2}{2\sigma_D^2}\right) \cdot \exp\left(-\frac{\delta_{k,t}\phi^2}{2\sigma_\Phi^2}\right)}, \quad (17)$$

kur, $d_{k,t}$ ir ortogonāls attālums, ja $t=1,2,3,4$ un attiecīgi $k=2,5,5,7$, pretējā gadījumā $d_{k,t} = d_{\min k,t}$.

Atzīmēsim, ka ortogonālie attālumi $d_{2,1}, d_{5,2}, d_{5,3}, d_{7,4}$ un leņķu starpības $\delta_{2,1}\phi, \delta_{5,2}\phi, \delta_{5,3}\phi, \delta_{7,4}\phi$ simetriski iekļautas izteiksmē (17), bet mainīgie $d_{i,t}$ un $\delta_{i,t}\phi$ ir neatkarīgi. Tomēr, minimālie attālumi $d_{\min,i,t}$ ir atkarīgi no $d_{i,t}$ tāpat, kā atbilstošās tiem leņķu starpības ir atkarīgas no ortogonālo ceļa elementu leņķu starpībām. Taču, ja $|d_{\min,i,t}| \gg |d_{i,t}|$, kas lielākajā gadījumā izpildās, šo atkarību var neievērot. Mēs izmantosim to turpmākajā $d_{i,t}$ ietekmes analizē uz optimālā ceļa izvēles varbūtību pie uzdotām vērtībām σ_D un σ_Φ .

Izpētīsim vispārīgo varbūtības P^* atkarības veidu no izvēlētajām standartnovirzes vērtībām σ_D un σ_Φ ceļu tīklam 3.a.att., uzskatot ka ir zināmi sekojoši tīkla parametri, kas ierakstīti divos divdimensiju masīvos:

- viens masīvs $d[T][N]$ ar attālumiem (metros):

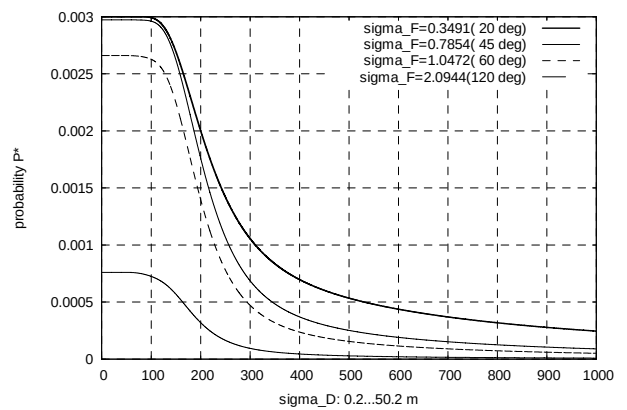
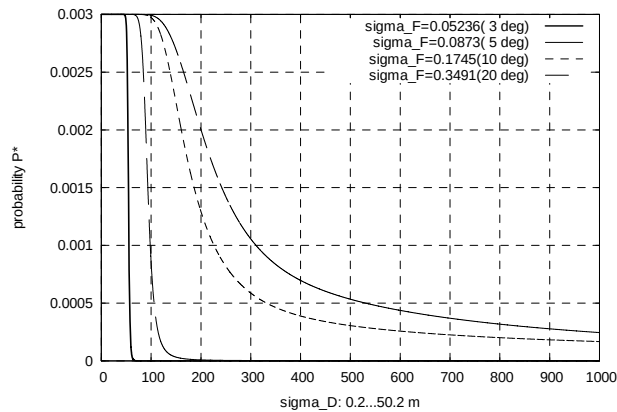
$$d[T][N] = \left\{ \begin{aligned} &\{-9.5, \mathbf{9.5}, 14.3, -23.1, 23.1, -106.3, 106.3, 106.3, -106.3\}, & - t = 1 \\ &\{-27.2, 27.2, -25.4, -12.5, \mathbf{12.5}, -65.9, 65.9, 65.9, -65.9\}, & - t = 2 \\ &\{-69.1, 69.1, -69.1, 9.7, \mathbf{-9.7}, 21.2, -21.2, 22.4, -22.4\}, & - t = 3 \\ &\{-112.2, 112.2, -112.2, 27.0, -27.0, 9.2, \mathbf{-9.2}, -22.2, 22.2\} \}; & - t = 4 \end{aligned} \right. \quad (18)$$

- otrais masīvs $dF[T][N]$ – leņķu starpībām (radiānos):

$$dF[T][N] = \left\{ \begin{aligned} &\{2.79, \mathbf{-0.2618}, -2.3562, 2.3562, -0.7854, 2.618, -0.5236, 1.0472, -2.0944\}, & - t = 1 \\ &\{-2.3562, 0.7854, -1.309, -2.618, \mathbf{0.5236}, -2.4958, 0.6458, -1.2217, 1.92\}, & - t = 2 \\ &\{-2.967, 0.1745, -2.007, 2.7925, \mathbf{-0.349}, 3.0543, -0.0873, -2.7053, 0.4363\}, & - t = 3 \\ &\{-2.967, 0.1745, -1.6755, 3.0543, -0.0873, -3.0892, \mathbf{0.0524}, -1.7453, 1.396\} \}; & - t = 4, \end{aligned} \right. \quad (19)$$

kur attālumus $d_{i,t}$ mēra metros, bet leņķu starpības $\delta_{i,t}\phi$ – radiānos. (18) un (19) ir izdalītas ortogonālo attālumu vērtības un tām atbilstošās leņķu starpības. Skaitliskās vērtības $d_{i,t}$ ‘+’ vai ‘-’ zīmi nosaka GPS punkta pozīcija attiecībā uz tekoša ceļa elementa virzienu (‘+’ – pa labi, bet ‘-’ – pa kreisi).

5.a.att. ir parādīts $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\Phi=\text{const}}$ grafiks, mainot σ_D no 0.2 m (atbilst 0) līdz 50.2 m (atbilst 1000) un dažādām σ_Φ vērtībām, kas vienādas ar 3° , 5° , 10° un 20° . Šeit un turpmāk $P_{\text{turn}} = 0.1$, $P_{\text{trans}} = 0.9$.



b)

5.att. Optimālā ceļa varbūtība $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\Phi=\text{const}}$ kā funkcija no σ_D pie

a) $\sigma_\Phi = 0.05236$ rad (3°), 0.087266 rad (5°), 0.17453 rad (10°), 0.349066 rad (20°);

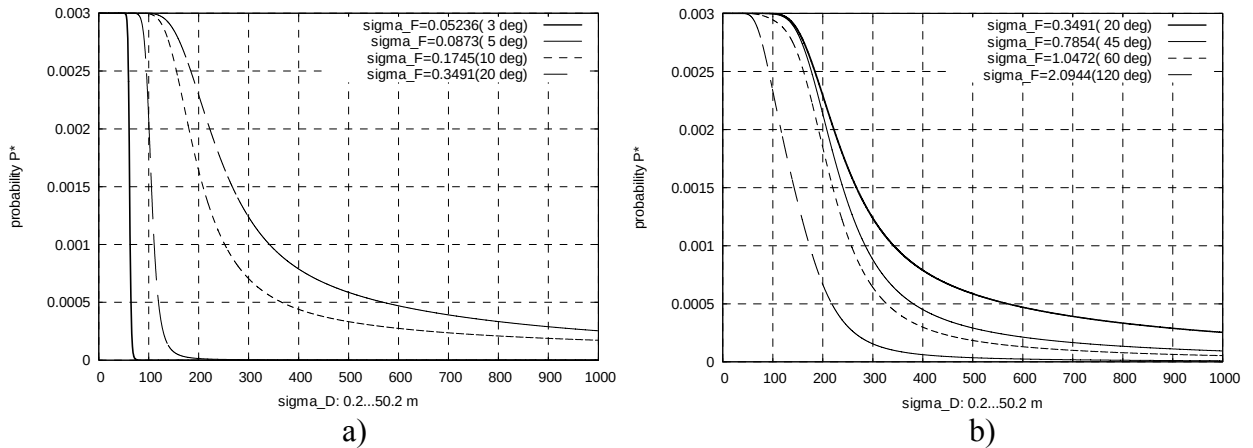
b) $\sigma_\Phi = 0.349066$ rad (20°), 0.7854 rad (45°), 1.0472 rad (60°), 2.0944 rad (120°).

$$P^*(\sigma_D = 0) = 0.027 \cdot \frac{1}{9} = 0.003.$$

No 5.a.att. ir redzams, ka sākot ar noteikto σ_D vērtību, P^* varbūtība strauji samazinās, pie tam krituma straujums ir jo lielāks, jo mazāka ir σ_Φ vērtība. Palielinoties σ_Φ līkne $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\Phi=\text{const}}$ nobīdās pa labi un, sasniedzot noteiktu robežas vērtību, sāk bīdīties uz pretēju pusi ar konstanta līmeņa samazināšanu, kā arī tā platuma un straujuma samazināšanu. To var redzēt no 5.b.att., kad σ_Φ pieņem vērtības 20° , 45° , 60° un 90° . Plakanās daļas robežās pie uzdotām σ_Φ vērtībām, pie kurām līknes saplūst, σ_D ir tāda, ka (17) izteiksmes daļas $\exp(\square) \cdot \exp(\square) / \prod_{t=1}^4 \sum_{k=1}^9 \exp(\square) \cdot \exp(\square)$ skaitītājam un saucējam ir pietiekami mazas (jo mazākas, jo mazākas ir σ_D un σ_Φ vērtības) un praktiski vienādas vērtības. Pie tam, pati daļa ir tuva 1. Palielinoties σ_D , gan skaitītājs, gan saucējs monotoni pieaug, taču saucējs pieaug straujāk un daļas vērtība monotoni krīt, paliekot mazākai par 1.

Ar mērķi pārbaudīt varbūtību funkcijas C целью проверить вариативность формы кривой функции вероятности $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\Phi=\text{const}}$ formas variācijas plašajā ortogonālo attālumu diapazonā uz ceļu tīkla piemēra 3.a.att., tika izanalizēts gadījums, kad visi koordinātu punkti,

kas atbilst GPS novērojumiem, atrodas tieši ceļa elementos, nevis to tuvumā, t.i. $d_{2,1} = d_{5,2} = d_{5,3} = d_{7,4} = 0$. Pie tam, visi citi attālumi paliek bez izmaiņām. Aprēķinu rezultāti ir parādīti 6.a.att. un 6.b.att.



6.att. Optimālā ceļa varbūtība $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\phi=\text{const}}$ kā funkcija no σ_D pie

$d_{2,1} = d_{5,2} = d_{5,3} = d_{7,4} = 0$ un

a) $\sigma_\phi = 0.05236$ rad (3°), 0.087266 rad (5°), 0.17453 rad (10°), 0.349066 rad (20°);

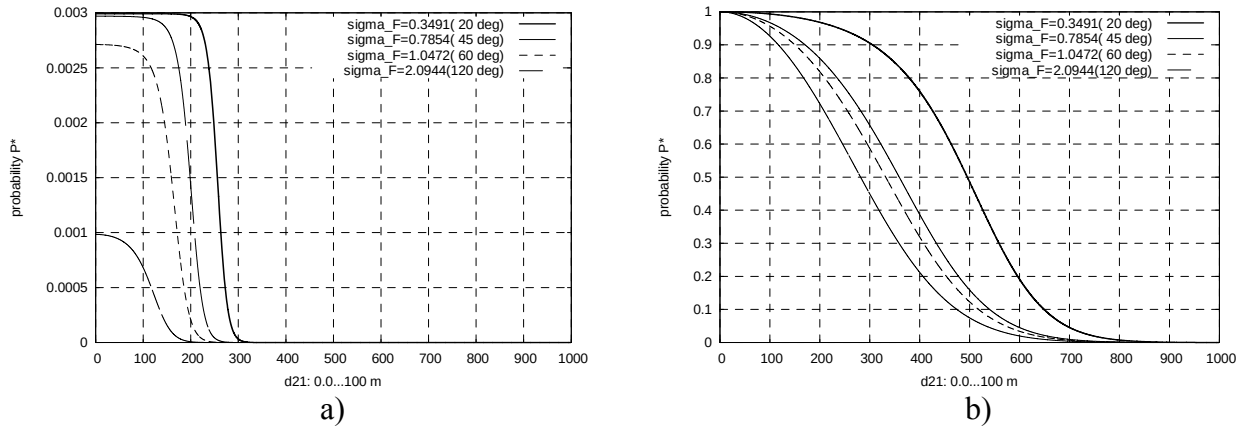
b) $\sigma_\phi = 0.349066$ rad (20°), 0.7854 rad (45°), 1.0472 rad (60°), 2.0944 rad (120°).

Attiecīgi salīdzinot 6.a-b.att. ar 5.a-b.att. (5.a.att. un 6.a.att. līknes ir ļoti tuvas) un aprēķinot pie citām vērtībām $d_{2,1}, d_{5,2}, d_{5,3}, d_{7,4}$, var konstatēt, ka показывают, что характер зависимости $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\phi=\text{const}}$ atkarības raksturs stabili saglabājas plašajā argumentu σ_D un σ_ϕ izmaiņu diapazonā.

Tika iegūti arī σ_D un σ_ϕ novērtējumi sākumdatiem (18) un (19), kuriem tika veikts salīdzinājums ar gadījumu $d_{2,1} = d_{5,2} = d_{5,3} = d_{7,4} = 0$ un grafikiem 5.att. un 6.att. Pie tam, tika aprēķināti divi kļūdu pāri – izvilkuma novērtējumi (sample estimates) $\sigma_{D \text{ sam}}$, $\sigma_{\phi \text{ sam}}$ un MAD novērtējumi $\sigma_{D \text{ MAD}}$, $\sigma_{\phi \text{ MAD}}$: $\sigma_{D \text{ sam}} = 58.268$ m un $\sigma_{D \text{ MAD}} = 46.924$ m, $\sigma_{\phi \text{ sam}} = 1.896$ rad (108.65°) un $\sigma_{\phi \text{ MAD}} = 2.3286$ rad (132.42°), bet gadījumā ar $d_{2,1} = d_{5,2} = d_{5,3} = d_{7,4} = 0$: $\sigma_{D \text{ sam}} = 58.1586$ m un $\sigma_{D \text{ MAD}} = 38.844$ m, novērtējumu vērtības $\sigma_{\phi \text{ sam}}$ un $\sigma_{\phi \text{ MAD}}$ ir tādas pašas. Gan izvilkuma novērtējumi, gan MAD novērtējumi $\sigma_{D \text{ sam}}$ un $\sigma_{D \text{ MAD}}$ pie visām $\sigma_{\phi \text{ sam}}$ vai $\sigma_{\phi \text{ MAD}}$ vērtībām, abos ortogonālo attālumu kopu gadījumos nonāk ļoti mazo varbūtību P^* apgabalā (skat. 5.b.att., 6.b.att.), kas var būt iemesls kļūdām patiesā ceļa novērtēšanā Viterbi režģī. Tāpēc, mūsaprāt, nepieciešams izmantot mazākas attāluma standartnovirzes novērtējuma vērtības, nekā izriet no MAD vai no paša izvilkuma. No otras puses, nevajadzētu izvēlēties σ_D

un σ_ϕ vērtības tā, lai P^* atrastos $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\phi=\text{const}}$ līkņu plakanas daļā vai tās apkārtnē. Šī rekomendācija izriet no tā, ka plakanajā līknes daļā un tās apkārtnē (17) daļas skaitītajam un saucējam ir ļoti zemas kārtas (-50...-250 un mazāk), un, rezultātā, P^* aprēķins var vispār būt neiespējams precizitātes zudumu dēļ $\exp(\cdot)$ aprēķina etapā. Programmas aprēķinā pēc (17) izteiksmes, jo mazāka ir $|d_{i,t}|$ vērtība, jo mazākai σ_D vērtībai ir iespējams iegūt precīzu rezultātu P^* . 5.att. un 6.att. aprēķinos tika izmantotas C/C++ valodā rakstītās programmas ar divkāršās precizitātes datu tipu (**double** tips) un vērtības $\sigma_{D \min} = 0.2 \text{ m}$, $\sigma_{D \max} = 50.2 \text{ m}$.

Ja izpētīt varbūtības atkarību (17) no viena no attālumiem, piemēram, no d_{21} pie nemainīgām pārējo attālumu vērtībām un uzdotām σ_D un σ_ϕ vērtībām, var veikt secinājumu: ja $\sigma_D < \sigma_{D \text{ MAD}}$ un $\sigma_\phi < \sigma_{\phi \text{ MAD}}$, jo mazākās σ_D un σ_ϕ vērtības, jo $P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\phi=\text{const}}$ līkņu forma ir tuvāka taisnstūrim. Palielinoties σ_D , σ_ϕ un tuvojoties, attiecīgi, pie $\sigma_{\phi \text{ MAD}}$ un $\sigma_{\phi \text{ MAD}}$, $P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\phi=\text{const}}$ līkņu forma tuvojas Gausa līknes formai. To var redzēt no 7.a.att. un 7.b.att., kur parādīta atkarība $P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\phi=\text{const}}$ pie $0 \leq |d_{21}| < 100 \text{ m}$, $\sigma_\phi = 20^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 120^\circ$ un $\sigma_D = 5.2 \text{ m}$ 7.a.att., $\sigma_D = 20.2 \text{ m}$ 7.b.att. Varbūtības līknes 7.b.att. ir normētas pie 1. No 7.b.att. ir redzams, ka normētās varbūtības grafiks pie $\sigma_\phi = 2.0944 \text{ rad}$ (120°) ir ļoti tuvs Gausa līknei. To var apstiprināt ar sekojošiem aprēķiniem. Punktā ar vismazāko straujumu, vērtība $d_{21} = 26.6 \text{ m}$, kas tuvs vērtībai $\sigma_D = 20.2 \text{ m}$, kādai vajadzētu būt Gausa līknei (jābūt vienādai ar σ_D). Laukums zem līknes, kas aprēķināts pēc 3 sigmu likuma, intervālā no 0 līdz $3 \cdot \sigma_D$, sastāda 99.613%, tajā pašā laikā Gausa līknei šai vērtībai ir jābūt vienādai ar 99.7%. Pie zemākām σ_ϕ vērtībām, līknes paliek arvien izliektākās. Atzīmēsim arī to, ka pirms normēšanas $P^*(d_{21} = 0)|_{\sigma_D=20.2, \sigma_\phi=20^\circ} = 0.000701$, $P^*(d_{21} = 0)|_{\sigma_D=20.2, \sigma_\phi=45^\circ} = 0.000381$, $P^*(d_{21} = 0)|_{\sigma_D=20.2, \sigma_\phi=60^\circ} = 0.000246$ un $P^*(d_{21} = 0)|_{\sigma_D=20.2, \sigma_\phi=120^\circ} = 4.79503\text{e-}05$, t.i. palielinoties σ_ϕ no 20° līdz 120° , varbūtības P^* maksimums, kas novērojams pie $d_{21} = 0$, samazinās vairāk nekā par kārtu, bet pie $d_{21} \neq 0$ - vel vairāk, t.i. runa iet par ļoti mazu lielumu.



7.att. a. $P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}}$ varbūtība un b. normētās varbūtību līknes $P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}} / P^*(d_{21} = 0)$ kā funkcijas no ortogonālā attāluma d_{21} starp punktu $\mathbf{x}_1$ un ceļa elementu $\mathbf{s}_2$ pie a. $\sigma_D = 5.2$ m, b. $\sigma_D = 20.2$ m un $\sigma_\Phi = 20^\circ, 45^\circ, 60^\circ, 120^\circ$.

$P^*(d_{21})|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}}$ līkņu formas tuvums taisnstūra formai norāda uz to, ka ceļa varbūtībai kā funkcija no ortogonālā attāluma $d_{i,t}$ plakanas daļas robežās ir konstants raksturs, nevis apgrieztais, kā tam vajadzētu būt, lai efektīvi atšķirt tuvus ceļa elementus viens no otra un veikt pareizo ceļa izvēli ar Viterbi algoritmu. Acīmredzams, ka jāizvēlas σ_D un σ_Φ tā, lai līkņu $P^*(d_{i,t})|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}} / P^*(d_{i,t} = 0)|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}}$ plakana daļa būtu pēc iespējas šaurāka.

Norādītais 3.att. ceļu tīkla modeļa-piemēra parametru aprēķins, veicot kartes piesaistes algoritma testēšanu ar AMM (piemēram, Viterbi-treninga procesā [8, 9]) parametru σ_D un σ_Φ izvēlei, ļauj rekomendēt šāda algoritma sastāvā $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\Phi = \text{const}}$ un $P^*(d_{i,t})|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}} / P^*(d_{i,t} = 0)|_{\sigma_D, \sigma_\Phi = \text{const}}$ optimālā ceļa aprēķina procedūru. Tas dos iespēju kontrolēt, kādā varbūtības līkņu apkārtņē nonāk izvēlētas σ_D un σ_Φ vērtības un kāda forma ir pašām līknēm. Tādas procedūras iekļaušana kartes piesaistes algoritmā ļauj arī optimizēt AMM parametrus tāda algoritma praktiskās pielietošanas procesā.

5. Secinājumi

Transportlīdzekļa GPS uztvērēja koordinātu piesaistes pie ciparu kartes AMM algoritmi ir statistiski optimālās Baiesa metodes, kas noved pie drošiem un precīziem noietā ceļa novērtējuma rezultātiem ar zemu rupjo kļūdu skaitu. Atšķirībā no kartes piesaistes standarta metodēm pēc attāluma minimuma, viss transportlīdzekļa ceļš tiek novērtēts katram laika solim, ievērojot iepriekšējo vēsturi par atrašanās vietu un kustības virzienu, ka arī ceļa ierobežojumus.

Inicializācijas procedūra, kas nepieciešama standarta metodēm, šeit nav stingri nepieciešama, jo Viterbi algoritms automātiski izvēlās visticamāko ceļu un nosaka tā sākumu. Viterbi algoritma režģa diagramma tiek veidota uz AMM stāvokļu diagrammas pamata un GPS koordinātu un ātruma vektora mērījumiem.

Optimālā ceļa novērtēšanas rezultātu Viterbi režģī ievērojami ietekmē AMM parametru izvēle – novērojumu emisijas varbūtību sadalījums un Markova modeļa stāvokļu pārejas varbūtību sadalījums. Kā rāda pētījumi, kurus veica daudzi autori, labs Baiesa novērojumu emisijas varbūtību novērtējums ir Gausa funkcijas aprēķinātais varbūtību blīvums ortogonālajiem un minimālajiem attālumiem no GPS nomērītās pozīcijas līdz ceļa elementam kopā ar ātruma vektora un ceļa elementa virziena leņķu starpības Gausa sadalījumu, ievērojot ceļa ierobežojumus.

Pāreju varbūtību novērtēšanai pielieto vairākas metodes. Visvienkāršākā un pietiekami efektīva – vienlīdz iespējamās varbūtības izejošām pārejām stāvokļu diagrammā, izņemot U - apgriezieni, kuru uzskata par maz iespējamu.

GPS pozīcijas attālumu no ceļa elementiem vidēji-kvadrātiskās vērtības σ_D un transportlīdzekļa kursa leņķa starpības ar ceļa virziena leņķi standartnovirzes σ_ϕ izvēle ievērojami ietekmē Viterbi režģa ceļu varbūtību sadalījumu un visticamākā ceļa noteikšanu. Ir lietderīgi iekļaut kartes piesaistes algoritma sastāvā varbūtības funkciju $P^*(\sigma_D)|_{\sigma_\phi=const}$ un $P^*(d_{i,t})|_{\sigma_D, \sigma_\phi=const} / P^*(d_{i,t}=0)|_{\sigma_D, \sigma_\phi=const}$ aprēķinu ar iepriekšējo σ_D un σ_ϕ novērtēšanu, izmantojot MAD.

Turpinot šo pētījumu virzienu jāveic statistisko modelēšanu ar Monte-Karlo metodi, lai varētu iegūt statistiskos piesaistes algoritmu novērtējumus ar apslēpto Markova modeļa pielietošanu.

Bibliogrāfija

- [1] NCHPR. “NCHR Synthesis 301: Collecting, Processing, and Integrating GPS Data into GIS”. National Academy Press, Washington, D.C. – http://onlinepubs.trb.org/onlinepubs/nchrp/nchrp_syn_301.pdf
- [2] Hummel B. Dynamic and Mobile GIS. Investigating Changes in Space and Time (Innovations in GIS), chapter X Map matching for Vehicle Guidance. Edited by Jane Drummond, Roland Billen, Elsa João, and David Forrest. – CRC Press Tylor&Francis Group, 2006. P. 175-186. See also “Britta Hummel. Map matching for Vehicle Guidance (Draft)” – <http://www.mrt.uni-karlsruhe.de/z/publ/download/hummel2006b.pdf>

- [3] *Pink O., B. Hummel B.* A statistical approach to map matching using road network geometry, topology and vehicular motion constraints – <http://www.asmemesa.org/itsc08/ITSC2008/papers/0311.pdf>
- [4] *Ren Ming, Karimi Hassan A.* A Hidden Markov Model-Based Map-Matching Algorithm for Wheelchair Navigation // *Journal of Navigation* (Cambridge University Press), 2009. Vol. 62. P. 383-395.
- [5] *Krumm John, Letchner Julie, Horvitz Eric.* Map Matching with Travel Time Constraints. SAE 2007 World Congress, April 16-19, 2007, Detroit, MI. Paper Number 2007-01-1102. – http://www.cs.washington.edu/homes/letchner/Papers/krumm_sae07.pdf
- [6] *Rabiner L.* A Tutorial on Hidden Markov Models and Selected Applications in Speech Recognition // *Proceedings of the IEEE*, February 1989. Vol. 77. No. 2. P. 257-286. Есть перевод на русский язык: Л. Р. Рабинер. Скрытые марковские модели и их применение в избранных приложениях при распознавании речи: Обзор // *ТИИЭР*, т. 77, № 2, февраль 1989, стр. 86-120.
- [7] *Rabiner L., Juang B.-H.* Fundamentals of Speech Recognition. –New Jersey: AT&T, Prentice Hall International Inc. Signal Processing Series, 1993. – 507 pp.
- [8] *Petrushin Valery A.* Hidden Markov Models: Fundamentals and Applications. Part 2: Discrete and Continuous Hidden Markov Models – <http://www.accenture.com/NR/rdonlyres/6EA0F25D-7FA7-4B43-AFDB-CBA983F1347F/0/HMMTutorialPart2.pdf>
- [9] *Holmes John N., Holmes Wendy J.* Speech Synthesis and Recognition. – New York: Taylor & Francis, 2nd ed., 2002. – 298 pp.
- [10] Hidden Markov Models and the Viterbi algorithm – <http://people.ccmr.cornell.edu/~ginsparg/INFO295/vit.pdf>
- [11] *Levy Roger.* Hidden Markov Model inference with the Viterbi algorithm: a mini-example. Linguistic/CSE 256 HMM Viterbi mini-example, 2009. P. 1-4. – http://idiom.ucsd.edu/~rlevy/teaching/winter2009/ligncse256/lectures/hmm_viterbi_mini_example.pdf
- [12] *Batzoglou Sera_m* - Scribed by *Mu John C.* Hidden Markov Models and the Viterbi Algorithm. January 20, 2010. – <http://www.stanford.edu/class/cs262/notes/lecture6.pdf>
- [13] *Li Jia.* Hidden Markov model, Department of Statistics the Pennsylvania State University. – <http://www.stat.psu.edu/~jiali/course/stat597e/notes2/hmm.pdf>
- [14] Hidden Markov Model (HMM) Toolbox for Matlab. How to use the HMM toolbox. Computing the most probable sequence (Viterbi). / Written by *Murphy Kevin*, 1998 (2005) – <http://www.cs.ubc.ca/~murphyk/Software/HMM/hmm.html>

- [15] Viterbi algorithm. – http://en.wikipedia.org/wiki/Viterbi_algorithm
- [16] Shokhirev Nikolai. Hidden Markov Models. Algorithms (HMMcpp.zip + CppMatLib). – <http://www.shokhirev.com/nikolai/abc/alg/hmm/hmm.html>
- [17] Van Diggelen Frank. GPS Accuracy: Lies, Damn Lies, and Statistics, in GPS World, January 1998. P. 41-45/ – <http://www.gpsworld.com/gps/gps-accuracy-lies-damn-lies-and-statistics-1127>
- [18] Zelenkov A., Kluga A., Grab E. Accuracy Estimation of GPS Receiver Parametrs with Re-Reference System in Static Mode // Scientific Proceedings of RTU, Series 7, Telecommunications and Electronics. – Riga: RTU, 2008. Vol. 8. P. 31-36.
- [19] Rousseeuw Peter J., Croux Cristophe. Alternatives to the Median Absolute Deviation, Journal of the American Statistical Association, December 1993. Vol. 88. No. 424. P. 1273-1283. – http://web.ipac.caltech.edu/staff/fmasci/home/statistics_refs/BetterThanMAD.pdf
- [20] Mahalonobis P.C. On the Generalized Distance in Statistics, Procceedings of the National Institute of Sciences of India, 1936. Vol. 2. No. 1. P. 49-55. – http://www.new.dli.ernet.in/rawdataupload/upload/insa/INSA_1/20006193_49.pdf
- [21] Groves Paul D. Principles of GNSS, Inertial, and Multisensor Integrated Navigation Systems. –Boston: Artech House, 2008. – 518 pp.
- [22] Hieu Huynh Quan, Thanh Vu Dinh. Ground Mobile Target Tracking by Hidden Markov Model // Science&Technology Development, 2006. Vol. 9. No. 12. P. 5-12. – <http://www.vnulib.edu.vn:8000/dspace/bitstream/123456789/1918/1/sedev1206-01.pdf>
- [23] Haversine formula. – http://en.wikipedia.org/wiki/Haversine_formula
- [24] Great-circle distance. – http://en.wikipedia.org/wiki/Great-circle_distance