

Capitolul 4: Aplicații auto

Aplicațiile auto au câteva particularități care trebuie considerate atunci când se alege un microcontroller care să gestioneze o astfel de aplicație. Câteva dintre aceste particularități sunt:

- Respectarea legislației specifice
- Posibilitatea de lucru cu nivele digitale auto
- Consum mic de energie
- Generare mică de perturbații electromagnetice
- Siguranță mare de funcționare
- Microcontrollerul care gestionează aplicațiile trebuie să aibă integrate modulele specifice aplicațiilor.
- Temperatura de lucru

Consumul mic de energie și generarea unui spectru redus de perturbații sunt legate de generarea și folosirea tactului [1].

4.1. Cerințe specifice și legislație

În plus față de majoritatea microcontrollerelor, unele dintre cele produse special pentru industria auto admit pe lângă nivelele logice obișnuite (TTL sau CMOS) și nivele logice auto, la care V_{IL} este $0,5 \times V_{CC}$. Modul de lucru cu nivele auto mărește siguranța în funcționare deoarece la autovehicule nivelul masei de semnal este destul de variabil și are uzual un decalaj de nivel la 1V deoarece toate circuitele se închid prin același circuit de masă. Lucrul cu nivele auto poate fi selectat soft pentru anumiți pini de I/O. Datele de catalog pentru nivelele de intrare arată importanța nivelelor logice auto pentru mărirea imunității la perturbații. În ipoteza unei tensiuni de alimentare $V_{CC}=5V$ tabelul nr.1 următor arată nivelele admise la intrare pentru 3 configurări ale pinilor de intrare.

Dacă pentru nivel High la intrare nivelele auto au aceeași margine de imunitate ca și nivelele CMOS cu histerezis, la nivel Low de intrare marginea de imunitate este mult mai mare, nivelul maxim admis pentru 0 logic fiind 2,5V față de 1V la CMOS cu histerezis și 0,8V la TTL. La familiile dedicate domeniului auto gama de temperaturi este mai largă decât la MC de uz obișnuit, astfel se solicită uzual temperaturi de lucru între $-40^{\circ}C$ și $105^{\circ}C$ și temperaturi de stocare între $-55^{\circ}C$ și $150^{\circ}C$.

Un microcontroller destinat industriei auto poate avea un mod specific de generare și control al tactului:

- multiplicarea internă a tactului cu buclă PLL
- existența tactului de rezervă
- modulația tactului

Tabel. 4.1: Niveluri admise la intrare pentru 3 configurații ale pinilor de intrare (tensiunea de alimentare $V_{CC}=5V$)

Tip de nivel pentru nivel High la intrare	Plaja admisă în funcție de tensiunea de alimentare	Plaja admisă (Volt)
Nivel CMOS cu histerezis	între $0,8 V_{CC}$ și $V_{CC} + 0,3V$	4V-5,3V
Nivel TTL	între 2V și $V_{CC} + 0,3V$	2V-5,3V
Nivel auto	între $0,8 V_{CC}$ și $V_{CC} + 0,3V$	4V-5,3V

Tip de nivel pentru nivel Low la intrare	Plaja admisă în funcție de tensiunea de alimentare	Plaja admisă (Volt)
Nivel CMOS cu histerezis	între $V_{SS} - 0,3V$ și $0,2V_{CC}$	-0,3V până la 1V
Nivel TTL	între $V_{SS} - 0,3V$ și 0,8V	-0,3V până la 0,8V
Nivel auto	între $V_{SS} - 0,3V$ și $0,5V_{CC}$	-0,3V până la 2,5V

Obținerea tactului intern prin multiplicarea tactului extern cu buclă PLL are 2 avantaje majore:

- Tactul extern poate fi de valoare mai mică, ceea ce înseamnă o generare de perturbații de valoare mai mică.
- Este posibilă alegerea factorului de multiplicare prin software, deci pentru aplicații care acceptă viteze mai mici se obține un consum mai mic de la sursa de alimentare.

Pentru mărirea siguranței în funcționare, anumite modele de MC au integrat un tact de rezervă RC integrat și un supervisor de tact. Atunci când supervisorul de tact detectează dispariția tactului principal sau a subtactului comută pe tactul de rezervă (cu frecvența, precizia și stabilitatea mai mică decât tactul principal sau subtact) și MC execută un program de urgență (salvare date, comunicarea stării de defect etc.). Modulația tactului are rolul de a reduce interferențele electromagnetice (EMI) prin împrăștierea spectrului semnalului de tact.

Modulele electronice care echipează un autovehicul au câteva sarcini care pot fi grupate în următoarele categorii:

- Preiau mărimi neelectrice prin intermediul senzorilor, prelucrează valorile electrice după conversia analog numerică, comandă elemente de execuție și eventual afișează rezultate.
- Comunică între ele pentru a se informa reciproc despre evenimentele din sistem.

Interfețele care echipează MC utilizate în auto trebuie să îndeplinească în principal câteva condiții importante:

- Siguranța în funcționare (pentru că la viteza de rulare o eroare poate duce la pierderea de viați omenești)
- Consum redus de energie (pentru că alimentarea se face de la baterie)

- Pentru comunicații între module trebuie folosite cât mai puține fire (cablajele sunt scumpe și nesigure).

De regulă, toate MC utilizate în prelucrarea mărimilor neelectrice trebuie să conțină în structură convertoare ADC, minimum 8 canale de conversie, cu aproximări succesive având rezoluția de 10 biți. Toate aceste canale pot fi folosite și cu o rezoluție de 8 biți. Modul de funcționare trebuie să permită conversii continue și baleierea unui grup de canale de achiziție în mod continuu. Grupul de canale poate fi definit software. De asemenea achiziția poate fi declanșată software, printr-un semnal extern sau periodic, determinat de un timer. Timpul de conversie de câteva microsecunde face posibilă achiziția oricăror semnale din domeniul auto. Precizia și acuratețea rezultatelor este îmbunătățită de posibilitatea de programare a timpilor de eșantionare și de menținere. Unele MC sunt echipate cu convertoare DAC, de regulă canale de 10 biți pentru a putea comanda sisteme analogice.

Multe din elementele de execuție sunt construite pe baza motoarelor pas cu pas și mai puține pe baza motoarelor de curent continuu. Motoarele pas cu pas oferă precizie de poziționare și simplitate de comandă la costuri mici. Astfel, multe MC sunt echipate cu interfețe specializate pentru comanda motoarelor pas cu pas și a celor de curent continuu. Pot fi comandate atât motoarele pas cu pas unipolare cât și cele bipolare. Comanda fazelor cu un semnal PWM face posibil controlul precis al curentului prin înfășurare. Conectarea unei înfășurări între 2 module de control permite comanda cu curenți în ambele sensuri în înfășurare, deci o comandă bidirecțională pentru un motor de curent continuu. Driverile integrate permit comanda înfășurărilor cu curent mare, așa încât motoarele de mică putere pot fi conectate direct la MC. De exemplu indicatoarele de bord (viteză, turație) sunt realizate actual cu motoare pas cu pas.

Multe elemente care trebuie afișate sunt mai bine acceptate dacă sunt afișate pe LCD. Multe MC din familiile pe 8, 16 și 32 de biți conțin interfețe pentru comanda unui LCD în mod caracter. La MC care echipează bordul auto este importantă semnalizarea auditivă pe lângă cea vizuală. De aceea unele MC au integrată o interfață de generare sunete, cu posibilitatea reglării volumului și posibilitatea generării tonurilor cu volum descrescător.

Interfețele specifice comunicațiilor de date în domeniul auto sunt:

1.LIN (Local Interconnect Network) este o interfață care realizează o comunicație serială asincronă punct la punct pe un singur fir. Rata maximă de transfer este de 4 MBd și distanța de transmisie, în funcție de transceiverul folosit este de câțiva metri. Unul dintre circuitele conectate la LIN trebuie să fie master, iar celelalte slave. Masterul generează un nivel *space* pe perioada 13-16 biți urmat de un cuvânt 55H. Ca și slave, interfața LIN detectează trecerea liniei în *space* și calculează viteza de transmisie din cuvântul 55H recepționat. Ca avantaje se poate menționa simplitatea interfeței, ușurința de programare, viteza mare de transfer, transferul pe un singur fir. Distanța de transfer este suficientă pentru aplicații în interiorul autovehiculului. Un dezavantaj major este lipsa siguranței în funcționare, nu se face nici măcar verificarea corectitudinii transferului cu bit de paritate, de aceea aplicațiile trebuie să se rezume la aplicații care nu afectează siguranța autovehiculului.

2.CAN (Controller Area Network) este o magistrală serială introdusă de Robert Bosch GmbH în 1986 pentru comunicația de date între 3 module electronice pentru automobilele Mercedes, deoarece interfața UART nu putea lucra decât punct la punct. Magistrala CAN a fost dedicată industriei auto dar s-a răspândit rapid și în alte domenii: automatizări, sisteme integrate etc. Transmisia se face pe 2 fire, half duplex, cu mare viteză (până la 1Mbps) pe distanțe de ordinul zecilor de metri. Arbitrarea magistralei se face prin detectarea coliziunilor iar un sistem complex și eficient de detectare și tratare a erorilor face ca magistrala să fie extrem de sigură. Fiecare interfață CAN conține câte un registru de erori pentru recepție și transmisie care se incrementează cu 1 la o eroare minoră și cu 8 la o eroare gravă. Un număr de erori mare face ca interfața să fie exclusă din comunicație. Transmisia se realizează cu cadre și fiecare mesaj conține un identificator care arată prioritatea mesajului. Interfețele receptoare recepționează toate mesajele și le rețin pe acelea cu prioritate mare sau cele care le sunt destinate.

Avantajele nete pe care le are CAN față de LIN au dus la răspândirea CAN, cu toate că prețul unui MC cu CAN este mai mare decât al celui cu LIN. Prețul mai mare al CAN este justificat de suprafața mare de siliciu ocupată de această interfață, figura 4.1.

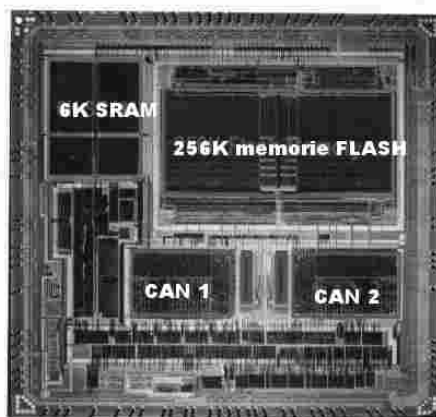


Figura 4.1: Chip de MC echipat cu 2 interfețe CAN (sursa Fujitsu Microcontroller Seminar, 2003)

Se observă comparativ suprafața ocupată de cele 2 interfețe CAN față de memorie. Multe MC sunt echipate cu 2 canale CAN pentru a putea lucra în același timp cu CAN High Speed și Low Speed.

Au fost standardizate mai multe tipuri de niveluri fizice de transfer pentru CAN. Un MC cu interfață CAN poate lucra în oricare dintre aceste standarde fiind programat corespunzător și având adăugat în exterior transceiverul CAN potrivit. Standardele sunt:

- ISO 11519 (CAN Low Speed) standardizează transmisia diferențială pe 2 fire. Cablul este torsadat, ecranat sau neecranat, cu impedanța caracteristică de $120\Omega \pm 10\%$. La capătul liniei nu este nevoie de rezistențe de adaptare pentru că viteza maximă de transfer de 125kbps nu dă naștere la reflexii pe linie.
- ISO 11898 (CAN High Speed) se folosește același tip de cablu, dar linia se adaptează cu rezistențe de 120Ω pe fiecare fir. Lungimea de transmisie depinde de rata de

transfer. Astfel la 40 metri se poate obține 1Mbps iar la 6 km rata de transfer nu poate depăși 10kbps.

- ISO 11898-3 (CAN High Speed tolerant la erori) este folosit îndeosebi în industria auto. Linia este scurtă de aceea nu este nevoie de adaptare, iar viteza maximă este 125kbps. Ca urmare topologia poate fi și alta decât cea liniară iar consumul de putere este mai redus. Este de asemenea posibilă transmiterea asimetrică a datelor (pe un singur fir) dacă o linie se defectează. Pentru acest standard se folosesc transceivere speciale cu comutatoare pentru transmisia simetrică sau asimetrică.
- SAE J2411 standardizează transmisia CAN pe un singur fir și asigură o viteză de 83,3kbps (High Speed) și 33,3kbps (Low Speed). Transferul de date este dedicat pentru zone mici, cum ar fi interiorul motorului. Firul de transmisie poate fi necranat.

3.Flex Ray (www.flexray.com). Evoluția automobilelor a dus la creșterea numărului de senzori, elemente de execuție și sisteme de control, care a dus mai departe la nevoia unui transfer de date mai rapid și cu toleranță la defecte. Aceste cerințe sunt îndeplinite de noua magistrală Flex Ray care urcă viteza de transfer la 10Mbps. O schemă bloc a unui sistem complex de control auto este dată în figura 4.2, în care se observă că elementele de confort pot fi comandate printr-o magistrală mai simplă (LIN sau cel mult CAN) iar elementele mai complexe cum ar fi motorul sau frânele se comandă prin magistrale mai complexe (Flex Ray sau cel puțin CAN).

Câteva aspecte de legislație în domeniu sunt:

1. Directiva RoHS (Restriction of Hazardous Substances in Electrical and Electronic Equipment) a fost adoptată în Comunitatea Europeană (europa.eu.int). Această directivă cu numărul 2002/95/EC din 27 ian. 2003 interzice utilizarea anumitor substanțe în echipamentele electronice utilizate în industria auto. Aceste substanțe sunt Cadmiul (Cd), plumb (Pb), mercur (Hg), crom hexavalent (Cr), și doi compuși ai bromului, polibrominat bifenil (PBB) și polibrominat bifenil eter (PBDE). Procentul în care apar aceste substanțe trebuie să fie mai mic de 0,1%.

2. AEC-Q100 este un document realizat de Automotive Electronics Council care definește câteva condiții pe care trebuie să le îndeplinească circuitele integrate pentru a fi acceptate în industria auto (www.aecouncil.com). Se definesc teste în regim de stress (teste accelerate) care, dacă sunt trecute garantează circuitelor un anumit nivel de fiabilitate în aplicații.

Se definește gama de temperaturi de funcționare a circuitelor astfel:

Denumire categorie	Gama de temperaturi de lucru în grade Celsius
Grad 0	-40 până la +150
Grad 1	-40 până la +125
Grad 2	-40 până la +105
Grad 3	-40 până la +85
Grad 4	0 până la +70

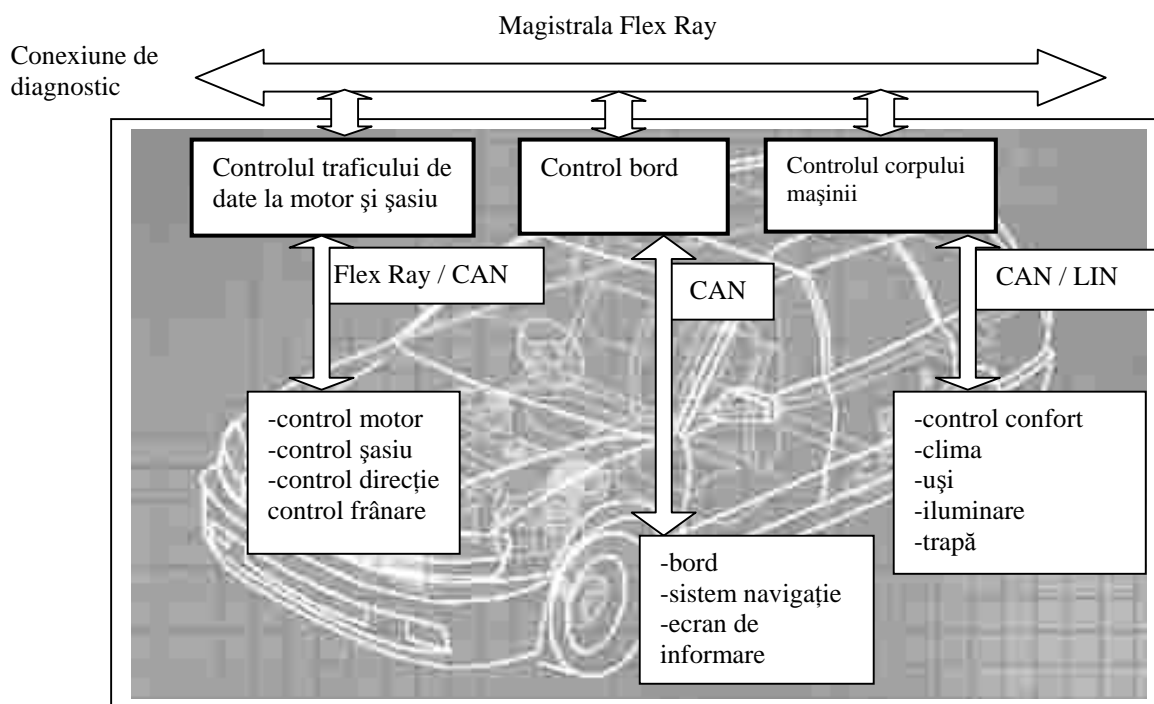


Figura 4.2: Arhitectura unui sistem complex de control auto

Conform cu declarațiile producătorului de încadrare a temperaturii de lucru într-o anumită categorie, testele se execută în acele condiții de temperatură.

Câteva dintre testele la care sunt supuse circuitele:

- Variația temperaturii
- Variația umidității
- Stocarea la temperaturi mari
- Străpungerea izolației
- Caracteristici la lipire
- Descărcări electrostatice
- Compatibilitate electromagnetică
- Șocuri mecanice
- Accelerații
- Vibrații
- Torsiuni
- Timp de memorare și număr de programări pentru memoria FLASH
- Rata de defectare timpurie

Fiecare tehnologie (CMOS, NMOS, TTL etc.) se testează cu teste diferite. De asemenea la capsularea în plastic sau ceramică se folosesc teste diferite. Pentru anumite teste există standarde, de exemplu testarea la compatibilitate electromagnetică se face conform SAE

J1752/3, alte teste folosesc norme militare, MIL-STD-883 iar pentru unele teste se definesc condiții specifice, descrise în AEC-Q100.

Rata de defectare timpurie se determină printr-o încercare accelerată, supunând probele la cicluri de supra temperaturi urmate de reveniri la temperatura camerei, un timp de 48 de ore la temperaturile maxime admise conform gradului declarat de producător sau 24 de ore la temperaturi mai mari (cu 25 de grade pentru grad 0 și cu 20 de grade mai mari pentru grad 1, 2, 3 și 4).

4.2. Interfața serială LIN

4.2.1. Descriere

De regulă interfața LIN este implementată împreună cu UART din cauza faptului că formatul datelor și transmisia sunt asemănătoare. LIN UART este un modul de comunicații seriale sincrone sau asincrone cu dispozitive externe având și posibilitatea de a lucra în standardul LIN (Local Interconnect Network). Comunicația poate fi bidirecțională și se poate lucra în modul *master /slave*. Funcțiile și caracteristicile LIN UART sunt:

- Mod de transmisie *full duplex*
- Transferul poate fi sincron sau asincron
- Rata de transfer este programată cu un generator de rată de Baud dedicat
- Cuvintele de date pot fi pe 7 sau 8 biți. În mod sincron și LIN cuvintele pot fi doar de 8 biți.
- Funcționarea *master slave* permite operarea *master*-ului cu mai multe circuite *slave*
- Ceasul serial poate fi conectat permanent la SCK, astfel încât un transfer sincron poate fi executat cu bit de *start* și *stop*.
- Datele sunt codificate NRZ, de exemplu șirul de date 0110100 se va codifica astfel, figura 4.3.

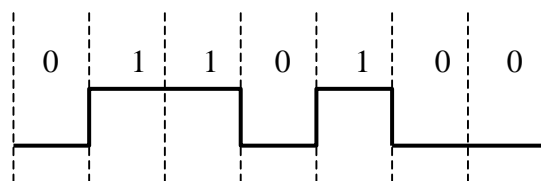


Figura 4.3: Șir de date codate NRZ

Modul de operare asincron (UART) are loc în condițiile în care tactul nu se transmite pe linie, caracterele se transmit asincron dar biții în caracter se transmit cu un tact standard, care poate fi ales la transmițător și la receptor. Tactul de transmisie se numește rata de Baud și trebuie să fie același la transmițător și receptor. Transferul începe cu un bit de *start* (nivel 0) și se termină cu unul sau 2 biți de *stop*. Datele sunt transmise începând cu LSB sau MSB, programabil. Bitul de paritate este opțional și este transmis între ultimul bit de date și primul bit de *stop*. Lungimea cuvintelor de date poate fi de 7 sau 8 biți, cu paritate sau fără, 1 sau 2 biți de *stop*. Structura unui cuvânt este dată în figura 4.4.

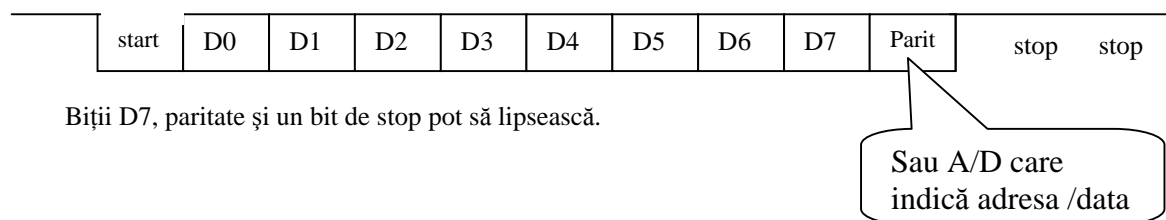
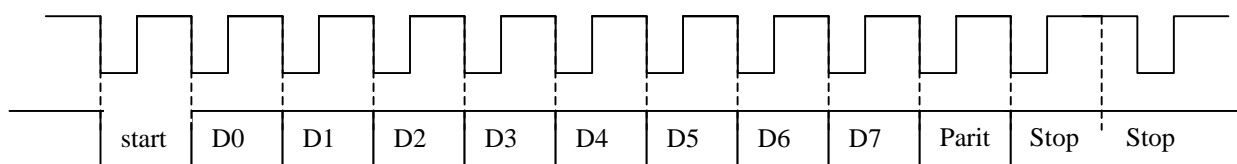


Figura 4.4: Structura cuvintelor în mod asincron

Operarea în mod sincron are loc în prezența unui tact transmis o dată cu datele. Datele pot fi transmise fără separatori între octeți și în acest caz tactul este transmis numai când se transmit date sau în același format ca la transferul asincron (bit de *start*, *stop* și paritate), caz în care tactul se transmite permanent, figura 4.5.

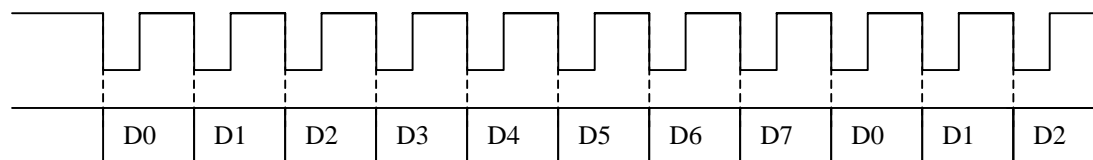
La operare în mod LIN (LIN UART) poate lucra ca *master* sau *slave*. Formatul datelor este pe 8 biți fără paritate, un bit de *stop*, cel mai puțin semnificativ bit se transmite primul. Viteza de transmisie este stabilită de *master* iar circuitele *slave* trebuie să se sincronizeze la această viteză. *Master*-ul generează pe pinul serial de ieșire un nivel *space* pe perioada 13-16 biți, ceea ce constituie semnal de sincronizare pentru slave și începutul unui mesaj LIN. După aceasta se transmite un octet de 55H.



Date cu separare

Un bit de stop poate să lipsească.

Tactul este prezent permanent.



Date fără separare

Tactul este generat doar când se transmit date, altfel linia este în stare *mark*.

Figura 4.5: Operarea în mod sincron

Ca și *slave*, LIN UART recepționează trecerea liniei în *space* și trebuie să calculeze rata de Baud din cuvântul 55H. Aceasta se realizează cu circuitul de captură care este legat intern la LIN UART și care măsoară timpul de recepție pentru octetul 55H. A opta parte a acestui timp este timpul de bit. Conectarea circuitelor în mod LIN se face cu circuite *transceiver* LIN, ca în figura 4.6.

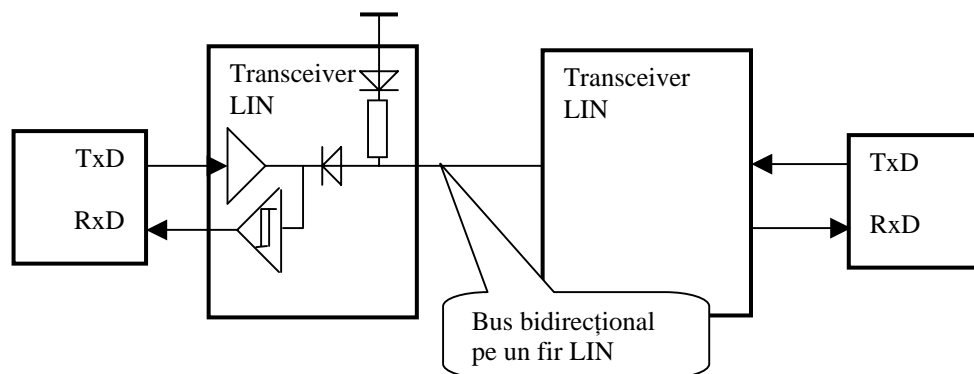


Figura 4.6: Conectarea a 2 circuite în mod LIN cu transceivere

Modulul LIN UART funcționează astfel: datele seriale de intrare sunt eșantionate, se detectează biții de start și stop și când este recepționat un cuvânt se verifică paritatea (dacă s-a programat transfer cu paritate). Cuvântul recepționat este transformat în format paralel cu tactul dat de generatorul de rată de Baud. Când s-a terminat recepția unui caracter se poate cere o întrerupere de recepție. Traseul este invers la transmisie, se serializează caracterul și se inserează biții de paritate, start și stop.

Comunicarea între 2 circuite cu LIN are loc astfel:

- Se programează LIN UART
- La transmisie se trimite un cuvânt în registrul de transmisie (la o întrerupere de registru gol)
- La recepție se citește registrul de recepție (la o întrerupere de registru de recepție plin sau prin testarea unui *flag*).

În mod master slave, *master*-ul trimite un cuvânt care conține adresa *slave*-ului, ceea ce este semnalizat de bitul A/D (ultimul bit înainte de *stop*, *inserat în cuvântul transmis*). Fiecare *slave* verifică adresa, dacă mesajul îi este adresat. Transferul are loc astfel:

- Se programează LIN UART
- La transmisie se trimite un cuvânt în registrul de transmisie cu adresa (bitul A/D=1)
- Se trimite adresa slave-ului
- Se trimite un cuvânt cu A/D=0
- Se trimite cuvântul de date în registrul de transmisie
- La recepție se verifică bitul A/D
- Dacă A/D=1 se verifică adresa
- Dacă adresa coincide se verifică bitul A/D
- Dacă A/D este 0 se recepționează date prin citirea registrului de recepție.

4.2.2.Exemplu de microcontroller cu interfață LIN integrată

MC ATMEL ATA6612/6613 sunt microcontrollere specializate pe aplicații auto și au integrată o interfață LIN care conține un transceiver, un stabilizator de 5V și un watchdog. Aceste MC sunt de fapt System-in-Package (SIP) deoarece sunt formate dintr-un nucleu ATmega88 sau ATmega168 și un modul LIN ATA6624 pe același chip, figura 4.7.

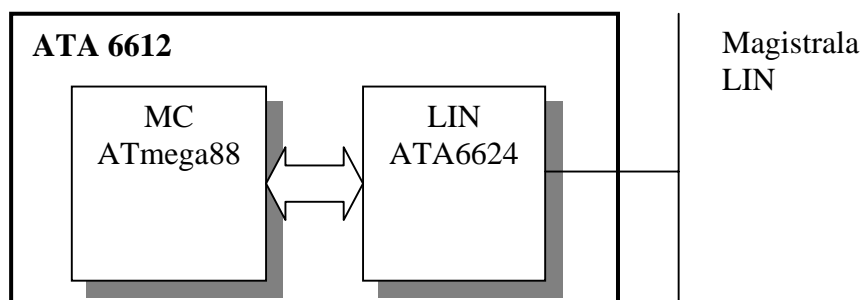


Figura 4.7: Structura ATA6612

Pentru a mări flexibilitatea în utilizare, ambele circuite componente au scoși toți pinii la capsulă. Circuitele sunt verificate AEC-Q100, temperatura de lucru fiind între $-40^{\circ}\text{Celsius}$ și $125^{\circ}\text{Celsius}$ și sunt alimentabile cu tensiuni până la 40V, fiind astfel posibilă alimentarea de la bateria auto. Modurile de lucru Sleep și Silent asigură un curent consumat mic ($10\mu\text{A}$ în Sleep și $57\mu\text{A}$ în Silent). Rata de transfer maximă prin LIN este de 20kBaud și circuitul poate lucra atât ca master cât și ca slave. Nivelele de tensiune pe linia de transmisie LIN pot fi între +27V și 40V.

Schema bloc simplificată a modului LIN este dată în figura 4.8.

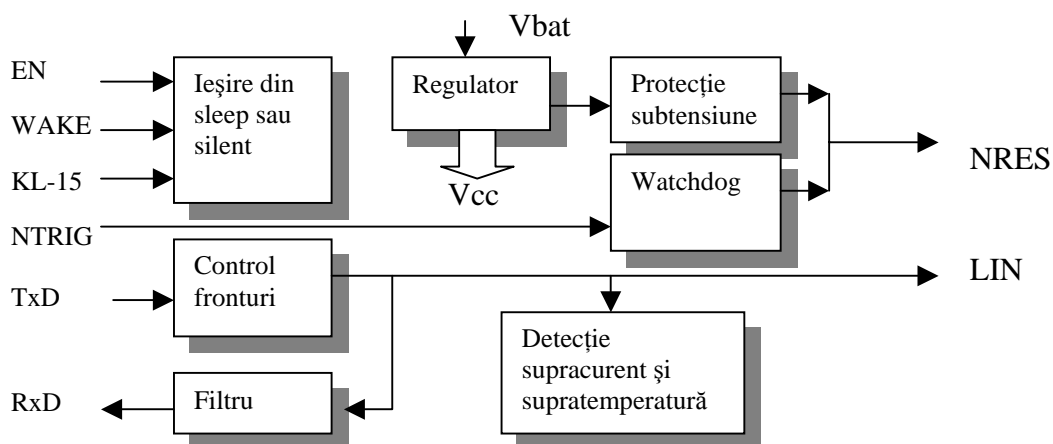


Figura 4.8: Schema bloc a modului LIN

Modurile de funcționare ale modului LIN sunt:

1. Normal, în care se transmit și se recepționează date. Consumul este de aproximativ 50mA;
2. Silent, comandat de pinul EN cu un front căzător (TxD în stare High). Magistrala LIN este decuplată de la rezistența de pull up pentru ca un scurtcircuit la masă să nu ducă la creșterea curentului. Regulatorul de tensiune este pornit. Ieșirea din acest mod se poate face cu pinul EN sau KL_15 care admite tensiuni mari de comandă (12V- bateria auto) sau cu pinul WAKE. Ieșirea se poate face de asemenea cu un front căzător pe magistrala LIN urmat de un nivel High menținut un anumit interval de timp (remote wake-up).
3. Sleep, comandat de pinul EN cu un front căzător (TxD în stare Low) și este asemănător cu modul Silent cu diferența că și regulatorul de tensiune este oprit.

Ieșirea din mod Sleep sau Silent și intrarea în mod Normal se face prin starea de Fail Safe, o stare intermediară în care comunicația LIN este oprită până la restabilirea parametrilor normali de lucru.

Blocul de protecție la scurtcircuit și supratemperatură comandă intrarea în mod Sleep sau Silent dacă linia LIN este scurtcircuitată la masă sau la Vcc până când circuitul se răcește. Blocul de protecție la subtensiune verifică tensiunea de +5V și comandă un RESET al MC prin semnalul NRES la scăderea tensiunii sub o anumită limită.

Watchdog-ul așteaptă un semnal de redeclanșare pe pinul NTRIG într-un interval de timp Twd și dacă semnalul nu este primit se generează un RESET pe pinul NRES. Frecvența oscilatorului pentru watchdog este ajustabilă printr-un rezistor extern. În modurile Sleep și Silent watchdog-ul este oprit. Diagrama de timp pentru un RESET generat de o subtensiune și de watchdog este dată în figura 4.9.

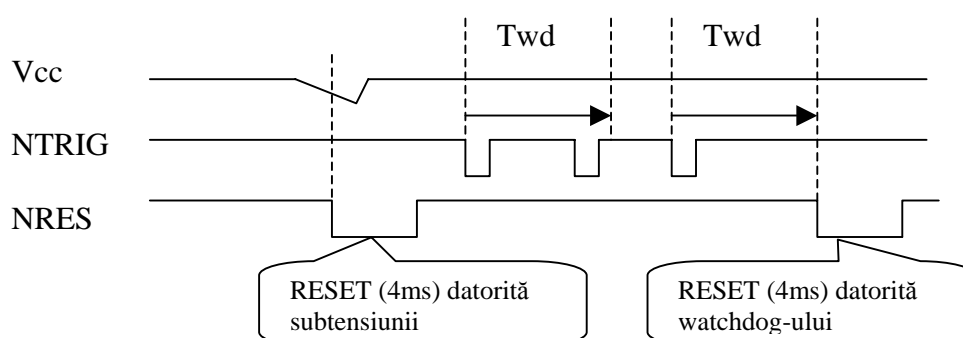


Figura 4.9: Diagrame de timp pentru generarea semnalului de RESET NRES

Schema electrică a unui nod LIN slave dată în figura 4.10 arată simplitatea constructivă în aplicații și numărul mic de componente care se folosesc.

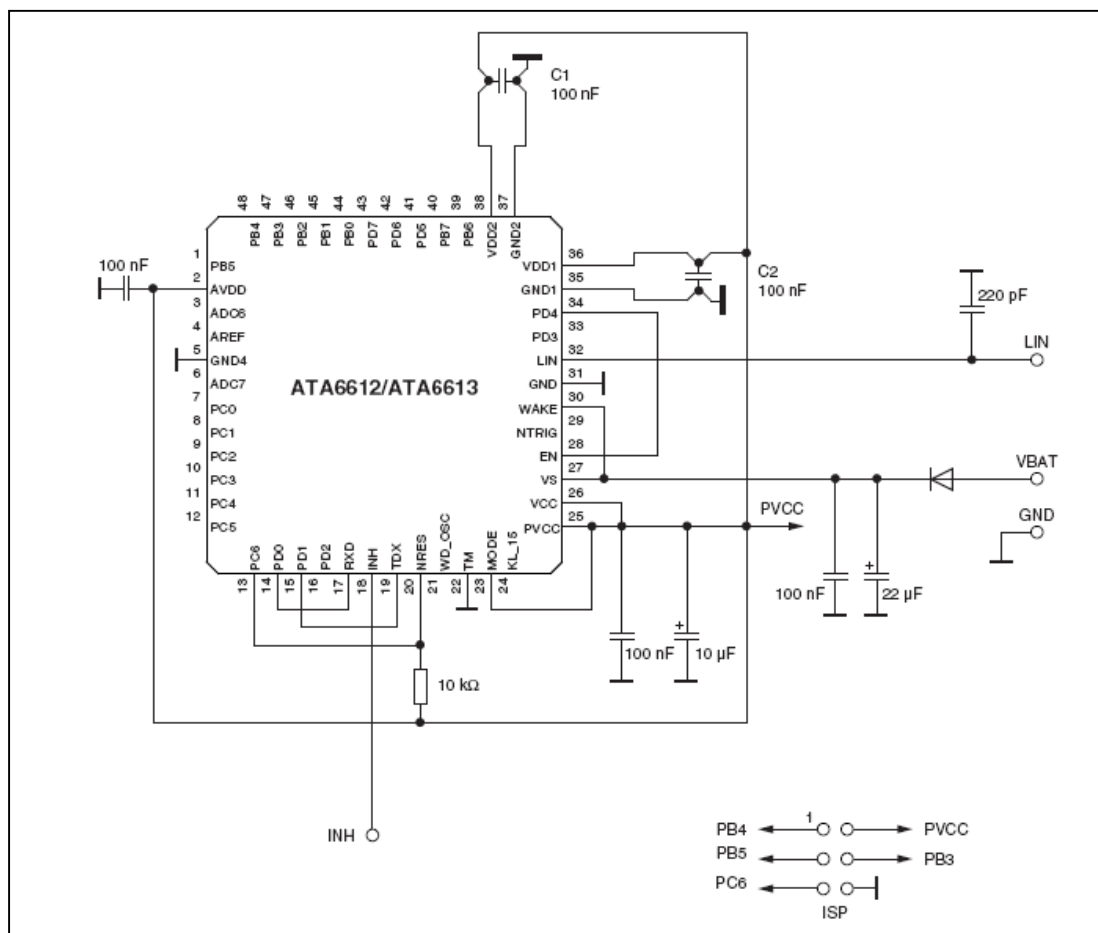


Figura 4.10: Aplicație: nod LIN slave implementat cu ATA6612/6613

4.3. Magistrala CAN

4.3.1. Descriere

CAN (Controller Area Network) este o magistrală serială introdusă de Bosch. Transmisia se face pe 2 fire, half duplex, cu mare viteză, în condiții de siguranță mare de funcționare. CAN poate lega teoretic 2032 dispozitive dar practic se pot conecta maximum 110 noduri. Modurile de detectare și tratare a erorilor fac ca această magistrală să fie preferată pentru medii perturbate sau pentru aplicații auto, unde funcționarea sigură este importantă.

CAN folosește protocolul CSMA/CD+AMP (Carrier Sense Multiple Access/ Collision Detection + Arbitration on Message Priority). Înainte de a trimite un mesaj transmitatorul CAN verifică dacă magistrala este liberă, începe să transmită, apoi verifică existența unei coliziuni. Același principiu este aplicat și la Ethernet, unde ca reacție la apariția unei coliziuni transmitătoarele abandonează transmisia și reîncearcă după perioade aleatoare de timp, ceea ce face ca transmisia să aibă probleme la un număr mare de dispozitive cuplate pe linie. La CAN este aplicat un alt principiu de reacție după detectarea unei coliziuni. Fiecare mesaj

CAN conține un identificator (11 sau 29 biți) și toate nodurile receptoare recepționează mesajul și îi aplică un test de acceptanță. Dacă identificatorul este recunoscut ca relevant mesajul este procesat, dacă nu este ignorat. Prioritatea unui mesaj este dată de identificator, cu cât identificatorul reprezintă un număr mai mic, cu atât prioritatea este mai mare. Mesajele cu prioritate mai mică așteaptă eliberarea magistralei pentru a fi trimise.

Linia de transmisie fiind unică pentru toate nodurile (dispozitivele cuplate), nivelul de 0 se numește dominant și nivelul 1 recesiv. Dacă 2 noduri transmit simultan unul valoarea 0 și unul valoarea 1, linia trece în 0 (de aceea nivelul 0 se numește dominant). În acest mod se poate detecta o coliziune, când un transmițător transmite un nivel de 1 și citește pe linie un nivel de 0 înseamnă că mai multe transmițătoare transmit simultan. În acest caz transmițătorul cu prioritate mai mică abandonează transferul.

Două noduri nu pot transmite mesaje cu același identificator. Dacă acest lucru se întâmplă totuși și transmiterea este simultană nu se poate detecta coliziunea. Coliziunea este detectată mai târziu, în câmpul de date și se utilizează mecanismul de gestionare a erorilor CAN și nu mecanismul de arbitrare.

Cadrele CAN pot fi de 2 feluri:

- Cadre de date
- Cadre de cerere de informație (Remote Frame). Un nod poate cere informații transmițând un astfel de cadru. Nodul care dispune de această informație trebuie să răspundă.

Magistrala CAN poate fi:

- CAN standard (Versiunea 2.0 A) cu identificator pe 11 biți
- CAN extins (Versiunea 2.0 B) cu identificator pe 29 de biți.

Structura unui cadru CAN 2.0A este dată în figura 4.11.

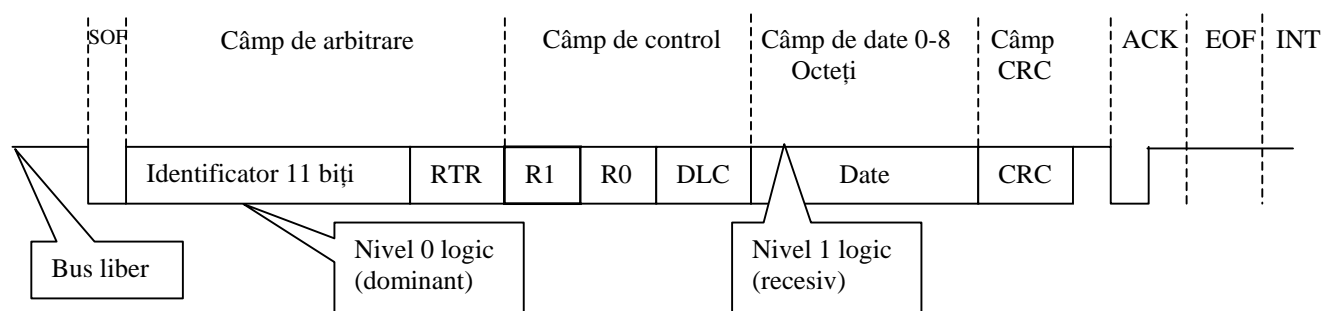


Figura 4.11: Cadru CAN 2.0A

SOF- câmp de start (Start of Frame).

RTR- (Remote Transmission Request) un bit care indică un cadru de cerere de informație.

Cadrele de cerere de informații nu au câmp de date.

R0, R1- rezervați

DLC- (Data Length Code) indică numărul de octeți în câmpul de date.

CRC- câmp de 15 biți de verificare a corectitudinii datelor prin cod ciclic. Câmpul CRC se termină cu un bit recesiv.

ACK- este un câmp de confirmare format din 2 biți, primul este un bit dominant trimis de toate nodurile care au primit mesajul iar al doilea bit este recesiv și este un bit de delimitare.

EOF- (End of Frame) este format din 7 biți recesivi

INT- (INTermission) constă în 3 biți recesivi după care magistrala se consideră liberă.

Cadrul de date CAN 2.0B este la fel cu cadrul de date 2.0A cu excepția câmpului de arbitrare care este reprezentat în figura 4.12 și care conține 2 zone, una cu identificatorul pe 11 biți și una cu restul de 18 biți de identificare:

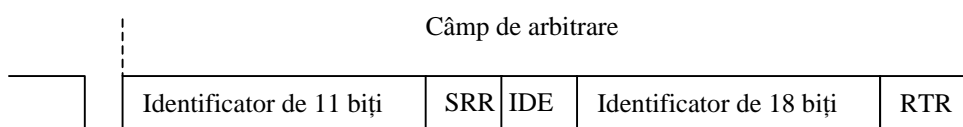


Figura 4.12: Câmp de identificare într-un cadru CAN 2.0B

SRR- (Substitute Remote Request) este un bit recesiv. Dacă se realizează arbitrarea între un cadru 2.0A și unul 2.0B mesajul 2.0A va avea prioritate mai mare dacă identificatorul de 11 biți este identic.

IDE- (Identifier Extension) este un bit care indică dacă cadrul de 2.0A sau 2.0B.

Observații privind compatibilitatea între 2.0A și 2.0B

- Controllerele 2.0B (numite active) pot transmite sau recepționa mesaje cu ambele structuri.
- Controllerele 2.0A obișnuite, la recepția unui cadru 2.0B vor genera o eroare.
- Există controllere 2.0A (numite pasive) care pot recepționa cadre 2.0B dar le vor ignora.

Cadrul de cerere de informație are structura unui cadru de date cu bitul RTR recesiv și fără câmp de date, figura 4.13.

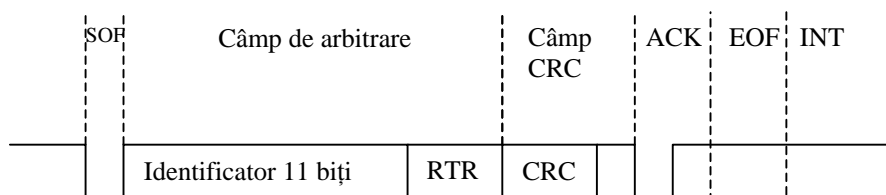


Figura 4.13: Cadrul CAN de cerere de informație

CAN este conceput pentru a compensa timpii de întârziere datorate liniilor lungi și a diferențelor dintre tactele fiecărui nod. Tactul CAN dă cuanta de timp T cu care se formează bitul CAN. Fiecare timp de bit este împărțit în 4 sectoare, figura 4.14.

- Segmentul SYNC de sincronizare este intervalul de timp în care se așteaptă frontul activ al impulsului. Are valoarea T.

- Segmentul de propagare compensează întârzierea pe linie și se poate programa între 1 și 8T.

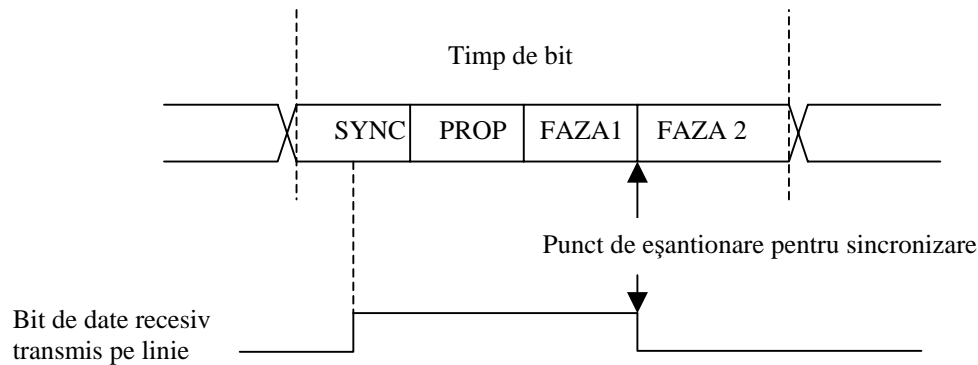


Figura 4.14: Timpul de bit

Segmentele FAZA 1 și FAZA 2 sunt folosite pentru resincronizare. Resincronizarea se face pe frontul de la nivel recesiv la dominant (descrescător). Se definește SJW (Synchronisation Jump Width) ca numărul maxim de cuante T cu care se poate face resincronizarea. Dacă transmițătorul este mai rapid (bit de date mai scurt) frontul descrescător apare în FAZA 1 și FAZA 1 se dublează sau se prelungește cu o cuantă T (sau cu mai multe, dar nu mai mult de SJW). Dacă frontul descrescător apare în FAZA 2, FAZA 2 se scurtează. Resincronizarea este necesară pentru recepția corectă a biților recepționați. Codarea la transmisie se face în cod NRZ cu împănare de biți (bit stuffing) și este posibilă recepția mai multor biți cu aceeași valoare logică.

Codarea NRZ asociază bitului de 1 un nivel recesiv și bitului de 0 un nivel dominant. Dacă în șirul de date apar mai mult de 5 valori cu același nivel logic se introduce automat un bit de valoare contrară.

Detectarea erorilor și semnalizarea lor face din CAN o magistrală de mare siguranță. Nodurile defecte nu afectează traficul pe magistrală. Procesarea erorilor implică următorii pași:

- Eroarea este detectată de controller (la recepție sau transmisie)
- Se transmite un cadru de eroare
- Se incrementează un registru de eroare
- Mesajul eronat este abandonat în toate nodurile, apoi este retransmis.

Erorile detectate pot fi:

- Erori de bit
 1. Eroare de împănare (bit stuffing). Codarea datelor se face NRZ cu împănare de biți prin adăugarea unui 1 după 5 biți consecutivi de 0 sau un 0 după 5 biți consecutivi de 1. Nodul de recepție detectează un număr mai mare de 5 biți consecutivi cu aceeași valoare logică.
 2. Eroare de bit, când un transmițător care citește tot ce transmite detectează o nepotrivire între ceea ce a transmis și ceea ce a recepționat (în altă parte decât

în câmpul de arbitrare sau în câmpul de confirmare ACK) generează o condiție de eroare.

- Erori de mesaj
 1. Eroare de sumă de control CRC
 2. Eroare de cadrare. În cadrul CAN se transmit anumiți biți cu valori predefinite. Dacă receptorul detectează un astfel de bit eronat se generează o eroare (Frame, Format sau Form Error).
 3. Eroare de confirmare, dacă transmițătorul determină că mesajul nu a fost recepționat (nu s-a recepționat ACK).

Un modul CAN poate fi din punctul de vedere al gestionării erorilor în una dintre 3 stări:

- Stare activă, care este modul de operare normală în care apariția unei erori poziționează un bit de eroare
- Stare pasivă, este un mod în care poate opera normal, în condițiile în care nodul a avut probleme dese de transmisie sau recepție a mesajelor.
- Blocat, nu se pot transmite sau recepționa mesaje. Nodul poate ieși din această stare printr-un RESET comandat de calculatorul gazdă.

Numărătorul de erori se modifică în următoarele condiții:

- La o recepție eronată numărătorul *rx_count* se incrementează cu 1
- La recepția unui bit dominant după transmiterea unui bit de eroare, *rx_count* se incrementează cu 8.
- Când un transmițător trimite un bit de eroare *tx_count* se incrementează cu 8.
- După recepția cu succes a unui cadru *rx_count* se decrementează cu 1.
- Nodurile acceptă maximum 7 biți dominanți după transmisia unui bit de eroare. Dacă se transmit / recepționează mai mult de 14 biți dominanți sau 8 biți dominanți urmați de un bit de eroare *rx_count* se incrementează cu 8.

Cadrul de eroare este reprezentat în figura 4.15.

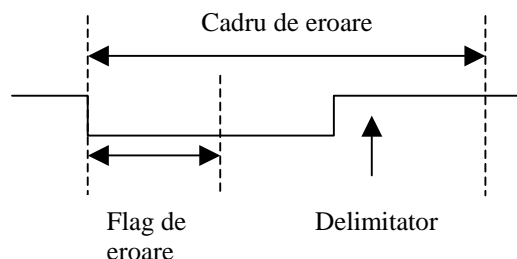


Figura 4.15: Cadrul CAN de eroare

- Flagul de eroare activă conține 6 biți dominanți
- Flagul de eroare pasivă conține 6 biți recesivi, dacă nu sunt suprascriși de biți dominanți de la alte noduri, într-o stare de eroare activă (mai gravă).

Observație: acest cadru nu respectă regula de codare CAN cu bit stuffing pentru că delimitatorul este format din 8 biți recesivi.

Un cadru de eroare este transmis când un nod detectează o eroare. Cadrul transmis nu permite altor noduri să accepte mesajul eronat. După transmisia cadrului de eroare toate nodurile detectează violarea de cod și transmit cadre de eroare. După acest pas transmisia de cadre se reia. Dacă cadrul de eroare este pasiv (6 biți recesivi) magistrala nu se blochează.

Tipuri de CAN:

1. Basic CAN echează controllerele mai ieftine. Conține 2 buffere de recepție de tip FIFO și unul de transmisie. La recepție în timp de MC citește un mesaj, un altul se poate recepționa în FIFO. Mesajele recepționate sunt verificate cu un filtru de acceptanță de 2 octeți pentru a se identifica mesajele care trebuie preluate. Verificarea identificatorilor este hardware și se face pe mai puțini biți pentru a mări viteza. Verificarea finală a identificatorilor se face software. Cadrele de cerere de informație nu sunt generate hardware, ele trebuie generate prin program.
2. Full CAN conține un set de buffere de cadre numite căsuțe poștale. La inițializare fiecărei căsuțe poștale i se asignează un identificator. Cadrele de cerere de informație sunt gestionate hardware. Filtrele de acceptanță verifică în întregime identificatorii și recepția se face în căsuța poștală de destinație.

4.3.2. Transceiver CAN Microchip MCP2551

Circuitul transceiver CAN este o interfață între semnalele digitale de la nivelul MC și semnalul diferențial de magistrală CAN. Transceiverul protejează MC de vârfurile de tensiune prezente pe magistrala CAN datorită EMI sau descărcărilor electrostatice. Principalele caracteristici ale circuitului sunt:

- Implementează standardul ISO 11898 pentru nivelul fizic de transmisie
- Viteza maximă de transfer este 1Mbps
- Panta semnalului emis pe magistrală poate fi ajustată extern ceea ce reduce spectrul de frecvență al perturbațiilor generate
- Detectează erorile de masă (permanent dominant) și decuplează driverul de ieșire
- Curentul de funcționare poate fi redus prin intrarea în starea de *standby*
- Are protecție la scurtcircuit, la supratensiune și la supratemperatură
- Se pot conecta până la 112 noduri
- Gama de temperaturi de funcționare poate fi cea industrială (I) -40°C la $+85^{\circ}\text{C}$ sau cea extinsă (E) -40°C la $+125^{\circ}\text{C}$
- Capsula este PDIP cu 8 pini

Schema bloc a circuitului este dată în figura 4.16.

Starea logică dominantă este atunci când între CANH și CANL tensiunea diferențială este mai mare decât un prag (1,2V) iar starea recesivă când tensiunea diferențială este mai mică decât un prag (0V). Circuitul poate fi comandat să intre într-o stare cu consum redus (*standby*) printr-un nivel High pe pinul Rs. În mod *standby* circuitul citește magistrala CAN (mesaje

Low Speed). MC primește datele, supraveghează magistrala și poate comanda viteza nominală, dar primul mesaj poate fi pierdut.

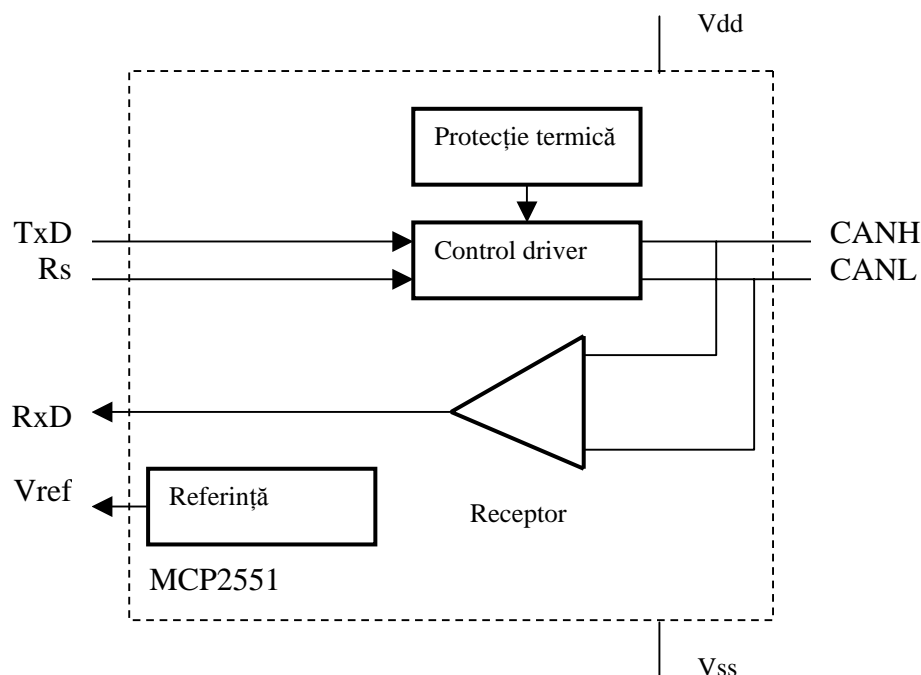


Figura 4.16: Schema bloc a transceiverului CAN MCP2551

Panta semnalelor emise pe magistrală poate fi controlată cu un rezistor între pinul Rs și masă (control posibil în modul de lucru cu viteză mică). În modul High Speed CAN, pinul Rs se leagă la masă. Dacă durata ținerii în 0 a magistralei depășește 1,2ms (20 de biți dominanți consecutivi) driverul de ieșire este decuplat de la linie.

Dacă circuitul se supraîncălzește (mai mult de 165°C) circuitul de protecție decuplează driverul de ieșire până la revenirea temperaturii la normal. Tensiunea de alimentare Vdd este de +5V (între 4,5V și 5,5V) iar tensiunea de referință este $V_{dd}/2$.

4.3.3.Exemplu de microcontroller cu CAN încorporat

Microcontrollerul ATMEL AT90CAN32/64/128 a fost special conceput pentru aplicații auto. Pe lângă modulele interne comune pentru familia AT90, microcontrollerul are implementat un modul intern CAN 2.0B activ (poate lucra și cu cadrele CAN 2.0A), viteza de transfer maximă 1Mbps și buffere pentru 15 mesaje (Message Objects). Varianta AT90CAN32 dispune de 32K Bytes memorie Flash, iar celelalte variante 64K respectiv 128K.

Gama de temperaturi de lucru este pentru circuitele marcate cu T -40 la +85 grade Celsius, similar cu gama industrială dar cu calitate auto, la cele marcate cu T1 -40 la +105 grade (gama auto redusă) și Z pentru gama auto -40 la 125 grade.

Microcontrollerul implementează pentru interfața CAN nivelele ISO OSI:

- Nivel fizic: semnalizare la nivel fizic (subnivelul Physical Signalling PLS);
- Nivel Data Link: subnivelele Logical Link Control LLC și Medium Access Control MAC.

Nivelul de prioritate al mesajului este specificat în identificatorul mesajului. Prioritatea este cu atât mai mare cu cât numărul binar care codifică prioritatea este mai mic. Coliziunea este detectată prin citirea liniei. Dacă un circuit CAN situat într-un nod pune pe linie o valoare recesivă și citește una dominantă înseamnă apariția unei coliziuni. Circuitele care detectează o coliziune devin receptoare ale mesajului în curs și reîncearcă transmisia doar după eliberarea magistralei.

În figura 4.17 este dată diagrama de timp a unei arbitrări de magistrală:

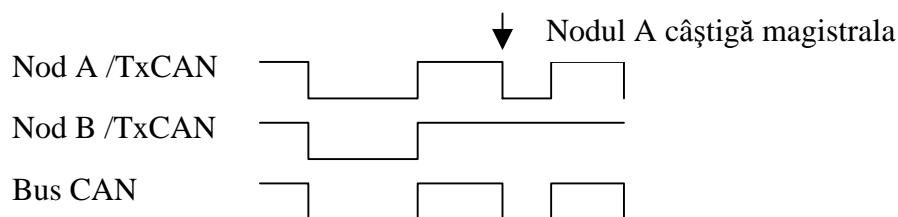


Figura 4.17: diagrama de timp a unei arbitrări de magistrală

Modul de lucru cu căsuță poștală (Message Objects și buffere de date) este arătat în figura 4.18. În fiecare dintre cele 15 buffere din căsuța poștală există un mesaj de transmis sau recepționat împărțit în date și informații asupra mesajului (Message Object MOB) – identificator, durate de bit, mască de acceptare. Căsuța poștală permite compararea identificatorului mesajelor CAN recepționate cu identificatorii stocați în fiecare buffer și salvarea mesajelor cu acel identificator. La cadrele de cerere de informație (Remote) se răspunde automat cu cadrul de date corespunzător. Acest mod de lucru permite reducerea activității CPU, sarcinile fiind preluate hardware de căsuța poștală.

Un MOB (Message Object) este un descriptor care permite utilizarea unui cadru CAN, prin descrierea cadrului ca un obiect. Fiecare MOB poate fi în una dintre stările (stabilite prin programare):

- Oprit;
- Transmisie;
- Recepție;
- Răspuns automat.

La transmisie fiecare MOB funcționează astfel:

- Se programează zona de identificare și zona de date;
- Canalul CAN verifică toate MOB programate pentru transmisie și trimite cadrele începând cu cel mai prioritar;
- După transmisia datelor se cere o întrerupere.

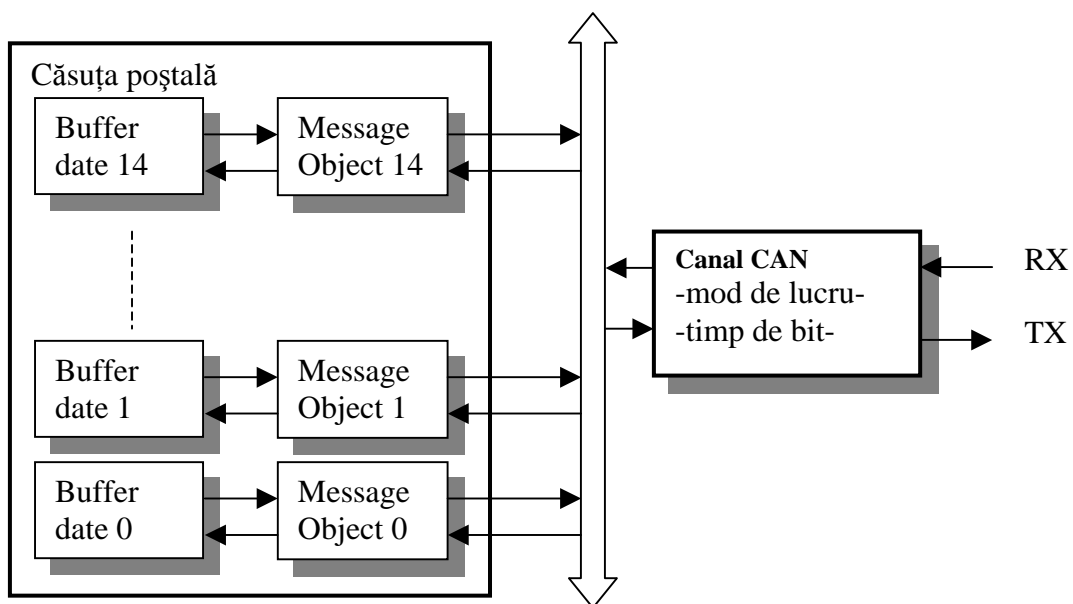


Figura 4.18: structura căsuței poștale CAN cu 15 buffere

La recepție fiecare MOB funcționează astfel:

- Se programează zona de identificare și masca de identificare;
- La recepția unui cadru CAN canalul CAN verifică identificatorul și dacă apare o coincidență salvează cadrul. Numărul de octeți de date este actualizat din cadrul recepționat;
- După recepția cadrului se cere o întrerupere.

Canalul CAN poate lucra în următoarele moduri de lucru:

- Normal, transmisia și recepția pornite, tactul pornit;
- Standby, receptor oprit, transmițător oprit (nivel recesiv pe TxCAN intern), tactul pornit, informațiile din controller sunt accesibile;
- Ascultare, receptor pornit, transmițător oprit, numărătoare de erori invalidate.

Timpul de bit este realizat de canalul CAN coform cu figura 4.19. Dacă frecvența CAN este 8MHz atunci debitul de informație va fi de 1Mbps, fiecare bit este transmis cu 8 tacte, dacă nu apare introducerea de tacte suplimentare. T_{SYNC} este introdus pentru a sincroniza diferitele noduri. Segmentul de propagare T_{PRS} este folosit pentru a compensa întârzierile pe magistrală. Punctul de eșantionare este momentul în care se citește valoarea bitului. Timpii fazei 1 T_{PH1} și fazei 2 T_{PH2} pot fi unul scurtat și celălalt prelungit pentru a modifica poziția punctului de eșantionare.

Sistemul de întreruperi CAN cere o întrerupere în următoarele cazuri:

- La recepția completă a unui mesaj;
- La transmisia completă a unui mesaj;
- La apariția unei erori: de bit, de împănare (stuff), de CRC, de format, de confirmare);
- La umplerea unui buffer de mesaj
- La trecerea magistralei în stare OFF;

- La o eroare de Overrun a timerului CAN.

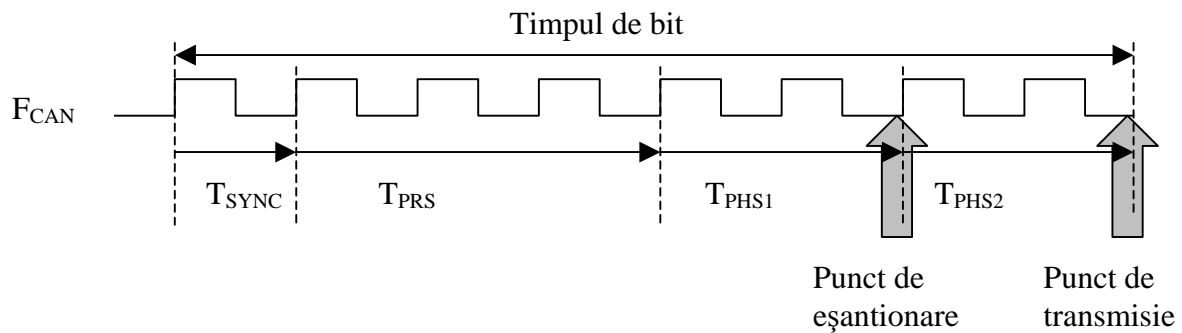


Figura 4.19: Timpul de bit

În figura 4.20 se poate vedea o schemă electrică a unui microcontroller AT90CAN cuplat la magistrala CAN prin intermediul unui transceiver CAN (www.olimex.com).

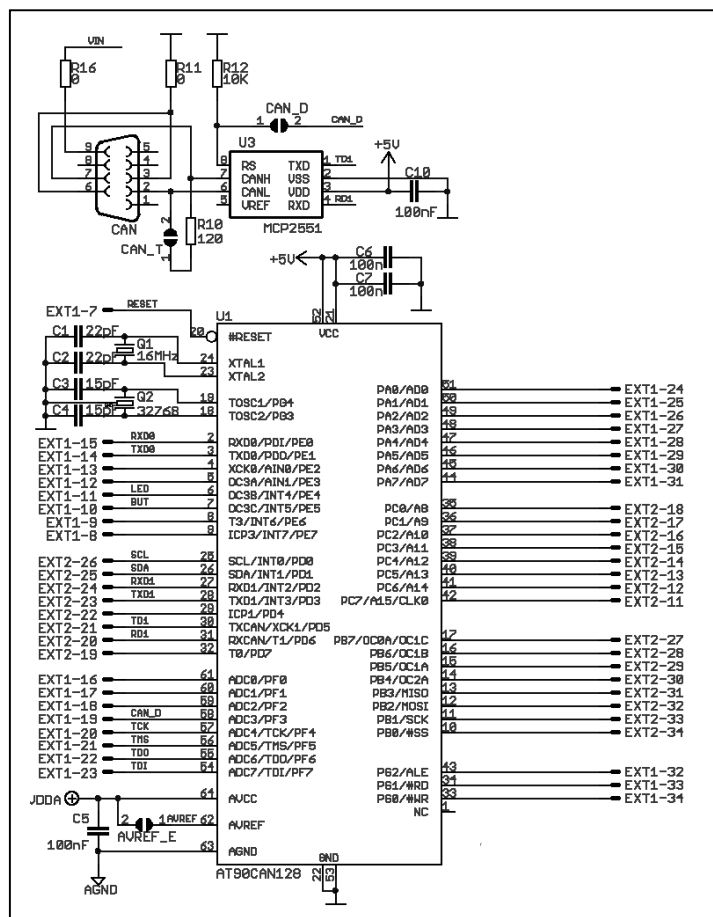


Figura 4.20: Schema electrică a unui microcontroller CAN cu transceiver

4.4. Magistrala Flex Ray

4.4.1. Descriere

Flex Ray este o nouă arhitectură de interfață în care viteza de transfer ajunge la 10Mbps, cu elemente de redundanță pentru a asigura o siguranță mare de utilizare, dedicată industriei auto. Arhitectura magistralei este dată în figura 4.21:

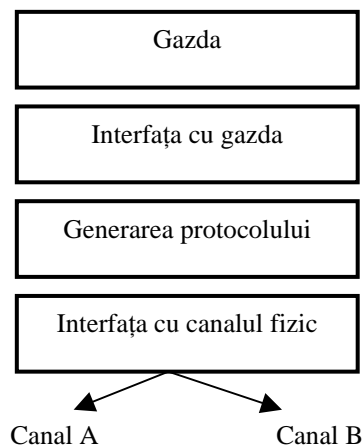


Figura 4.21: Arhitectura magistralei Flex Ray

Topologia rețelei în cazul unui singur canal poate fi de tip magistrală liniară sau stea multiplă. În cazul a 2 canale cu aceleași configurații de tip magistrală sau stea se pot construi rețele în care canalele sunt redundante. În cazul rețelelor cu 2 canale redundante un canal se poate defecta și sistemul își păstrează funcționalitatea. La nivel fizic interfața admite un gardian de magistrală care realizează detecția erorilor în domeniul timp și care interacționează cu gazda prin comunicarea erorilor, configurare, activare sau dezactivare.

Blocul de generare al protocolului realizează mesajul Flex Ray care este detaliat în figura 4.22:

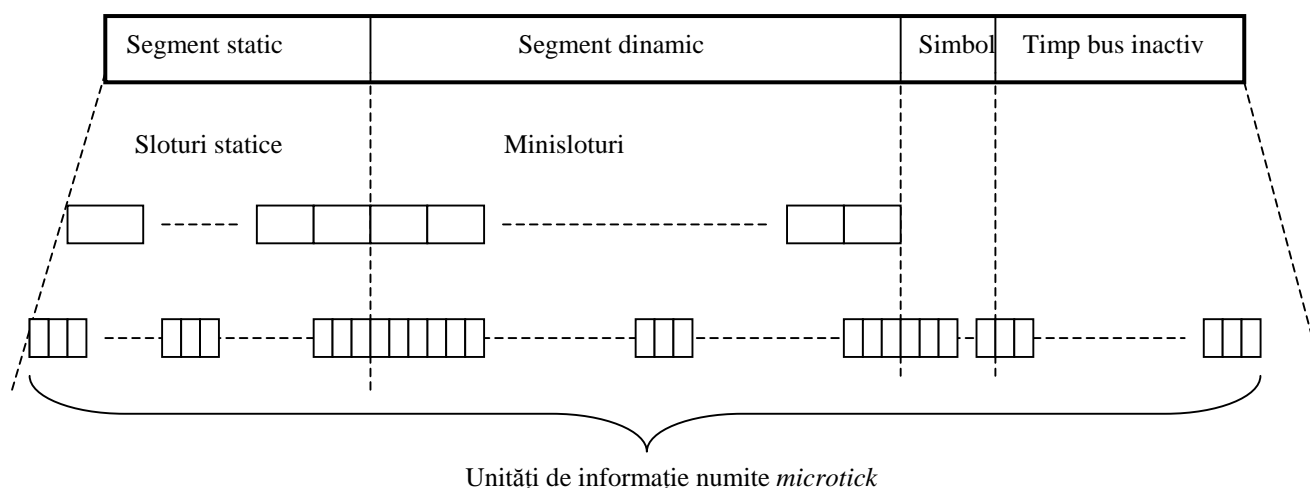
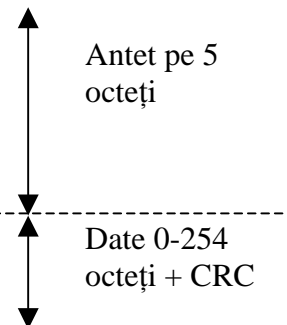


Figura 4.22: Cadrul Flex Ray

Cadrul conține:

- Un bit de gestionare a rețelei
- Un bit care indică un cadru gol
- Un bit de cadrare
- Identificator de cadru pe 12 biți
- Lungimea cadrului (în octeți) codificată pe 7 biți
- CRC pentru antet pe 11 biți
- Identificator de mesaj (opțional) pe 16 biți
- Date, lungime variabilă
- CRC pentru date pe 24 de biți



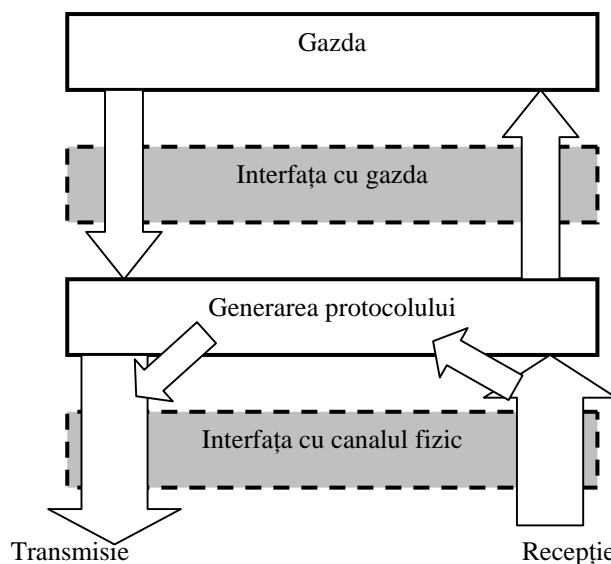
Comunicarea este de 2 tipuri după modul de inițiere:

1. Comunicată inițiată la anumite momente de timp în care ciclul de comunicații începe periodic, de exemplu la întreruperile unui timer.
2. Comunicare inițiată de un eveniment extern

Mesajele se transmit în cadre. Cadrele pot fi transmise astfel:

1. Cadrele statice se transmit repetitiv, de exemplu cadrele de control a funcționării unui subansamblu
2. Cadrele dinamice se transmit la cerere, de exemplu informația de diagnostic.

Fluxul de date poate fi urmărit în figura 4.23.



Modulul de atașare / separare protocol separă antetul de date și trimite datele către gazdă la recepție și adaugă informația de protocol la transmisie.

Figura 4.23: Fluxul de date

Structura segmentelor statice transmise în cazul comunicației pe 2 canale este prezentată în figura 4.24.

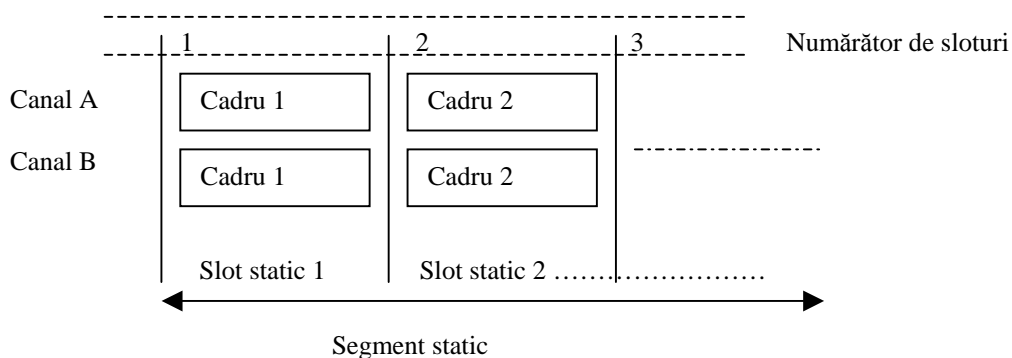


Figura 4.24: Segment static

Lungimea unui slot static este constantă. Un mesaj poate avea un număr variabil de sloturi. Numărătorul de sloturi se incrementează cu 1 după fiecare slot. La transmisia unui segment dinamic alocarea timpului pentru cele 2 canale este dinamică, figura 4.25.

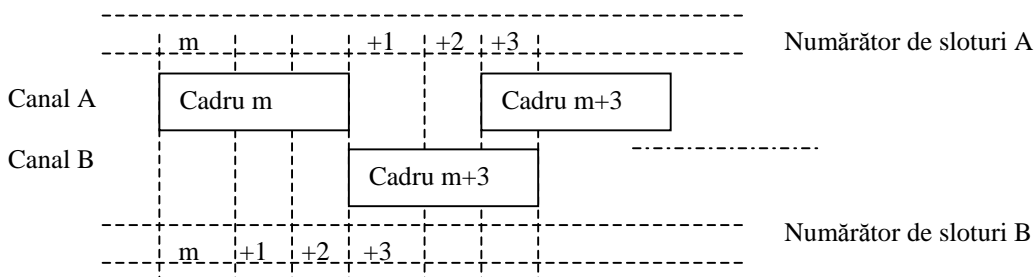


Figura 4.25: Segment dinamic

Sincronizarea se realizează de către generatorul de protocol la nivel de unitate de informație (microtick). Cea mai mare deviație permisă între tactele nodurilor conectate este de o microsecundă. Sincronizarea se execută cu ajutorul unor cadre de sincronizare trimise de noduri.

Serviciul de gestionare al erorilor se bazează pe principiul de a nu renunța niciodată la transferul unui mesaj. O eroare gravă este de exemplu pierderea sincronizării (prea puține cadre de sincronizare recepționate de la un nod).

Serviciul de simboluri contribuie la mărirea siguranței în funcționare. Simbolurile sunt trimise la sfârșitul cadrului de către controller și trebuie recepționate de către controllerul destinație formând un sistem de supraveghere de tip Watchdog. Simbolurile pot fi de stare normală sau de alarmă.

Serviciul de economie de energie este folosit pentru micșorarea energiei consumate. Ieșirea din starea de adormit se poate face la cererea oricărui nod care trimite un cadru de "trezire".

Serviciul de diagnostic conține 2 tipuri de teste:

- Monitorizarea cu gardianul de magistrală, executată de generatorul de protocol
- Teste de comunicație solicitate de gazdă.

Rezultatele testelor sunt comunicate gazdei care poate decide excluderea nodului din comunicație.

În cazul în care comunicația este inițiată de un eveniment extern (Event Triggered Mode) cadrul curent este abandonat, figura 4.26.

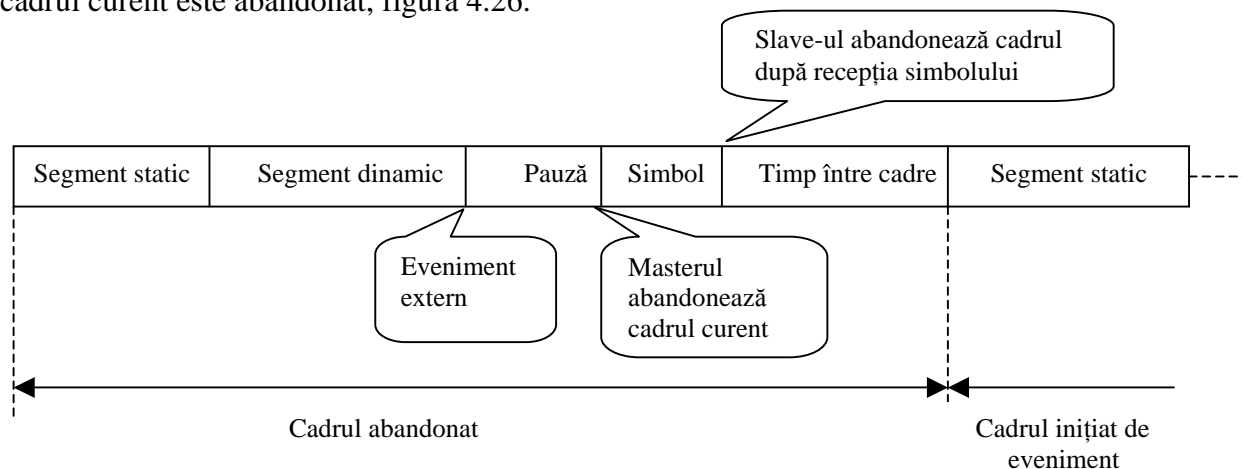


Figura 4.26: Cadrul inițiat de un eveniment extern

4.4.2. Interfețe specializate și microcontrollere FlexRay

Fujitsu MB88121 este un circuit specializat care implementează protocolul FlexRay și adaugă conectivitatea FlexRay microcontrollerelor pe 16 sau 32 de biți. Circuitul are două canale FlexRay și un buffer de mesaje de 8kByte. Interfața de cuplare cu microcontrollerele este pe magistrala paralelă externă multiplexată sau nemultiplexată sau prin interfața serială SPI. Tipul de magistrală de conectare se poate selecta cu valori logice la pini de mod sau prin programare. Modul de transfer poate fi programat, prin întreruperi sau DMA. Circuitul poate fi alimentat în gama 3-5,5V, iar tactul este de 80MHz realizat prin multiplicare internă cu o buclă PLL, tactul extern fiind de 4, 5, 8 sau 10MHz stabilizat cu cuarț sau provenind de la microcontrollerul gazdă. O schemă bloc simplificată este dată în figura 4.27.

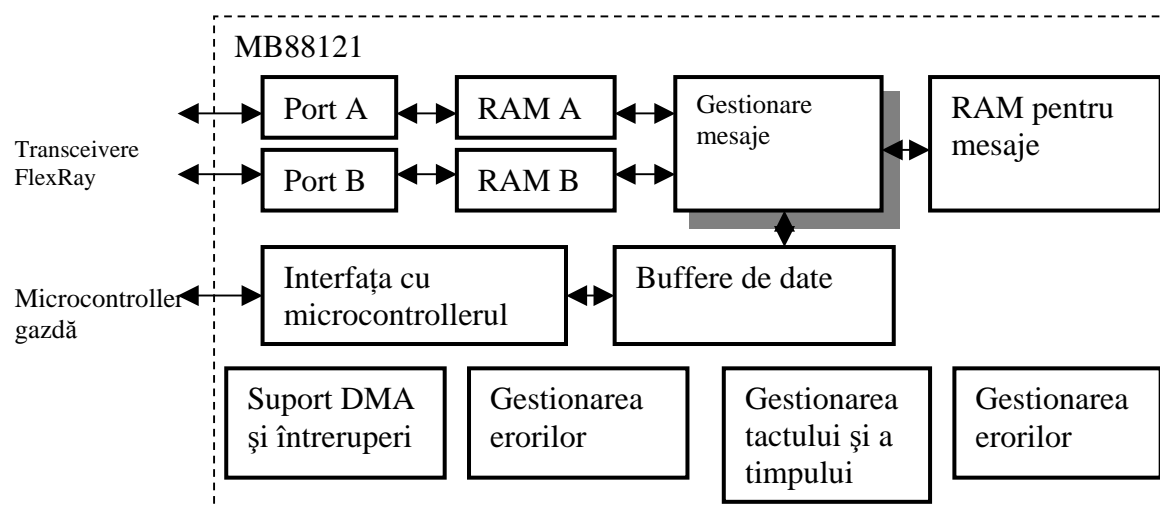


Figura 4.27: Schema bloc simplificată a interfeței specializate FlexRay

O schemă de conectare pe magistrala externă nemultiplexată între un microcontroller și interfața FlexRay este dată în figura 4.28.

Conectarea permite lucrul prin DMA solicitat de interfață cu o cerere DMA (DMA_REQ) și lucrul în întreruperi solicitat cu semnalele INT0, INT1 și INT2. Tactul de magistrală și semnalele de comandă a sensului de transfer sunt generate de microcontrollerul gazdă (BCLK, RD, WR). Interfața este selectată cu semnalul CS. Modul de lucru al interfeței cu transfer pe magistrală este comandat prin nivelul logic al semnalelor MD.

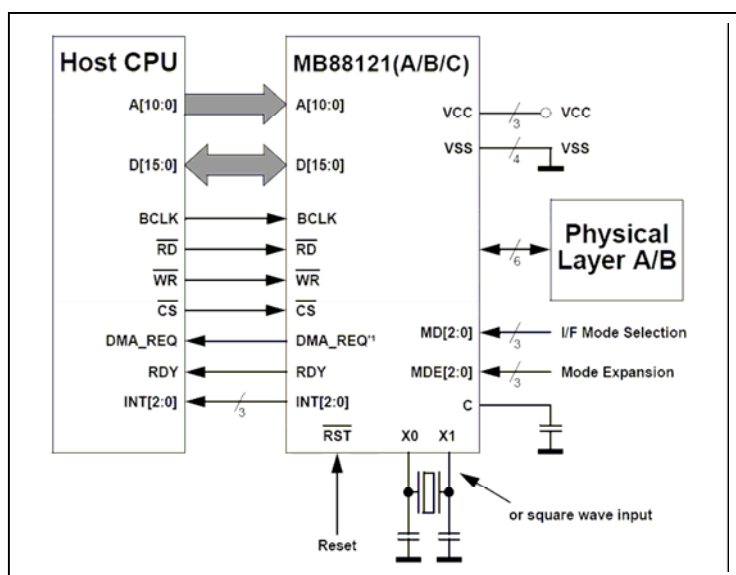


Figura 4.28: Schema de conectare între un microcontroller și interfața FlexRay pe magistrala externă

Pentru punerea la punct a aplicațiilor Fujitsu pune la dispoziția utilizatorilor un driver pentru FlexRay inclusiv codul sursă și exemple - software pentru o punte CAN- FlexRay. Se pun de asemenea la dispoziție contra cost sisteme de evaluare și starter kit-uri.

Un microcontroller cu FlexRay integrat este modelul MB91F465XA de la Fujitsu. Schema bloc a acestui microcontroller este dată în figura 4.29.

Acest nou microcontroller din familia Fujitsu este alimentat cu o singură tensiune, între 3 și 5,5V iar tactul intern este de 100MHz obținut prin multiplicare cu un PLL de la un cuarț extern de 4MHz. Memoria Flash poate fi protejată la citire. Microcontrollerul este echipat cu cele trei interfețe utilizate în tehnica auto: FlexRay (2 canale), CAN (2 canale, fiecare cu câte 32 de buffere de mesaje) și LIN (3 canale). Modulele interne asigură o gamă largă de funcționalități: 17 canale de conversie analog digitală pe 10 biți, 12 canale PPG (Generator programabil de impulsuri), 6 canale cu registre de comparare și generare a unui semnal la coincidență, 8 canale de captură (memorarea valorii unui numărător la apariția unui semnal din exterior), watchdog hardware, ceas de timp real, interfață I²C, etc.

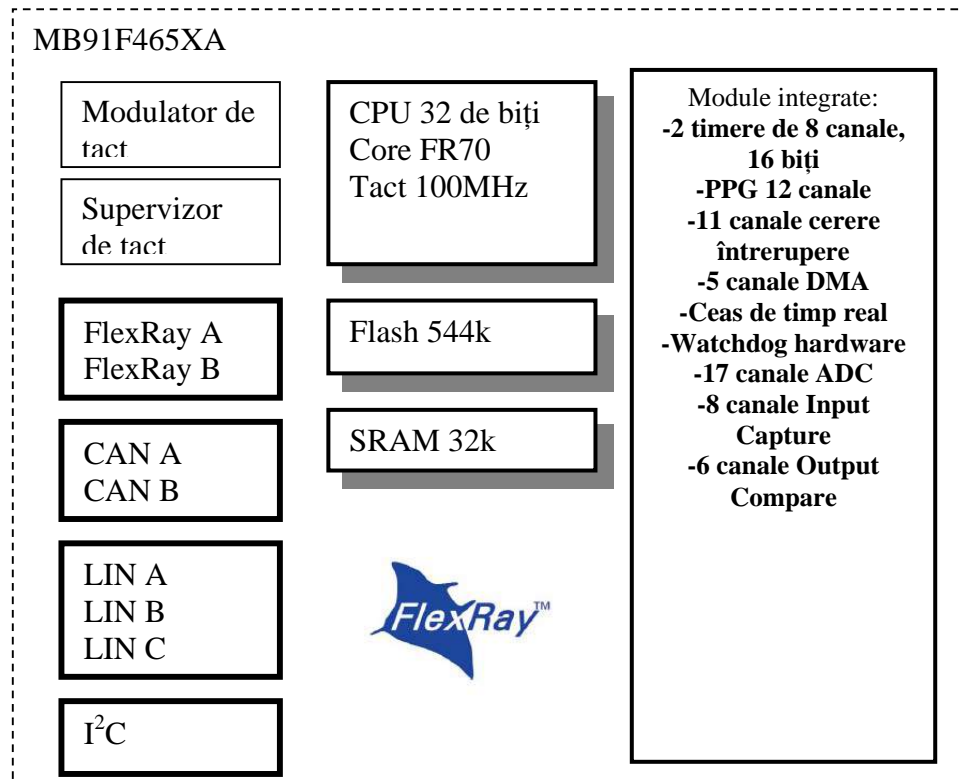


Figura 4.29: Schema bloc a microcontrollerului Fujitsu MB91F465XA

La Automotive Engineering Exposition în Japonia
 (<http://jp.fujitsu.com/microelectronics/events/exhibition/2007aee.html>) în 2007 a fost
 prezentat un demonstrator al modului de lucru cu magistrala FlexRay, figura 4.30.



Figura 4.30: Demonstrator al magistralei FlexRay

4.5. Monitorizarea presiunii în pneuri (Tire Pressure Monitoring System TPMS)

În prezent toate autovehiculele care se fabrică au încorporate elemente de siguranță minimale, de exemplu airbag-uri sau ABS. Presiunea incorectă în pneuri devine o cauză importantă a accidentelor și de asemenea o cauză a degajării suplimentare de bioxid de carbon (o presiune mai mică cu 15% produce un consum mai mare de combustibil cu 5% și o degajare suplimentară de bioxid de carbon). Din acest motiv sistemul de măsurare automată a presiunii în pneuri a devenit obligatorii în SUA începând din 2008 și se preconizează să devină obligatoriu în Europa începând din 2012.

Monitorizarea presiunii se poate face cu metode indirecte pe baza unor parametri preluați din exterior, cum ar fi viteza de rotație preluată de la senzorii ABS, diametrul roții sau vibrațiile în mers. Aceste metode au avantajul unui preț mic dar acuratețea de măsurare este de asemenea mică. Metodele directe implică existența unui traductor de presiune, microcontroller și emițător în pneu și a unui sistem de centralizare de date cu receptor și microcontroller cuplat pe o magistrală a mașinii. Dezavantajele sunt prețul mai mare și înglobarea unui dispozitiv electronic în pneu inclusiv cu alimentare proprie.

O schemă bloc a unui sistem de măsură propus de ATMEL (www.atmel.com) care asigură un consum redus de energie (bateria durează până la 10 ani) este dată în figura 4.31.

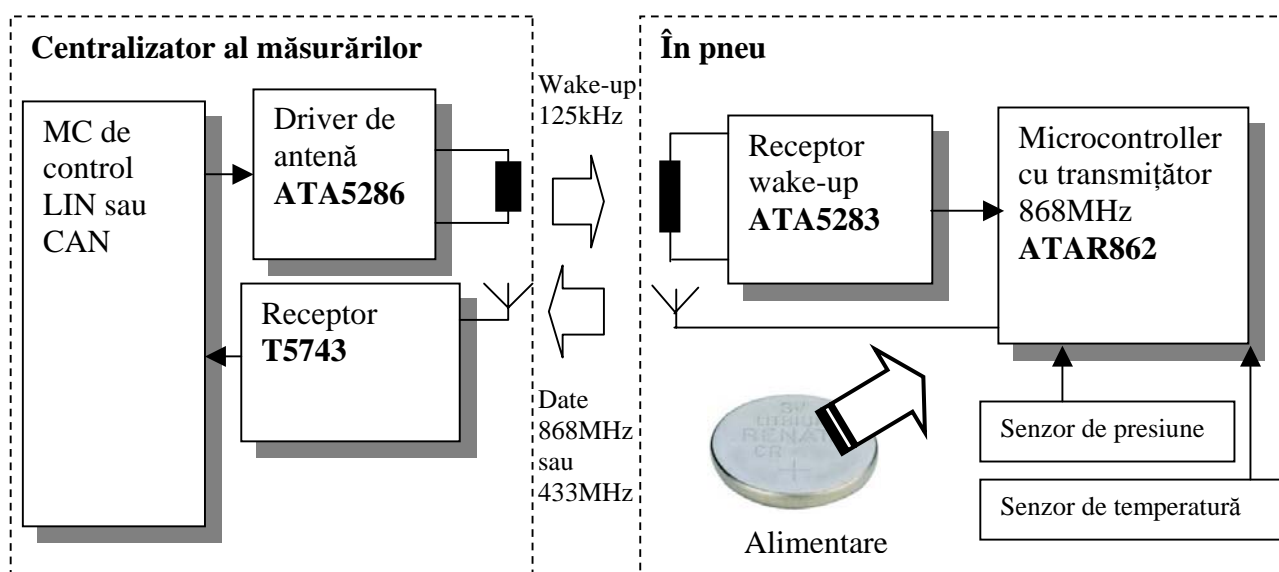


Figura 4.31: Schema bloc a sistemului de monitorizare a presiunii în pneuri

Modulul din pneu conține un MC ATMEL ATAR862 cu transmițător de date integrat care preia datele de la un senzor de presiune. Pentru că este foarte simplu să se mai atașeze un senzor schema a fost completată cu un senzor de temperatură a aerului din anvelopă. Microcontrollerul este oprit până apare o cerere de măsurare transmisă de MC de control prin driver-ul de antenă ATMEL ATA5286 și recepționată de receptorul ATMEL ATA5283 din pneu. După ce a efectuat măsurarea datele sunt transmise prin transmițătorul integrat și recepționate de receptorul ATMEL T5743.

ATAR862 este un circuit care conține 3 module în aceeași capsulă: transmițător UHF (în gama de frecvențe 868-928MHz) cu modulare ASK/FSK, un microcontroller de 4 biți și o memorie EEPROM de 512 biți. Circuitul este încapsulat într-o capsulă mică de 24 de pini SSO24. Alimentarea este între 2-4V, făcând posibilă alimentarea cu o baterie Li cu o singură celulă, curentul absorbit fiind de 8,5mA. Gama de temperaturi este cea solicitată de domeniul auto, fiind astfel posibilă montarea în anvelopă. Debitul maxim de informație este 32kBaud.

Schema bloc a circuitului ATAR862 este dată în figura 4.32.

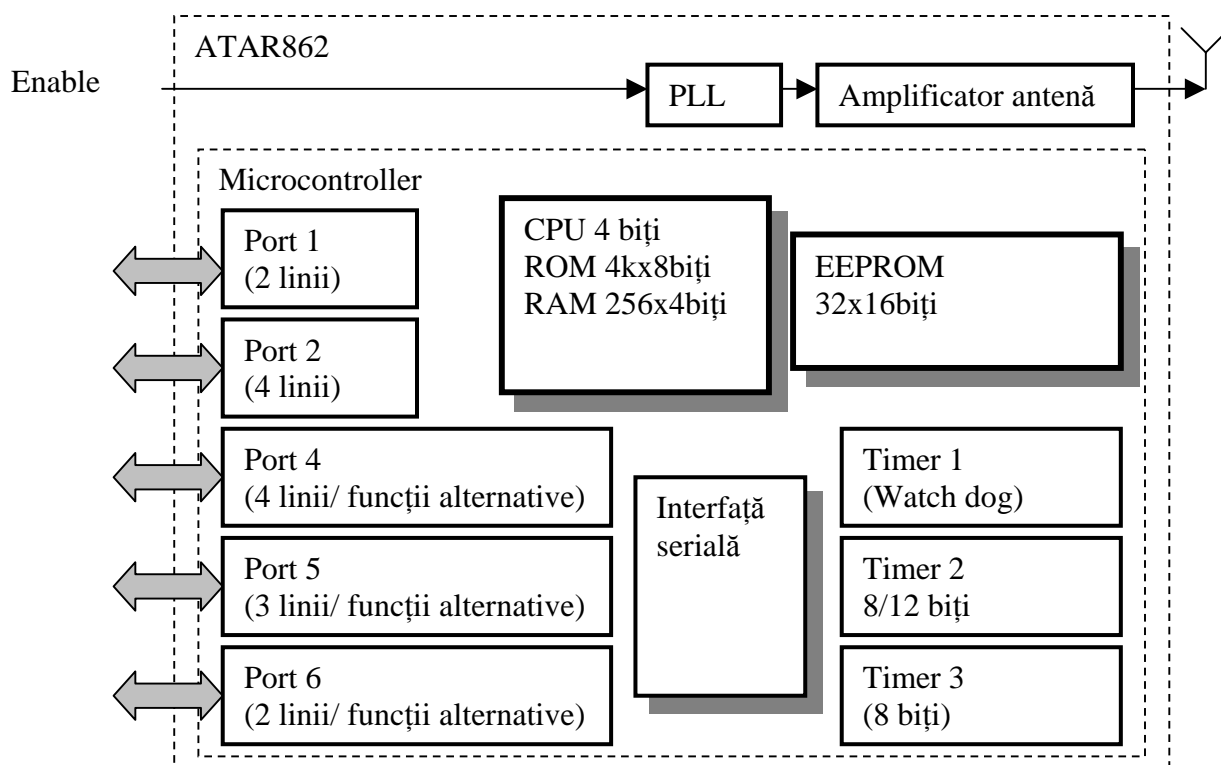


Figura 4.32: Schema bloc a circuitului ATAR862

Circuitul Timer 2 are rolul de a coda Manchester sau în cod Bifazic șirul de date seriale primite la SO și le trimite la ieșirea timerului 2. Reciproc, Timer-ul 3 poate decoda șirul de date codate Manchester sau Bifazic de la ieșirea SO și le trimite la ieșirea timerului 3. Astfel ATAR862 poate fi folosit atât la recepția de date (dar nu are bloc de recepție de RF) cât și la transmiterea lor. Microcontrollerul are un program scris cu mască în ROM. Senzorii care se cuplează trebuie să fie cu ieșire serială, deoarece nu există un modul intern de conversie analog digitală. La transmisie ieșirea SO constituie intrarea blocului de emisie. Cele 3 timere și interfața serială pot lucra într-o multitudine de moduri de lucru din care a fost menționat doar unul, cel mai simplu. Un exemplu de codare Manchester este dată în figura 4.33.

SC este tactul serial iar SO ieșirea de date seriale codate NRZ. La ieșirea timerului 3 TO3 semnalul este codat Manchester. Decodarea este ceva mai complicată, timerul 3 având la început o perioadă de sincronizare cu datele recepționate.

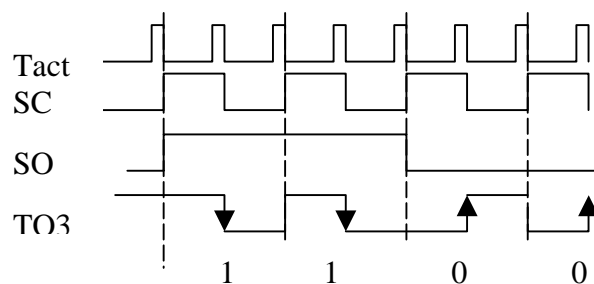


Figura 4.33: Diagrama de timp pentru codarea Manchester

Unele dintre liniile porturilor paralele pot fi utilizate ca cereri de întrerupere (de exemplu pentru ieșirea din mod Sleep) iar alte linii pot fi prevăzute cu microîntrerupătoare și folosite pentru configurare. Intrarea în mod Sleep se face în urma execuției unei instrucțiuni Sleep. Modul Sleep poate avea două variante, cu tactul pornit și cu tactul oprit, în această a doua variantă consumul fiind sub $1\mu A$.

Datele emise de ATAR862 sunt recepționate de circuitul T5743, un circuit cu 20 de terminale, care este în esență un receptor ASK/FSK cu buclă PLL pentru semnale codate Manchester sau în cod bifazic cu debitul maxim de 10kBd. Schema bloc a receptorului este dată în figura 4.34.

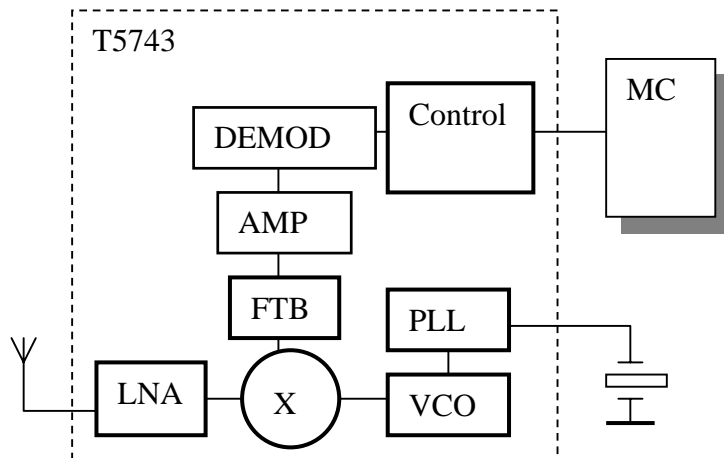


Figura 4.34: Schema bloc a receptorului de date T5743

Antena este cuplată la un amplificator cu zgomot redus (LNA Low Noise Amplifier). Structura circuitului este de heterodină în care oscilatorul local generează frecvența purtătoare prin bucla PLL. Schema este completată cu un oscilator controlat prin tensiune (VCO Voltage Controlled Oscillator), un filtru trece bandă FTB, un amplificator AMP și un demodulator DEMOD. Circuitul este controlat de un microcontroller MC prin 5 linii de comandă și stare. Datele recepționate sunt trimise serial pe două linii (date și tact). Circuitul se poate programa cu date seriale și tact cu sensul spre circuit pe aceleași linii.

Circuitul receptor ATA5283 este folosit pentru trezirea circuitului ATAR862 din modul Sleep. Circuitul are 8 terminale și conține un amplificator de intrare pentru amplificarea semnalului emis pe frecvența 125kHz și modulat în amplitudine (ASK). Dacă nu există purtătoare circuitul așteaptă în stand by. Circuitul conține un bloc de detecție a unui preambul (192 perioade neîntrerupte ale purtătoarei) și după recepția acestui preambul circuitul devine activ.

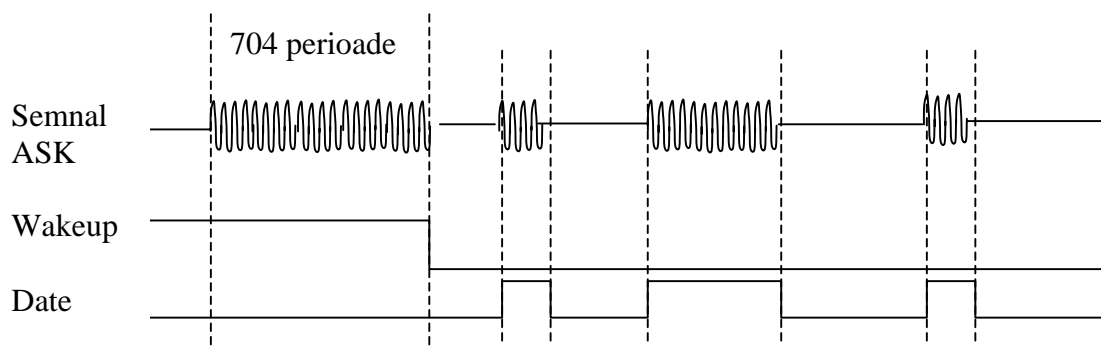


Figura 4.35: Protocolul de wakeup și transfer de date la ATA5283

După recepția preambulului se activează blocul de control al amplificării în amplificatorul de intrare (după 512 perioade ale purtătoarei) și după 704 perioade ATA5283 generează un semnal de Wakeup pentru microcontroller. În stare inactivă circuitul consumă $0,5\mu A$, dacă este pornit controlul automat al amplificării $1\mu A$ iar în mod recepție $2\mu A$. După preambul se recepționează datele modulate în amplitudine conform diagramei de semnal din figura 4.35.

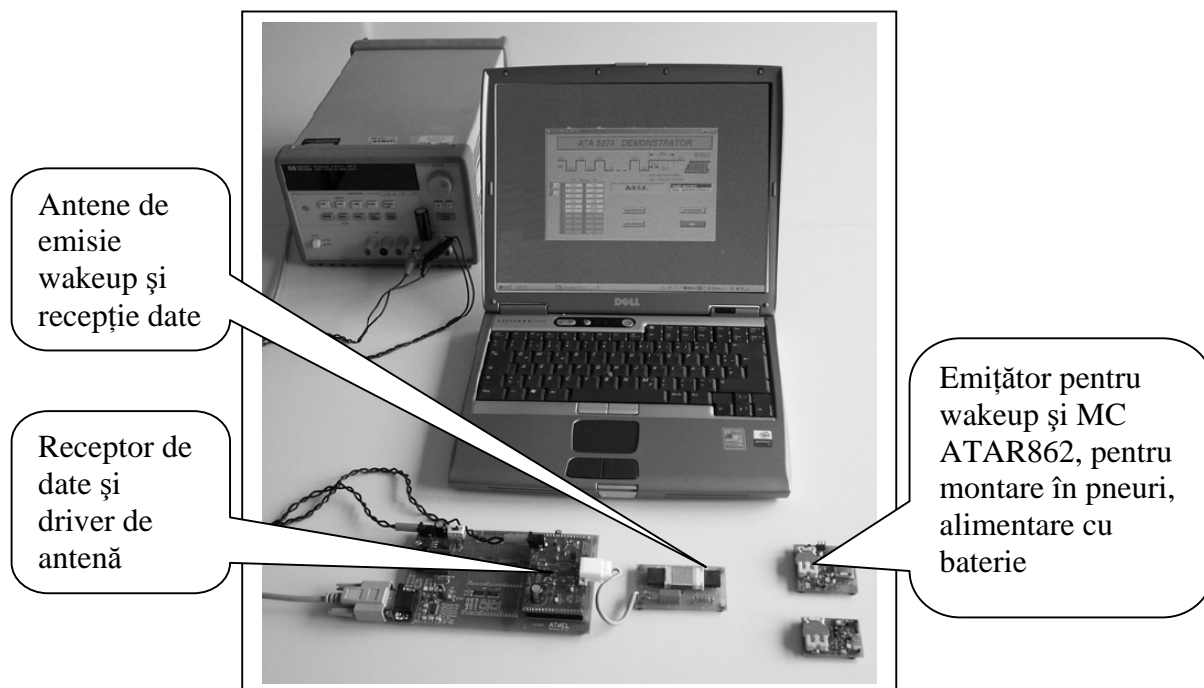


Figura 4.36: Sistem ATA5276-83 pentru măsurarea presiunii în pneuri

Emițătorul ATA5276 poate transmite date modulate în amplitudine pe frecvența de 125kHz cu de bitul maxim de 4kBd. Circuitul poate fi alimentat în gama 8V-24V pentru a putea fi conectat direct la bateria autovehiculului. Caracteristicile electrice și de temperatură sunt specifice domeniului auto. Circuitul are 20 terminale și conține un amplificator de antenă comandat digital. După RESET circuitul este în standby pentru un consum minim, stare din care iese la primirea datelor pe intrarea serială DIO, diagramele de timp fiind asemănătoare cu cele din figura anterioară, sensul fiind de transmisie a datelor.

După transmisia datelor (indicată de faptul că linia DIO rămâne în stare unu logic un timp de 16ms) circuitul confirmă transmisia punând linia DIO în zero timp de 0,256ms. Dacă există o eroare de transmisie (cum ar fi de exemplu scurtcircuitarea bobinei de emisie), linia DIO este pusă în zero un timp de 0,128ms, după terminarea transmisiei.

ATMEL oferă un sistem complet hardware și software pentru măsurarea presiunii în pneuri (ATAK5276-83), figura 4.36.

4.6.Măsurarea înclinației autovehiculului cu un sistem giroscopic

Sistemul de măsurare format dintr-un senzor unghiular și dispozitivul de procesare a datelor are ca scop informarea șoferului asupra unghiului de înclinație al autovehiculului. Șoferul este avertizat la atingerea unui unghi de înclinație critică care poate avea ca și consecință rostogolirea autovehiculului. În acest subcapitol este prezentată o realizare a unui grup de studenți îndrumat de autori și de un specialist de la firma Fujitsu.

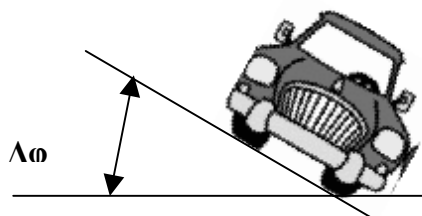


Figura 4.37: Unghiul de înclinație a unui automobil

Afișarea unghiului de înclinație este realizată printr-un afișor grafic în două moduri, mod grafic pentru o vizualizare intuitivă și în mod caracter pentru afișarea numerică a unghiului de înclinație. De asemenea sistemul este prevăzut cu un generator de sunet, pentru avertizare sonoră în cazul în care sistemul depășește unghiul de înclinație periculos.

O problemă majoră a sistemului de măsurare o reprezintă acumularea erorilor, deoarece sistemul calculează unghiul de înclinare prin adunări succesive. Pentru obținerea stabilității sistemului de măsurare este necesară realizarea unei transmisii analogice de calitate între senzor și microcontroller, precum și găsirea unei soluții de calibrare automată a senzorului principal. Pentru determinarea stabilității dinamice a fost implementat un sistem de testare acționat de un motor pas cu pas și aplicarea unor filtre software pe semnalul analogic,

rezultatele obținute fiind în final comparate. De asemenea s-a adăugat la sistemul de măsurare un senzor mecanic auxiliar de detecție a poziției orizontale cu scopul de calibrare a senzorului principal.

Sistemul de test a fost implementat cu un sistem de dezvoltare Fujitsu echipat cu un microcontroller pe 16 biti MB90F352.

4.6.1. Senzorul giroscopic

Senzorii giroscopici vibratorii sunt senzori unghiulari care au la bază forța Coriolis generată când un obiect în mișcare este rotit în jurul unei axe. Senzorii vibratorii piezoelectrice detectează forța Coriolis folosind ca element rezonator un material piezoelectric. Pentru teste a fost folosit senzorul giroscopic S1BG de la Fujitsu. [2].

Figura 4.38 ilustrează principiul de operare a senzorului piezoelectric vibrator. Când elementul piezoelectric format din două lamele este rotit în jurul axei Z în timp ce pe axa X este prezentă o vibrație de operare, datorită forței Coriolis pe axa Y apare o vibrație secundară. Măsurând această vibrație putem obține mărimea vitezei unghiulare cu care a fost rotit senzorul.

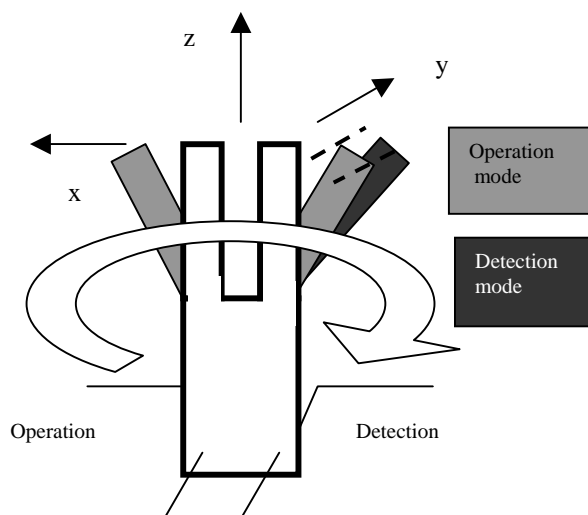


Figura 4.38: Principiul de funcționare a senzorului giroscopic

Unghiul de înclinare trebuie calculat din informația (viteza unghiulară) furnizată de senzor prin produsul dintre viteza unghiulară și perioada de eșantionare:

$$\Delta\phi = \omega \Delta t$$

$\Delta\phi$ - unghi de înclinare

ω - viteza unghiulară

Δt - perioada de eșantionare

În figura 4.39 se prezintă eșantionarea semnalului furnizat de senzorul unghiular.

V_{cc} - tensiunea de alimentare a senzorului

U_{null} - tensiunea de nul

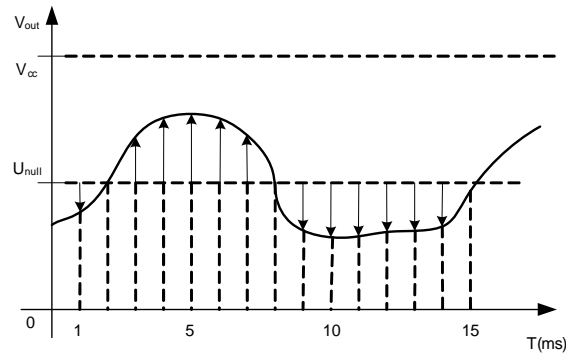


Figura 4.39: Eșantionarea semnalului de ieșire a senzorului unghiular

S-a ales o rată de eșantionare de 1kHz, valoare propusă de către producător. Rata de eșantionare este suficient de mare pentru a urmări eficient semnalul de variație unghiulară.

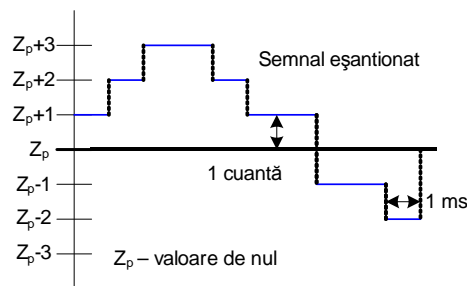


Figura 4.40: Semnalul eșantionat și cuantizat

Valoarea unghiului de înclinare se calculează prin adunări succesive a variațiilor eșantioanelor curente de la valoarea Z_p , valoare corespunzătoare tensiunii de nul și înmulțită cu constanta de transformare tensiune – viteză unghiulară, figura 4.40. Constanta de transformare tensiune-viteză unghiulară face corespondența dintre tensiunea de ieșire a senzorului și valorile date de convertorul analog digital. Acestea se calculează din parametrii electrici ai senzorului.

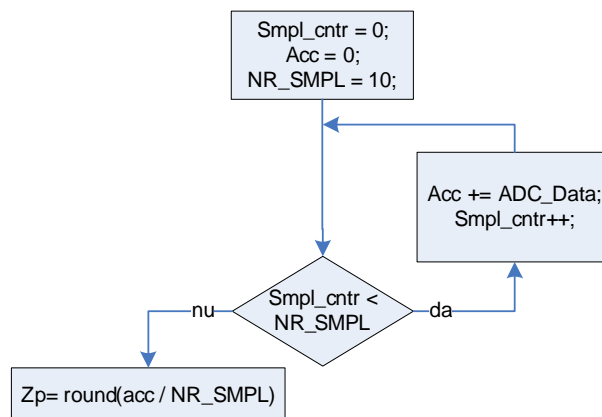


Figura 4.41: Algoritm de calcul a valorii de nul

După rularea câtorva teste s-a constatat că la fluctuații de alimentare a modului valoarea de nul Z_p nu este constantă. Valoarea de nul se determină prin citirea ieșirii convertorului analog digital când senzorul se află în stare nemișcată. Pentru obținerea corectă a valorii de nul s-a implementat o procedură de calibrare software cu eșantionare multiplă și mediere, figura 4.41. Prin parametrul NR_SMPL se definește numărul de eșantioane din care se calculează prin rotunjire valoarea de nul Z_p .

4.6.2. Sistemul de măsurare și afișare

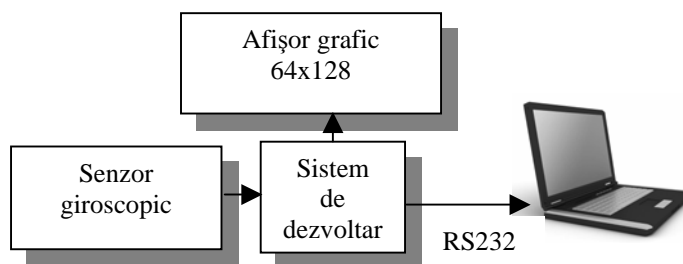


Figura 4.42: Schema bloc a sistemului de măsurare

Microcontrollerul preia semnalul de la senzorul giroscopic (figura 4.42), realizează o conversie A/N pe 10 biți și calculează unghiul de înclinare. Unghiul de înclinare este afișat pe un afișor grafic 64x128 iar depășirea unui anumit unghi limită este semnalizată printr-un semnal acustic cu un buzzer. Sistemul funcționează independent de calculator, dar în stadiul de testare și analiză a stabilității datele au fost transmise către un calculator prin interfața serială RS232.

Afișarea (figura 4.43) s-a realizat cu un afișor grafic cu cristale lichide suficient de mare pentru vizualizarea în mod grafic și în mod text a unghiului de înclinare a sistemului.

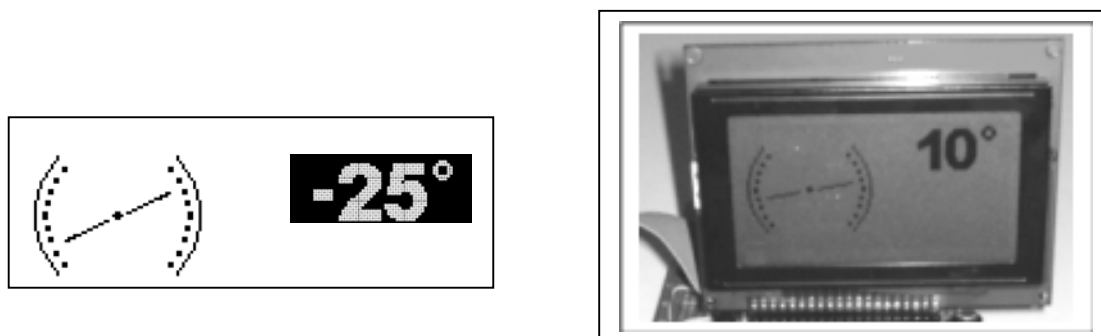


Figura 4.43: Afișarea unghiului de înclinare în mod grafic (stânga) și în mod caracter (dreapta), și o fotografie a afișajului

Afișarea în mod grafic constă din mișcarea (rotirea) unui obiect pe afișor, acesta practic urmărind orizontul în funcția datelor furnizate de senzorul giroscopic. Afișarea grafică a fost creată din două părți, fundalul nemișcat și două indicatoare care urmăresc poziția orizontală și indică unghiul de înclinație curentă. Pe fundal sunt marcate unghiul de înclinație. Punctele de

marcare sunt puse din zece in zece grade până la ± 40 de grade, poziția orizontală fiind marcată cu puncte mai mari.

Peste fundal se suprapun indicatoarele specifice pentru fiecare unghi. Se reprezintă indicatoarele cu rezoluția de cinci grade. Din motive de economie a memoriei ocupate partea de afișor grafic s-a împărțit în 4 cadrane, desenând indicatoare doar pentru un cadran. Prin operații de oglindire pe orizontala și verticala s-au alcătuit imaginile aferente pentru celelalte cadrane. Astfel din desenele realizate pentru cadranul 1 printr-o operație de oglindire verticala se ajunge la o imagine în cadranul 2, printr-o operație de oglindire orizontala la cadranul 4 și prin aplicarea ambelor operații la cadranul 3. Afișarea în mod caracter a fost realizată prin stocarea în memoria microcontrollerului a imaginilor grafice ale cifrelor, ceea ce asigură o viteză mare de afișare cu un consum de memorie mare.

Având în vedere că sistemul conține ca element traductor un senzor giroscopic, la pornirea sistemului nu se cunoaște unghiul de înclinare, ceea ce este un dezavantaj al acestui sistem. Prin rularea câtorva teste s-a constatat de asemenea că apar erori, iar calcularea unghiului de înclinare are la bază adunări succesive a eșantioanelor curente, ca urmare se poate ajunge la rezultate incorecte prin acumularea erorilor de măsurare.

Pornind din acest neajuns al acestui senzor s-a constatat necesitatea implementării unui senzor auxiliar de detecție a poziției orizontale care are rolul de calibrare a senzorului principal în momentul în care unghiul de înclinare este zero.

Metoda de testare statică a sistemului de măsurare a înclinației constă din măsurări succesive ale semnalului furnizat de senzorul giroscopic în stare fixă și trimiterea datelor la calculator pentru analiză prin interfața RS232., datele fiind recepționate de un program specializat de citire a portului serial.

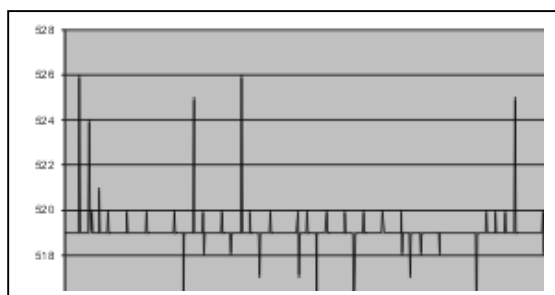


Figura 4.44: Date recepționate pentru 1000 măsurători, senzor nemișcat

În figura 4.44 pe coordonata verticală este prezentată valoarea eșantionului curent furnizat de convertorul analog digital (stânga), precum și nivelul de tensiune al eșantionului (dreapta). Prima măsurătoare a avut datele reprezentate în figura 4.44 și arată că peste semnalul util care ar trebui să fie constant și egal cu valoarea de nul, se suprapun deviații de la valoarea de nul de mărimea a 7 LSB ceea ce este echivalent unei variații de 34,16mV aceasta fiind inacceptabil în cazul acestui sistem.

Pentru micșorarea erorilor au fost luate următoarele măsuri:

- Trecerea microcontrollerului în stand by pe perioada conversiei analog digitale;
- Conectarea senzorului cu o legătură ecranată cât mai scurtă și decuplarea cu condensatori.

Prin aceste metode s-a ajuns la încadrarea erorilor în limitele de 1LSB.

Pentru eliminarea erorilor au fost aplicate și filtrări software. Filtrarea prin mediere constă din eșantionarea semnalului cu o frecvență mărită și calcularea eșantionului curent prin medierea mai multor eșantioane precedente luate timp de o milisecundă.

$$y_j = (x_{j*N+1} + x_{j*N+2} + x_{j*N+3} + + x_{j*N+N}) / N$$

Unde :

N – numărul eșantioanelor luate timp de o milisecundă

Y – semnalul de ieșire din filtrul de mediere

X – semnal de intrare în filtru

În figura 4.45 sunt prezentate rezultatele preluării a 4000 de eșantioane după mediere și după aplicarea măsurilor de compatibilitate electromagnetică și se vede că doar 4 eșantioane sunt eronate, cu o valoare care se încadrează în 1LSB.

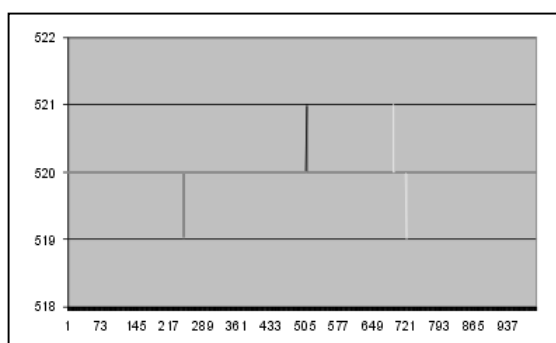


Figura 4.45: Date recepționate pentru 4000 măsurători, senzor nemișcat

S-a realizat un sistem de testare dinamică a stabilității sistemului de măsurare prin mișcarea senzorului de înclinație cu un motor pas cu pas, figura 4.46.

Pentru implementare s-a ales un motor unipolar cu unghiul de pas de 1,8°. Motorul pas cu pas a fost comandat cu același sistem de dezvoltare cu care se face și achiziția și prelucrarea semnalului de la senzorul giroscopic. Înfășurările motorului au fost comandate prin intermediul circuitului specializat ULN2003A.

Sistemul pornește dintr-o poziție fixă și prin acționarea motorului face 50 de pași ceea ce este echivalent cu 90° (50*1,8°) schimbă direcția de mișcare făcând tot 50 de pași repetând aceste operații de mai multe ori. Starea prezentă a sistemului este afișată pe 2 afișoare cu 7 segmente, precum și pe afișorul grafic, putând verifica în orice moment corectitudinea măsurărilor.

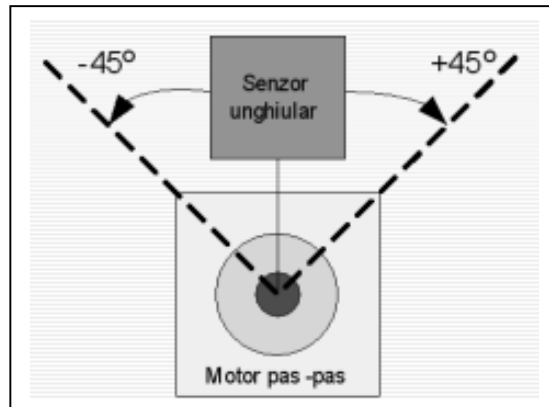


Figura 4.46: Metoda de testare

În graficul din figura 4.47 sunt prezentate două seturi de măsurători, fiecare reprezentând câte o serie de pași făcuți de motorul pas cu pas, una în sensul ceasului iar celălalt în sens invers. Măsurătorile au fost făcute separat, pe rând, reprezentarea grafică s-a făcut pe un singur grafic suprapunând cele două rezultate pentru o vizualizare mai bună.

În cazul ideal când sistemul a parcurs un ciclu de testare și se reîntoarce în starea inițială valoarea unghiului calculat trebuie să fie egală cu zero. Prin rularea multiplă a ciclului de testare s-a observat acumularea informațiilor eronate. Astfel se justifică implementarea unui sistem de calibrare a valorii unghiului de înclinație calculat.

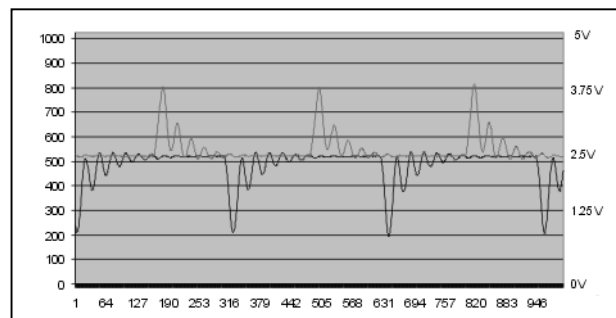


Figura 4.47: Rezultatele măsurătorilor dinamice

În figura 4.48 este prezentat dispozitivul mecanic cu motor pas cu pas pentru mișcarea senzorului.

Calibrarea senzorului unghiular s-a realizat prin introducerea în sistemul de măsurare a unui senzor auxiliar de detecție a poziției orizontale. Astfel când senzorul detectează poziția orizontală a sistemului resetează valoarea unghiului de înclinație calculat.

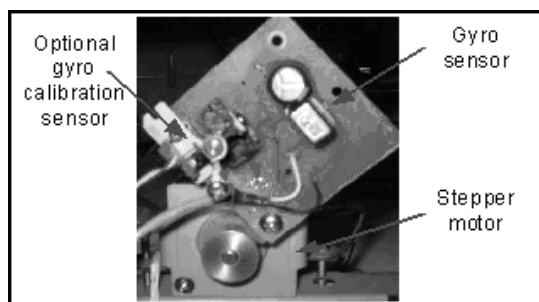


Figura 4. 48: Motorul pas cu pas și senzorul (stânga) și o fotografie a sistemului de test (dreapta)

Dispozitivul de detecție a poziției orizontale este alcătuit dintr-un fotocomutator și un pendul care indică poziția verticală, astfel când modulul se află în poziție orizontală pendulul obturează lumina, figura 4.49.

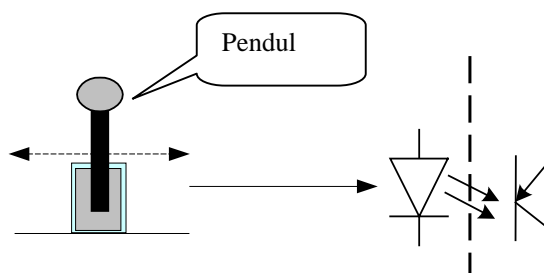


Figura 4.49: Reset- principiul de funcționare

Senzorul este cuplat la o linie de întrerupere a microcontrollerului. La sosirea unei cereri de întrerupere se determină durata staționării în poziție orizontală și dacă durata este mai mare decât o valoare de prag se consideră că poziția este orizontală și se inițializează cu zero unghiul de înclinare.

Au fost realizate teste ciclice în care s-au comandat câte zece mișcări complete (90 grade) ale motorului cu trecere prin poziția orizontală. După un set de zece mișcări s-a făcut o pauză la orizontală pentru ca să fie posibilă calibrarea și s-a memorat poziția unghiulară. Un grafic în figura 4.49 arată că dacă nu se ține cont de calibrare erorile se însumează ajungând la 2.75 grade după 1000 de mișcări, iar dacă se ține cont de calibrare eroarea este de 0.5 grade.

Sistemul de măsurare implementat include măsurile de micșorare a erorilor menționate în [3]. Erorile apărute la măsurare au fost menționate și în alte lucrări, de exemplu [4]. În [5] se

propune o metodă de compensare în timp real a erorilor. Cea mai bună soluție este folosirea unui senzor de unghi absolut, cum este cel prezentat în [6].

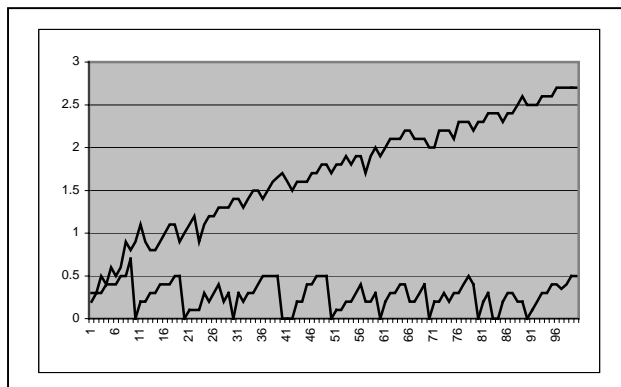


Figura 4.49. Evoluția erorii în grade la o mie de cicluri de mișcare ale senzorului giroscopic

Cele mai multe aplicații ale giroscopului sunt în domeniul navigației aeriene și spațiale. Extinderea aplicațiilor către autoturisme se face în cadrul constrângerilor de preț. Micșorarea erorilor trebuie să fie realizată prin metode software în limita puterii de calcul a unui procesor cu preț mic. În acest studiu metodele software nu au fost suficiente, de aceea s-a implementat o metodă de reset a erorilor la detecția poziției orizontale. Pentru a se testa comportarea dinamică a fost implementat un sistem de mișcare periodică a senzorului și măsurare a datelor care a dovedit eficiența determinării poziției orizontale [7]. În prezent sistemul este testat în condiții reale pe autoturisme, unde apar erori suplimentare datorate vibrațiilor, iar resetul erorilor nu se face periodic.

4.7. Modulația tactului pentru micșorarea perturbațiilor radiate

În acest subcapitol sunt prezentate simulări ale modulării tactului și măsurători realizate de cercetători din cadrul Catedrei de Electronică și calculatoare legate de eficienței modulării tactului. Pentru teste a fost aleasă familia de microcontrollere Fujitsu pentru că această familie este dedicată aplicațiilor auto și au astfel implementat modulatorul de tact.

Schema bloc de generare a tactului în care se vede locul modulatorului de tact este dată în figura 4.50.

Modulația tactului are rolul de a reduce interferențele electromagnetice (EMI) prin împrăștierea spectrului semnalului de tact. Metoda este implementată la MC pe 32 de biți și la cele pe 16 biți. Modulația se aplică tactului generat de bucla PLL, astfel încât unele interfețe care generează intervale de timp precise (timer de bază, Watchdog sau CAN) nu pot avea ca tact tactul modulat. Frecvența dată de tactul PLL este F_0 iar spectrul are un vârf corespunzător acestei frecvențe. Modularea tactului înseamnă variația frecvenței /fazei între 2 limite, ceea ce micșorează vârful spectrului.

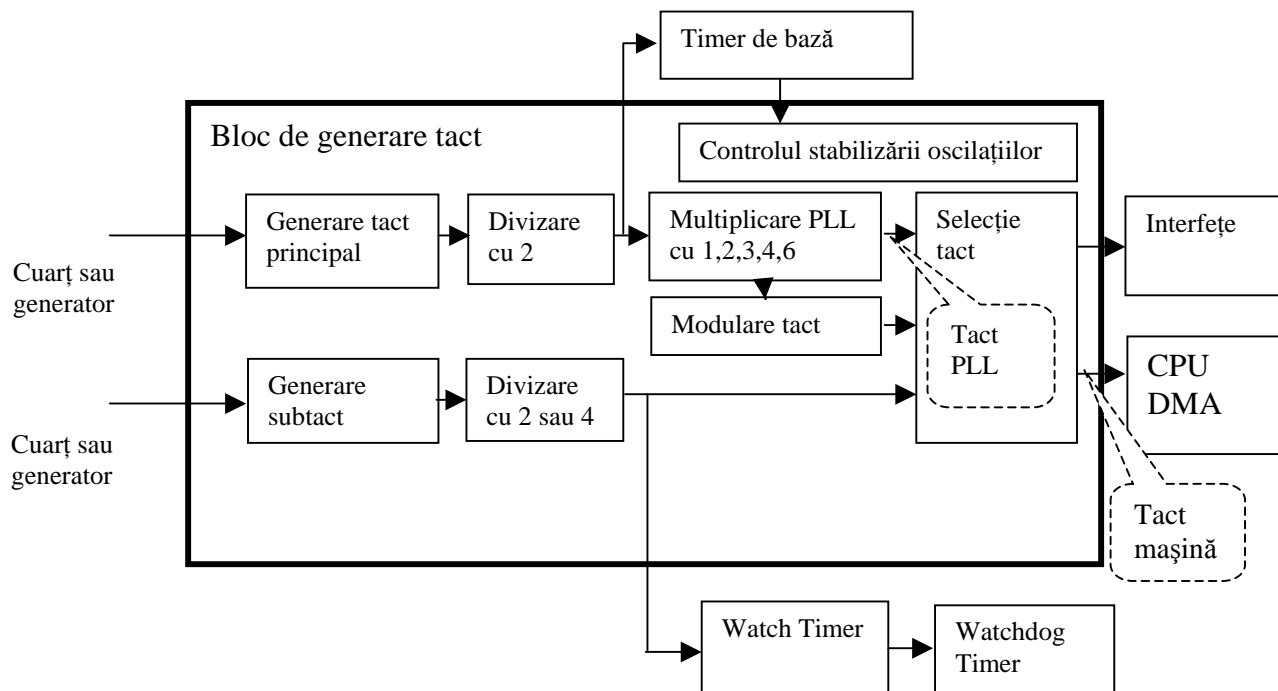


Figura 4.50: Schema bloc a generatorului de tact tipic pentru microcontrollerele Fujitsu

Tactul de la bucla PLL poate fi modulat în 2 feluri:

- modulație în fază, semnalul modulator fiind un semnal triunghiular
- modulație în frecvență, semnalul modulator fiind un semnal pseudo aleator.

Modulatorul poate fi validat sau invalidat cu un registru de comandă, se poate alege tipul de modulație și se pot programa limitele de variație ale frecvenței sau fazei. În general comportarea cea mai bună din punct de vedere EMI se obține la variația maximă a frecvenței /fazei tactului, dar aceasta nu este o regulă și în cele mai multe cazuri este nevoie de încercări experimentale.

La modelul MB90350 pe 16 biți tactul de la bucla PLL este modulat cu un semnal triunghiular. Comanda modulatorului se realizează cu registrul CMCR (Clock Modulator Control Register) care validează modularea. Lățimea impulsului de tact modulat variază cu +/- 0,8ns, ceea ce înseamnă la frecvența maximă a tactului PLL de 24MHz o frecvență maximă a tactului mașină modulat de 25,45MHz. Interfețele care nu au tact PLL (Timerul de bază, Watchdog Timer) nu pot avea ca tact tactul modulat. De asemenea când se utilizează interfața CAN nu se poate folosi tactul modulat.

Modelul MB90390 pe 16 biți admite ambele variante de modulație. La modulația în frecvență variația între F_{\max} și F_{\min} este definită în 7 grupe, 1 fiind varianta cu variația cea mai mică și 7 cu variația cea mai mare. În figura 4.51 sunt date spectrele generate în gama de frecvențe 150kHz-500MHz furnizate de Fujitsu în catalog pentru procesoarele de 32 de biți. Se observă că prin modularea tactului se obține un spectru cu armonici superioare de amplitudini mai mici.

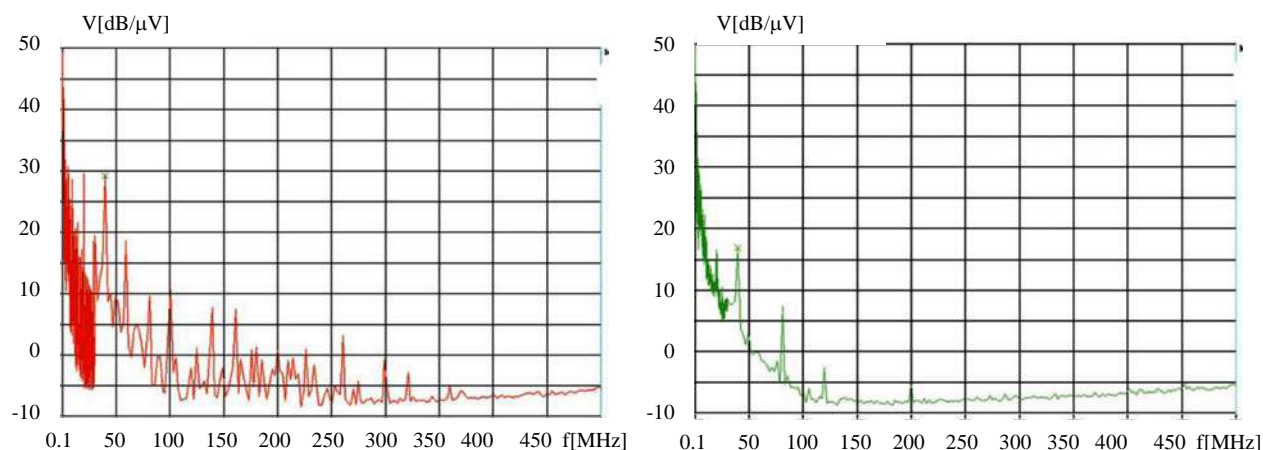


Figura 4.51: Spectrul de frecvență radiat în cazul unui tact nemodulat (stânga) și modulat (dreapta)

La microcontrollerele pe 32 de biti semnalul de tact generat de PLL este modulat cu un semnal pseudoaleator. La tactul modulat se poate modifica gradul de modulare și rezoluția de variație a frecvenței între F_{min} și F_{max} . Se pot programa 3 grade de rezoluție. Modulatorul poate lucra cu tact între 16MHz și 48MHz, de aceea circuitul de modulare trebuie calibrat. Calibrarea poate fi lansată hardware sau software. Semnalul de tact poate fi observat în exterior la pinul MONCLK. Modulul CAN nu poate lucra cu tact modulat de aceea tactul este furnizat direct printr-un circuit de prescalare.

4.7.1.Simularea modulării tactului

Câteva simulări în MATLAB dovedesc utilitatea modulării tactului. Un semnal dreptunghiular a cărui frecvență variază total aleator are armonicile superioare foarte mici, un semnal a cărui frecvență variază aleator între 2 limite are armonici mai mari iar un semnal cu frecvență fixă are armonici și mai mari.

Semnalul nemodulat are forma în timp și spectrul de frecvențe date în figura 4.52.

Primul program realizează simularea unui semnal dreptunghiular a cărui frecvență variază periodic. Forma semnalului modulator este cea triunghiulară sau cea dreptunghiulară. Se generează un semnal triunghiular cu funcția SAWTOOTH.

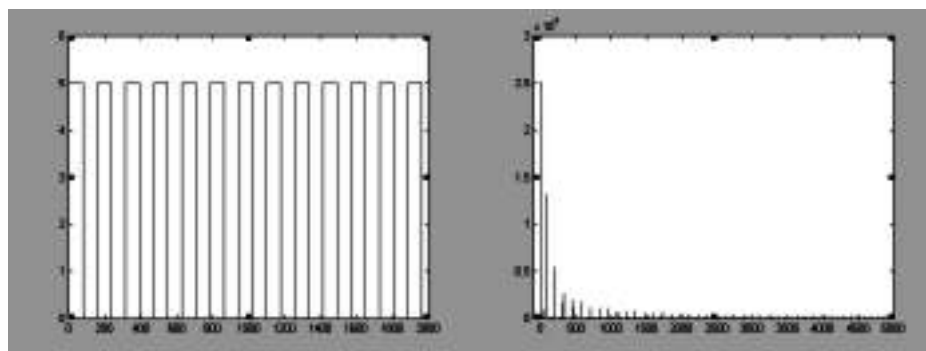


Figura 4.52: Semnal dreptunghiular și spectrul de frecvențe

Cu funcția SQUARE se generează un semnal dreptunghiular și se realizează modularea acestui semnal. Se calculează spectrul de frecvențe cu funcția FFT și se reprezintă grafic, figura 4.53.

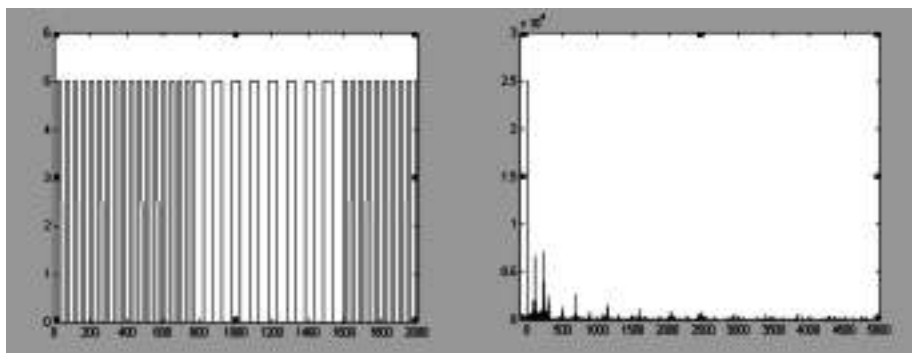


Figura 4.53: Semnal modulat cu un semnal dreptunghiular și spectrul de frecvență

Se observă micșorarea amplitudinii primelor armonici superioare. O altă variantă de modulare este realizată cu un semnal modulator cu frecvența variabilă. Funcția care generează un astfel de semnal este funcția CHIRP, figura 4.54.

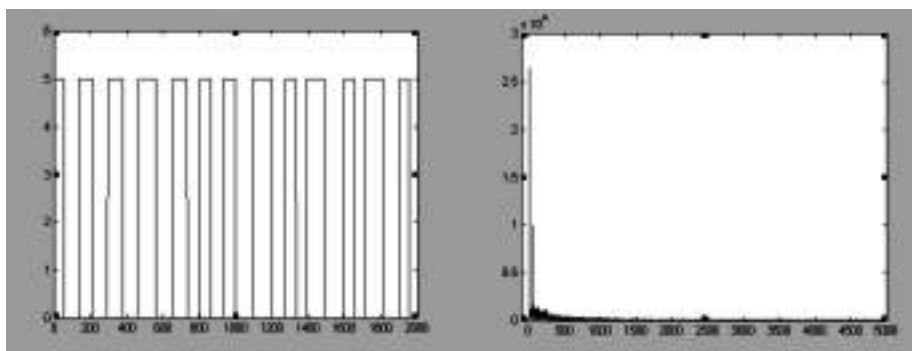


Figura 4.54: Semnal modulat cu frecvența variabilă și spectrul de frecvență

Se observă că și modularea cu frecvență variabilă (variația maximă 10% din frecvență) are ca efect micșorarea spectrului, mai ales a armonicilor de ordin superior. Este interesant de remarcat ce se întâmplă la extrem, adică la modularea frecvenței cu un semnal aleator, în condițiile în care variația aleatoare nu este un procent oarecare (sub 10%) din frecvență.

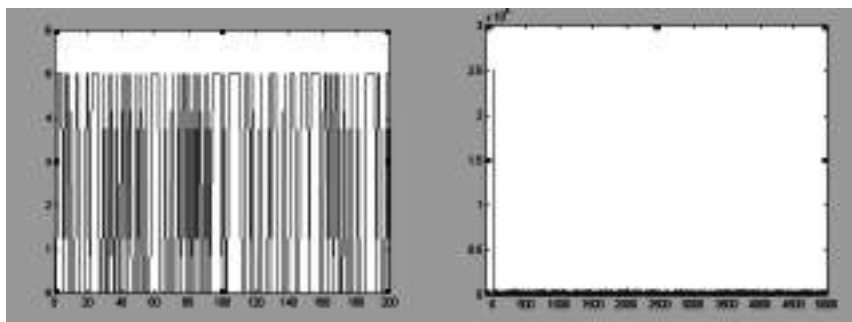


Figura 4.55: Semnal cu frecvența variabilă aleator și spectrul de frecvență

Acest caz în care frecvența variază aleator nu poate fi folosit în practică pentru că microcontrollerul nu ar putea funcționa cu un asemenea tact. Pentru generarea numerelor

aleatoare se folosește funcția RANDOM, în care parametrul EXP specifică distribuția folosită. Semnalul dreptunghiular generat și spectrul sunt date în figura 4.55. Se poate observa că în acest caz spectrul este cel mai redus, armonicile superioare fiind foarte mici. Din păcate acest semnal dreptunghiular nu se poate folosi ca tact din motive funcționale.

4.7.2. Măsurarea spectrului radiat

Pentru verificarea experimentală a acestor simulări a fost folosit un sistem de dezvoltare cu microcontrollerul MB91F362GA, care are posibilitatea modulării tactului. Tactul a fost vizualizat la un pin extern iar spectrul radiat a fost măsurat cu un analizor spectral. În experimente a fost folosit analizorul Tektronix SA2600 echipat cu o antenă de bandă largă Aaronia HYPERLOG6080. Analizorul are gama de măsură 0 - 6.2GHz. Antena analizorului a fost poziționată în apropierea sistemului de dezvoltare, figura 4.56.

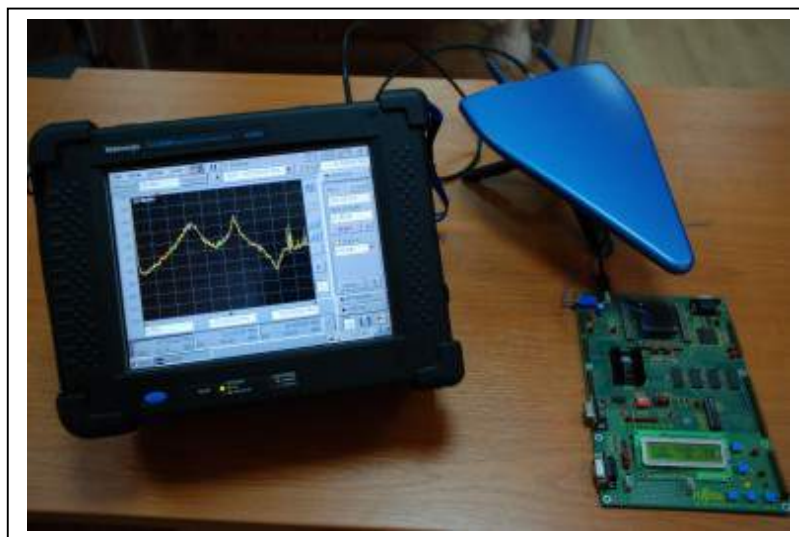
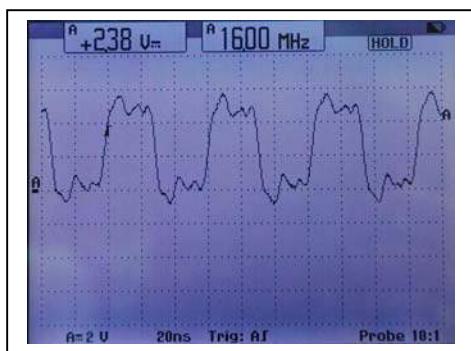


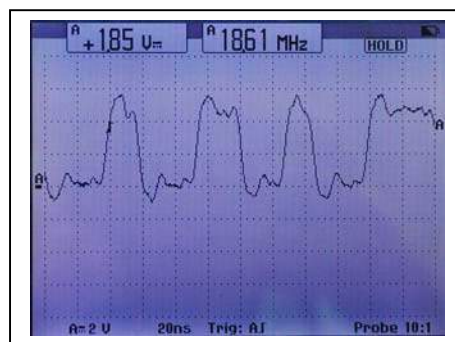
Figura 4.56: Sistemul de măsurare a radiației electromagnetice

Microcontrollerul a fost programat cu posibilitatea modificării tactului. Tactul principal este generat printr-un PLL intern pe baza unui tact de bază de 4MHz, cu cuarț extern. Cele trei subsisteme (unitatea centrală, dispozitivele de I/O și controllerul CAN) pot utiliza tacte separate, configurabile software. Doar tactul unității centrale poate fi modulată. Cu un buton se pot selecta cele trei frecvențe la care se poate realiza modularea tactului- 16MHz, 32MHz și 48MHz. La modificarea frecvenței tactului trebuie să treacă un timp de stabilizare până când microcontrollerul lucrează la noua frecvență și tactul este scos în exterior la pinul MONCLK. Pentru modularea tactului au fost utilizați parametrii recomandați de producător. Un fir lung s-a atașat la pinul MONCLK pentru ca radiația emisă să aibă o valoare mai mare, altfel radiația ar fi fost mai mică cu 20dB și ar fi fost nevoie de măsurarea în camere anecoide. Fără atașarea firului valoarea câmpului electromagnetic extern ar fi fost apropiată de valoarea radiată de microcontroller.

Semnalul de tact vizualizat la pinul MONCLK este reprezentat în figura 4.57, la frecvența de 16MHz. La frecvențele de 32 și 48MHz aspectul semnalului este sinusoidal, datorită benzii de trecere limitată a osciloscopului. În figura 4.57a este reprezentat tactul nemodulat iar în figura 4.57b tactul modulat în durată (PWM) și se poate observa ușor aspectul diferit.



a



b

Figura 4.57 Tactul de 16 MHz nemodulat (stânga) și modulat (dreapta)

Spectrele de frecvență asociate celor două situații sunt date în figura 4.58.

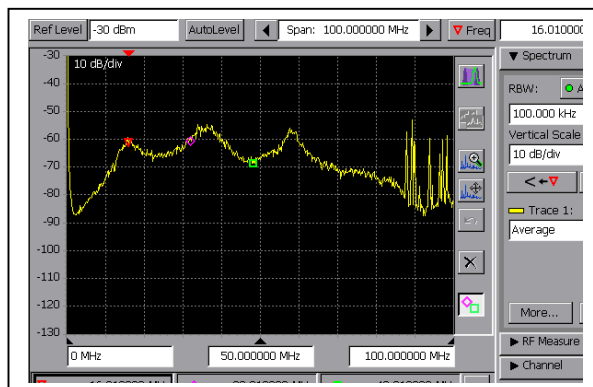
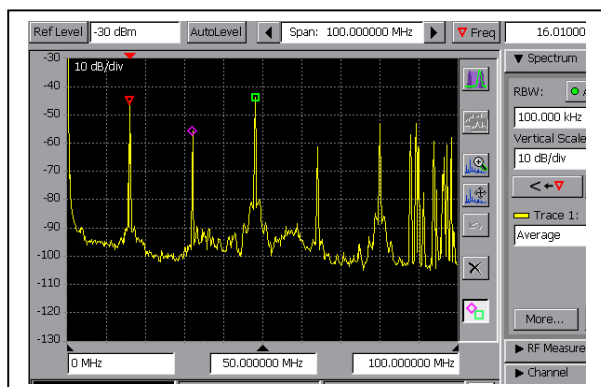


Figura 4.58 Spectrul de frecvență măsurat în cazul tactului de 16 MHz nemodulat (stânga) și modulat (dreapta)

Cu tactul modulat se observă o mai mare uniformitate a distribuției de energie în domeniul frecvenței, fără vârfuri ale spectrului. Porțiunea superioară a spectrului (88-100MHz) nu trebuie luată în considerare, armonicile din această zonă fiind datorate transmisiilor radio FM.

Cel mai mare impact pozitiv al modulării tactului este obținut la 32MHz, o diminuare cu 16dB a celui mai mare vârf al spectrului față de doar 10dB în cazul frecvențelor de 16 și 48MHz. Acest lucru se explică prin faptul că la 32MHz variația frecvenței tactului este în ambele sensuri, câtă vreme la 16MHz variația este doar spre frecvențe mai mari și la 48MHz

doar spre frecvențe mai mici.

Numărul echipamentelor electronice se mărește continuu și se caută permanent metode de a micșora interferența electromagnetică dintre acestea. Una dintre metodele care începe să se aplice din ce în ce mai mult în ultimii ani este modulația tactului. Modulația tactului se aplică atât la procesoare cât și la microcontrollere, și începe să se aplice și la circuitele specializate pentru transferul datelor cu un dispozitiv periferic [8], [9]. Tendința actuală este de a se implementa modularea tactului în cât mai multe aplicații dar și găsirea de noi metode de modulare [10].

Domeniul autovehiculelor este unul dintre domeniile în care modularea tactului se impune ca o necesitate, standardele de emisii de radiații electromagnetice fiind restrictive. Constructorii de microcontrollere pentru domeniul auto implementează în noile familii modularea tactului. Importanța modulării tactului este dovedită și de faptul că și alți producători de microcontrollere, așa cum este Micronas, care a început să producă o familie de microcontrollere auto (CDC32) pe baza core-ului ARM7, a implementat modularea tactului [11]. În lume au fost înregistrate mai multe patente referitoare la generarea tactului modulat, așa cum este [12].

4.8. Sistem alternator-regulator-baterie cu microcontroller

4.8.1.Regulatorul de tensiune

Regulatorul de tensiune se conectează în sistemul de alimentare cu energie electrică „Alternator-regulator-baterie”(ARB), existent pe orice autovehicul, îndeplinind următoarele funcții:

- Reglarea tensiunii în sistemul ARB în limitele impuse de constructorul autovehiculului (prin controlul curentului de excitație al alternatorului);
- Răspuns adecvat la situațiile tranzitorii întâlnite în exploatare (pornire din repaus și modificarea sarcinii alternatorului);
- Realizarea unei construcții compacte, protejate la șocuri mecanice, adaptată unei funcționări în condiții de mediu și climatice foarte severe, conform standardelor specifice domeniului auto.

Suplimentar, un regulator de tensiune electronic poate asigura:

- Funcționarea în regim de avarie al sistemului ARB (ruperea curelei de antrenare, defectarea unei diode din puntea redresoare, întreruperea unor conexiuni interne ale sistemului ARB);
- Asigurarea unor protecții (la întreruperea conexiunii alternator-baterie, scurtcircuitarea înfășurării de excitație a alternatorului, scurtcircuitarea lămpii de control);
- Furnizarea unui semnal (în fază cu cel furnizat înfășurării de excitație) către unitatea de control electronic a sistemului de management al motorului (EMS – Engine Management System Electronic Control Unit);
- Modificarea controlată a plajei de reglaj în funcție de temperatura mediului ambiant.

Un proiect realizat împreună cu studenții din anul terminal, supervizat de compania Fujitsu a fost un regulator de tensiune electronic cu microcontroller. Pentru testarea acestui modul a fost realizat un stand de probă, figura 4.59.

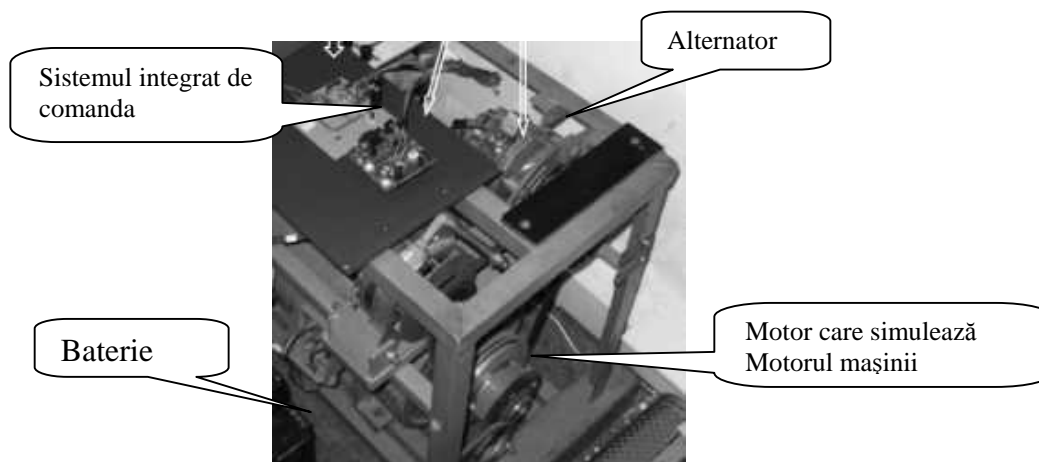


Figura 4.59: Stand pentru testarea regulatorului electronic

Standul de probă conține un generator electric (alternator auto), un motor care acționează alternatorul și care simulează astfel motorul autovehiculului. Aparatură de măsură conectată la stand urmărește evoluția unor parametrii în timp pentru a verifica comportarea sistemului la variația sarcinii și a turației alternatorului. Regulatorul de tensiune implementat cu microcontroller are rolul de a menține constantă tensiunea la bornele alternatorului (și implicit a sarcinii) atunci când turația alternatorului și sarcina sunt variabile.

4.8.2.Descrierea regulatorului cu microcontroller

Schema bloc a modelului experimental este dată în figura 4.60.

Un alternator este cuplat la motorul electric care simulează motorul mașinii și o baterie de 12V constituie elementul tampon de energie. În modelul experimental s-a folosit un sistem de dezvoltare de la Fujitsu de tip Concerto, echipat cu un microcontroller pe 8 biți 8FX. Microcontrollerul are următoarele sarcini:

- Comandă înfășurarea de excitație a alternatorului cu un semnal PWM pentru a asigura regimul optim de încărcare a bateriei (în soluția clasică înfășurarea este comandată ON-OFF);
- Determină viteza de rotație a alternatorului prin preluarea semnalului înainte de diodele de redresare din alternator cu un modul intern de Input Capture;
- Măsoară tensiunea bateriei și în funcție de rezultat comandă înfășurarea de excitație;
- Măsoară temperatura ambiantă și corectează regimul de încărcare conform unor curbe furnizate de producător pentru tipul de baterie folosit. Acest lucru este important pentru că gama de temperaturi de lucru pentru ARB fiind foarte largă.

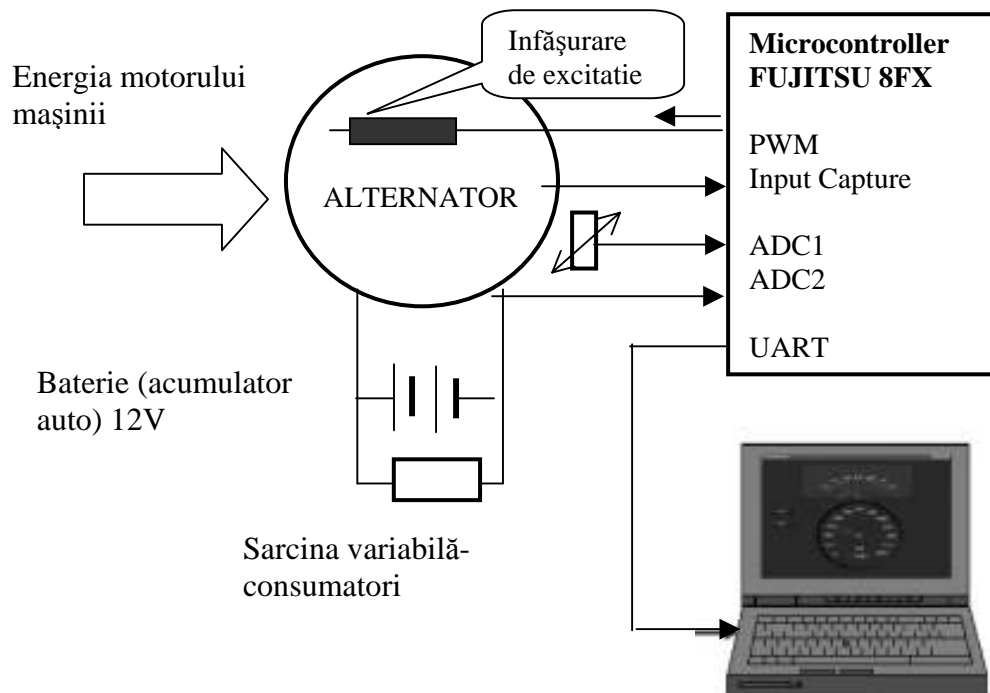


Figura 4.60: Schema bloc a regulatorului cu microcontroller

La UART se poate conecta un notebook cu care se poate programa microcontrollerul sau se pot prelua date în timpul funcționării – turația alternatorului și tensiunea bateriei. Conectarea la distanță (uzual 20 m) prin standardul RS232 permite urmărirea funcționării sistemului din interiorul autovehiculului.

Microcontrollerul F²MC-8FX (Basoon) [13] este conceput cu o arhitectură pe 8 biți, proiectat pentru aplicații industriale diverse și în special pentru aplicații care necesită tensiuni scăzute și putere consumată mică. Caracteristici generale: tactul 10MHz, memorie RAM și FLASH, UART, LIN UART, I²C, 12 canale ADC de 10 biți, timere, generator PWM, watchdog, moduri de funcționare cu economie de energie (Sleep, stop, watch). Unele modele de microcontrollere se fabrică pentru gama de temperaturi între -40°C și 105°C, ceea ce face potrivite aceste microcontrollere pentru utilizarea auto.

Partea software realizează următoarele operații:

1. Inițializează porturile de I/O și modulele interne folosite: UART, ADC, PWM, IN CAP
2. Se măsoară turația și se verifică atingerea unei limite prestabilite. Acest lucru este necesar pentru că la oprirea temporară a alternatorului tensiunea pe baterie scade, iar la reluarea rotirii alternatorului se comandă un factor PWM mare, corespunzător tensiunii mici pe baterie. Alternatorul este astfel frânat și pornește cu întârziere. De aceea se recurge la varianta de comandă a înfășurării de excitație doar după ce alternatorul are o anumită turație.

3. Dacă turația este peste limita aleasă se măsoară tensiunea pe baterie și se modifică factorul de umplere corespunzător cu valoarea măsurată.
4. dată la 10-100 măsurători se măsoară temperatura și se corectează factorul de umplere.

Programul a fost scris în C și assembler și a fost testat în mediul Softune Workbench 8FX pus la dispoziție de Fujitsu.

În afară de sistemul de dezvoltare Concerto au fost folosite mai multe module de interfațare cu procesul controlat:

- Alimentarea microcontrollerului și a circuitelor anexe se realizează de la tensiunea bateriei printr-un stabilizator serie clasic.
- Valorile tensiunii pe baterie sunt $12V \pm 1V$ când alternatorul nu se rotește și $14,4V \pm 0,2V$ când generatorul se rotește. Preluarea tensiunii de la baterie în vederea măsurării a fost realizată prin decalarea tensiunii cu o diodă Zenner (varianta low cost) sau cu un montaj cu AO.
- Măsurarea frecvenței se face prin transformarea semnalului pulsatoriu preluat de la diodele de redresare ale alternatorului în semnal dreptunghiular și limitarea tensiunii la 4.7V.
- Comanda înfășurării de excitație se face cu un canal PWM din microcontroller, semnalul fiind amplificat de un tranzistor NMOS de tip IRF540.

Montajul format din sistemul de dezvoltare și circuitele de adaptare este arătat în figura 4.61.

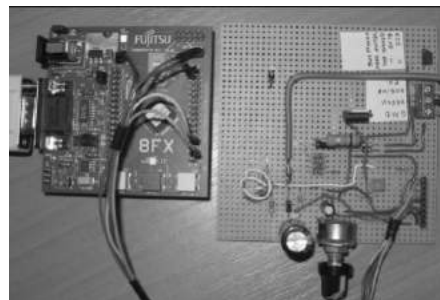


Figura 4.61: Modelul experimental

Pentru punerea la punct a sistemului a fost implementată o legătură între microcontroller și un PC prin interfața serială RS232. Microcontrollerul trimite în timp real valoarea tensiunii măsurate la bornele alternatorului și valoarea turației. Programul care rulează pe calculator interpretează datele recepționate și le afișează în timp real prin intermediul unei interfețe grafice. Este posibilă stocarea acestor valori precum și informații despre factorul de umplere al semnalului PWM generat. Interfața grafică este prezentată în figura 4.62.

Au fost realizate teste prin varierea aleatoare a turației și sarcinii, rezultatele fiind preluate de la microcontroller și afișate [14]. Graficul din figura arată valoarea tensiunii la bornele alternatorului dacă sarcina și turația variază aleator timp de 2 minute. Curentul de sarcină în regim normal este mai mic decât 20A (la 12V). S-a simulat o creștere scurtă a sarcinii peste valoarea admisă (scurtcircuit) pentru a se verifica sistemele de siguranță implementate software.

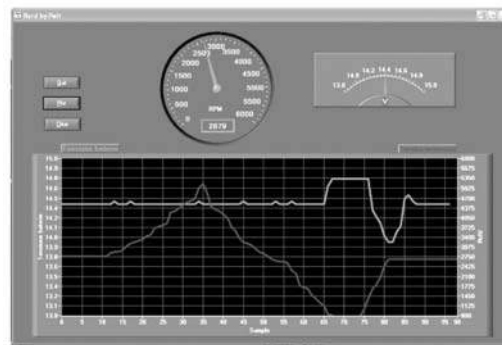


Figura 4.62: Interfața grafică pentru afișarea turației și tensiunii

Se remarcă căderea de tensiune de scurtă durată din dreapta graficului. În graficul din figura următoare se văd rezultatele aceluiași test în cazul utilizării unui regulator electronic clasic. Se poate constata o mai mică gamă de timp în care regulatorul funcționează eficient precum și comportarea la scurtcircuit, mult mai dezavantajoasă.

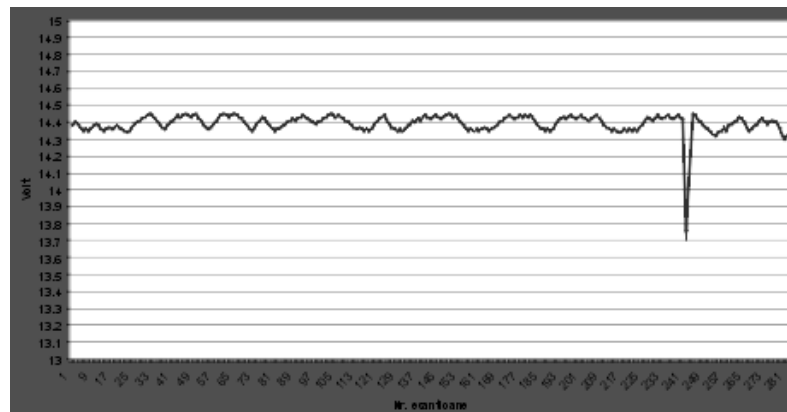


Figura 4.63: Tensiunea la bornele alternatorului la reglarea cu microcontroller

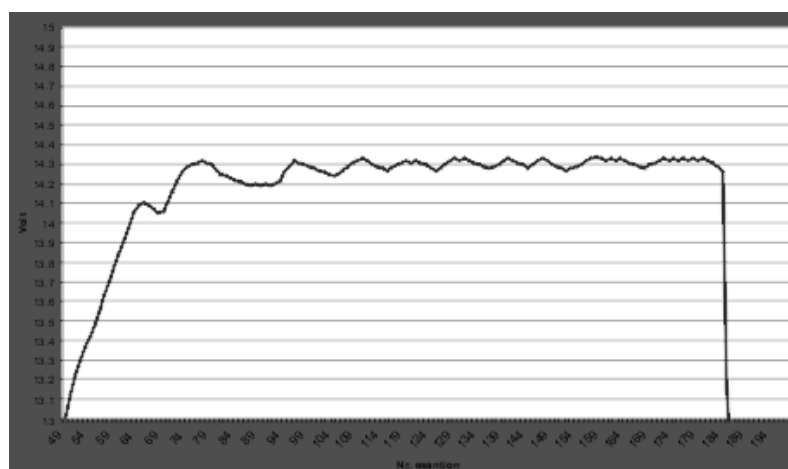


Figura 4.64: Tensiunea la bornele alternatorului la reglarea clasică

4.9. Economia de combustibil și emisia de bioxid de carbon

Înlocuirea unor subansamble clasice din autovehicul cu sisteme înglobate cu microcontroller are de multe ori ca efect secundar micșorarea noxelor emise în aer. Se subliniază acest aspect prin evidențierea unor aplicații la sfârșitul capitolului dedicat aplicațiilor auto pentru a sensibiliza proiectanții la problemele de mediu.

Datorită activității industriale și în special datorită arderii combustibililor fosili, cantitatea de bioxid de carbon emisă în atmosferă este în continuă creștere. US Environmental Agency [15] afirmă că nivelul actual al concentrației este cel mai mare din ultimii 650 mii de ani, crescând de la 280 ppm (părți pe milion) la 382 ppm. Chiar dacă efectul global de încălzire este încă controversat [16], societatea actuală a înțeles pericolele posibile și se încearcă găsirea unor soluții.

Un grafic al emisiei de bioxid de carbon din surse neindustriale, preluat de pe un site al unei organizații guvernamentale americane [17] este dat în figura 4.65.

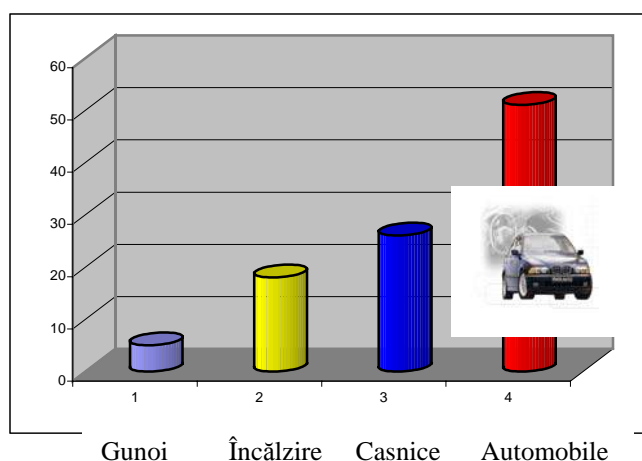


Figura 4.65: Distribuția procentuală a surselor neindustriale de emisie de bioxid de carbon

Pe primul loc se află automobilele (51%), apoi aparatura casnică, (ex. frigider) (26%), sistemele de încălzire și aer condiționat (18%) și gunoiul (5%). Este unanim acceptat că emisia de bioxid de carbon este legată de consumul de combustibil și măsurile de reducere a consumului reduc și emisiile. Firmele constructoare de autovehicule cercetează intens posibilitatea implementării măsurilor de reducere a consumului, dar și utilizatorii pot avea o contribuție semnificativă. Astfel, site-ul [17] oferă sfaturi de micșorare a consumului.

În acest capitol un prim exemplu de aplicație care are ca urmare economia de combustibil a fost monitorizarea presiunii în pneuri. O altă aplicație care, pe lângă efectul principal urmărit are și un efect benefic asupra mediului este direcția asistată electric.

4.9.1. Direcția asistată electric (Electric Power Steering, EPS)

Se consideră că direcția asistată a fost inventată de F. Lanchester în 1902, brevetul fiind obținut în Anglia [18]. Chrysler introduce prima implementare comercială în 1951 pe modelul Chrysler Imperial. Sistemul clasic de direcție asistată este hidraulic, în care o pompă acționată de motor creează presiunea aplicată sistemului de direcție. Sistemul electric (Electric Power Steering, EPS) folosește un motor electric de acționare a direcției, ceea ce asigură o economie de combustibil, deoarece nu există o pompă care să fie permanent în funcțiune. Un alt avantaj este simplificarea motorului pentru că nu mai există pompa acționată prin intermediul unei curele de transmisie. Primul sistem EPS a fost montat în 1990 pe Honda NSX. În anul 2000 Honda a introdus primul EPS cu forță variabilă funcție de viteză numit Power Variable Gear Steering (VGS). Un sistem EPS este dat în figura 4.66.

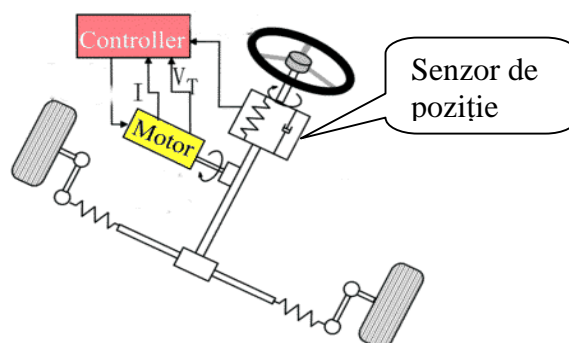


Figura 4.66: EPS [19]

Un senzor de poziție a volanului transmite date unui microcontroller care, în funcție de unghiul de rotație al volanului comandă un motor care acționează direcția. O schemă bloc a unui sistem de comandă EPS, bazat pe o nouă generație de microcontrollere de la Fujitsu este dată în figura 4.67.

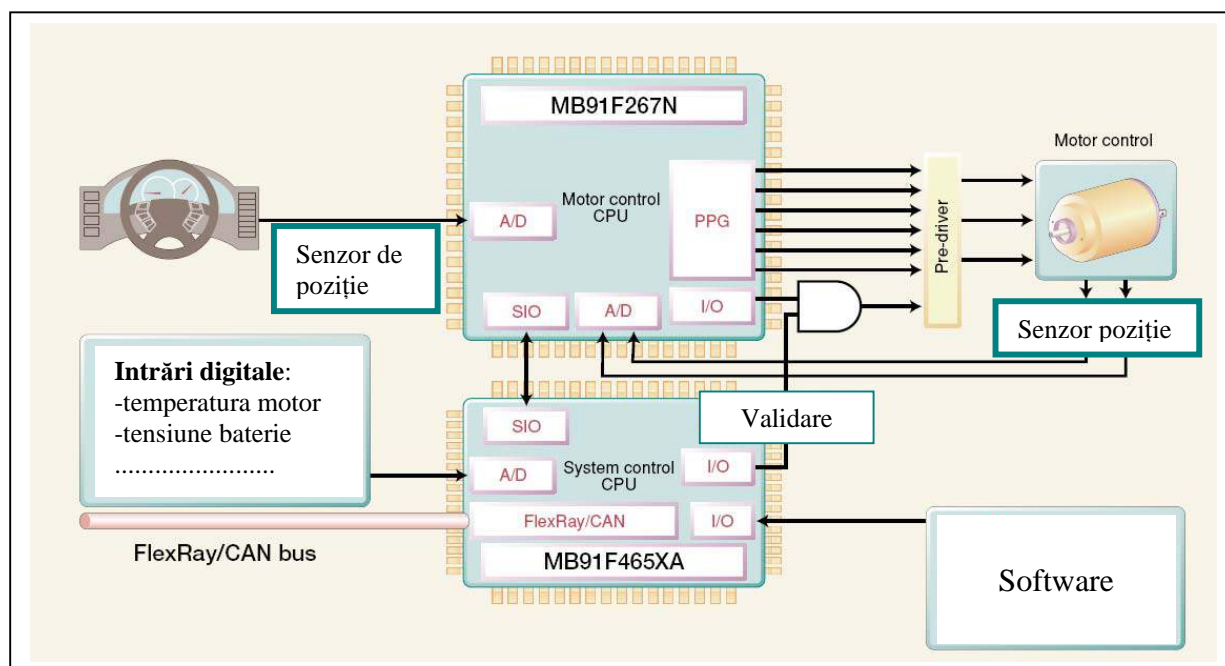


Figura 4.67: Schema bloc a unui sistem de comandă EPS [20]

Viteza de reacție a unui sistem EPS trebuie să fie mare, de aceea sistemul de control este implementat cu două microcontrollere pe 32 de biți, unul pentru preluarea datelor de la senzorul de la volan și pentru comanda motorului iar celălalt pentru supervizare și comunicația cu calculatorul autoturismului. Microcontrollerul de comandă a motorului are înglobate interfețe specifice de comandă PWM (Pulse Width Modulation), canalele numite de Fujitsu PPG (Programmable Pulse Generator), iar microcontrollerul de supervizare și comunicație are încorporate interfețe pentru cuplarea pe LIN (Local Interconnect Network), CAN (Controller Area Network) și FlexRay. Un senzor de poziție a motorului verifică dacă acesta a executat comanda dată de mișcarea volanului. Microcontrollerul de supervizare validează funcționarea motorului și este informat dacă acesta are erori de poziționare. Resursele microcontrollerului de supervizare permit și achiziția și verificarea unor parametrii auxiliari: temperatura motorului electric și temperatura motorului mașinii, tensiunea bateriei etc.

Bibliografie

- [1] Ogrutan P., *Microcontrollere si controllere grafice Fujitsu*, Ed. Universitatii Transilvania Brasov, 2006, 182 pag, ISBN 973-635-621-3
- [2] <http://edevic.fujitsu.com/fj/MARCOM/find/22-3e/pdf/7.pdf> [online] Fujitsu S1BG Gyro Sensor Fact sheet
- [3] Dong L., Zheng Q., Zhiqiang G., *On Control System Design for the Conventional Mode of Operation of Vibrational Gyroscopes*, Sensors Journal, IEEE, 2008, Volume: 8 , Issue: 11, page(s) 1871 – 1878, ISSN: 1530-437X
- [4] Haipeng Z., Jiancheng F., *Research Periodic Error Characteristics of Quartz MEMS Gyroscope in Navigation System*, Electronic Measurement and Instruments, 2007. ICEMI '07. 8th International Conference on, 2007, page(s): 1-430 - 1-435, ISBN: 978-1-4244-1136-8
- [5] Haipeng Z., Jiancheng F., Xiangdong X., *Real time Compensation of Quartz MEMS Gyroscope Drift Periodic Error*, Electronic Measurement and Instruments, 2007. ICEMI '07. 8th International Conference on, 2007 page(s): 1-392 - 1-397, ISBN: 978-1-4244-1136-8
- [6] Piyabongkarn D., Rajamani R., *The development of a MEMS gyroscope for absolute angle measurement*, American Control Conference, 2002. Proceedings of the, Volume 3, page(s): 1960 - 1965 ISSN: 0743-1619, ISBN: 0-7803-7298-0
- [7] Nagy L., , *Building a digital clinometer with the FAR-S1bg gyro sensor*, Fujitsu Application Note, 2006

- [8] Chen W.T.; Hsu J.C., Lune H.W., Su C.C., *A spread spectrum clock generator for SATA-II*, Circuits and Systems, 2005. ISCAS 2005. IEEE International Symposium on, 23-26 May 2005 Page(s):2643 - 2646 Vol. 3
- [9] Ko J., Lee S., Kim D., Kim K., Chang K.E., *Spread spectrum clock generator for reducing Electro-Magnetic Interference (EMI) noise in LCD driver IC*, Circuits and Systems, 2007. MWSCAS 2007. 50th Midwest Symposium on 5-8 Aug. 2007 Page(s):1106 – 1109
- [10] Kim J., Jun P., *Dithered timing spread spectrum clock generation for reduction of electromagnetic radiated emission from high-speed digital system*, Electromagnetic Compatibility, 2002. EMC 2002. IEEE International Symposium on, Volume 1, 19-23 Aug. 2002 Page(s):413 - 418 vol.1
- [11] http://www.arm.com/markets/embedded_solutions/armpp/429.html
- [12] Kitagawa Y., Takahashi S., Yaguchi Y., US Patent 6563359, *Semiconductor integrated circuit including clock modulation circuit*, 2003
- [13] F²MC-8FX Fujitsu Semiconductor Data Sheet (Preliminary)
- [14] Gal P., *Microcontroller- driven Alternator Voltage Regulator*, Application Note, Fujitsu ME, 2006
- [15] <http://www.epa.gov/climatechange/science/recentac.html>
- [16] Ristoiu D., Tahas S.V., Cosma C., *Încălzirea globală și efectele ei asupra climatului terestru*, ENVIRONMENT & PROGRESS, 6, 2006, P.489 – 496
- [17] <http://www.fueleconomy.gov/>
- [18] http://en.wikipedia.org/wiki/Power_steering
- [19] <http://www.indiacar.com/infobank/epc.htm>
- [20] *32-bit Microcontroller with Built-in FlexRay for Automotive Control Systems*, Find, vol. 25, No. 4, 2007, p.1-4