

CONTRIBUȚII PRIVIND PROIECTAREA CIRCUITELOR AFERENTE UNITĂȚII ELECTRONICE DE CONTROL AL TRANSMISIEI AUTOMATE DIN DOMENIUL AUTOMOTIVE

Teză destinată obținerii
titlului științific de doctor inginer
la
Universitatea Politehnica Timișoara
în domeniul Inginerie Electrică
de către

Ing. Diana-Raluca POPA (BIBA)

Președintele comisiei:	prof.univ.dr.ing.
Conducător științific:	prof.univ.dr.ing. Sorin Mușuroi
Referenți științifici:	conf.univ.dr.ing.
	conf.univ.dr.ing.
	conf.univ.dr.ing.

Ziua susținerii tezei:

Seriile Teze de doctorat ale UPT sunt:

- | | |
|---|---|
| 1. Automatică | 11. Știința și Ingineria Materialelor |
| 2. Chimie | 12. Ingineria Sistemelor |
| 3. Energetică | 13. Inginerie Energetică |
| 4. Inginerie Chimică | 14. Calculatoare și Tehnologia Informației |
| 5. Inginerie Civilă | 15. Ingineria Materialelor |
| 6. Inginerie Electrică | 16. Inginerie și Management |
| 7. Inginerie Electronică și Telecomunicații | 17. Arhitectură |
| 8. Inginerie Industrială | 18. Inginerie Civilă și Instalații |
| 9. Inginerie mecanică | 19. Inginerie Electronică, Telecomunicații și Tehnologii Informaționale |
| 10. Știința Calculatoarelor | |

Universitatea Politehnică Timișoara a inițiat seriile de mai sus în scopul diseminării expertizei, cunoștințelor și rezultatelor cercetărilor întreprinse în cadrul Școlii doctorale a universității. Seriile conțin, potrivit H.B.Ex.S Nr. 14 / 14.07.2006, tezele de doctorat susținute în universitate începând cu 1 octombrie 2006.

Copyright © Editura Politehnică – Timișoara, 2023

Această publicație este supusă prevederilor legii dreptului de autor. Multiplicarea acestei publicații, în mod integral sau în parte, traducerea, tipărirea, reutilizarea ilustrațiilor, expunerea, radiodifuzarea, reproducerea pe microfilme sau în orice altă formă este permisă numai cu respectarea prevederilor Legii române a dreptului de autor în vigoare și permisiunea pentru utilizare obținută în scris din partea Universității Politehnică Timișoara. Toate încălcările acestor drepturi vor fi penalizate potrivit Legii române a drepturilor de autor.

România, 300223 Timișoara, Bd. Vasile Pârvan 2B
Tel./fax 0256 404677
e-mail: editura@upt.ro

Cuvânt înainte

Teza de doctorat a fost elaborată pe parcursul activității mele în cadrul Departamentului de Inginerie Electrică al Universității Politehnica Timișoara.

Anii de studiu, cercetarea și redactarea tezei s-au dovedit a fi într-adevăr consumatoare de timp, având o activitate de cercetare paralelă ca inginer hardware în cadrul departamentului Power Electronics din cadrul companiei Vitesco Technologies România. Rezultate finale, însă, s-au conturat datorită sprijinului necondiționat oferit de un colectiv format din profesori, colegi și familie.

Mulțumiri deosebite și profundă recunoștință se cuvin conducătorului de doctorat prof.dr.ing. Sorin Mușuroi, pentru consiliere, corectare și îndrumare acordate pe tot parcursul realizării acestei cercetări doctorale.

Alese mulțumiri se cuvin cadrelor didactice din comisia de îndrumare pentru observațiile, sfaturile competente și sugestiile date privind elaborarea tezei.

Aduc mulțumiri lui dr.ing. Robert Lorincz și lui dr.ing. Valentin Maranescu (ambii coordonatori de departament) pentru suport și punerea la dispoziție a tuturor resurselor și echipamentelor în vederea realizării părții experimentale. Mulțumesc și colegilor de la compania angajatoare, ing. Alexandru Ianovici și dr.ing. Roland Szabo. Ei au fost o sursă constantă de experiență și informații utile de cercetare.

Nu în ultimul rând, sunt profund recunoscătoare soțului și întregii familii pentru înțelegere, încurajare, răbdare și susținere morală în momente cheie.

POPA (BIBA), Diana-Raluca

Contribuții privind proiectarea circuitelor aferente unității electronice de control pentru transmisia automată din domeniul automotive

Teze de doctorat ale UPT, Seria X, Nr. YY, Editura Politehnica, 200Z, 204 pagini, 83 figuri, 10 tabele.

ISSN:

ISBN:

Cuvinte cheie: alimentare, ASIC, ASIL, auto-încălzire, MLCC, MOSFET, SBC, siguranță funcțională, microcontroler, TCU, WCA

Rezumat

Cum domeniul automotive tinde mereu spre inovație, cercetarea s-a axat pe proiectarea principalelor circuite aferente unității de control electronic al transmisiei automate (TCU), dintre care: circuitul de alimentare, circuitul de putere și circuitul de control. Provocările dezvoltării unui nou TCU într-un timp cât mai scurt sunt elucidate prin propunerea unor proceduri complete de proiectare sau de validare care urmăresc noțiunea de siguranță funcțională și cea de siguranță termică, ambele considerate în cazurile cele mai defavorabile. S-au propus arhitecturi noi de alimentare pentru TCU (12V și 48V) și s-au prezentat noi metode de validare termică prin introducerea fenomenului de auto-încălzire.

Cuprins

CUPRINS	6
LISTA DE ABREVIERI	9
LISTA DE FIGURI	10
LISTA DE TABELE	12
1. INTRODUCERE	13
1.1. Domeniul tezei.....	13
1.2. Direcții de cercetare	14
2. DESCRIEREA GENERALĂ A SISTEMULUI ELECTRONIC DE CONTROL AL TRANSMISIEI AUTOMATE	18
2.1. Considerații privind stadiul actual al transmisiei automate.....	19
2.1.1. Unitatea electronică de control al transmisiei automate	23
2.1.2. Sinteza cerințelor de proiectare a unității electronice de control	25
2.2. Sistemul electronic de control al transmisiei automate	29
2.2.1. Interfața pentru alimentare	33
2.2.2. Interfața microcontrolerului	36
2.2.3. Interfața pentru controlul punții trifazate inverteoare	40
2.3. Concluzii	43
3. CONTRIBUȚII LA SISTEMUL DE ALIMENTARE, ÎN CONDIȚII DE SIGURANȚĂ, A UNITĂȚII ELECTRONICE DE CONTROL AL TRANSMISIEI AUTOMATE	45
3.1. Introducere	46
3.2. Provocări de proiectare	49
3.2.1. Selecția adecvată a microcontrolerului	49
3.2.2. Selecția adecvată a circuitului de alimentare de tip SBC	51
3.2.3. Selecția adecvată a conexiunii SBC + Microcontroler.....	53
3.3. Propunere procedură proiectare pentru circuitul de alimentare SBC+microcontroler.....	56
3.4. Un nou concept de alimentare în configurație unică SBC+ Microcontroler ..	59
3.4.1. Propunerea unui nou concept în configurație unică de alimentare 5V pentru microcontroler	59
3.4.2. Propunerea unei configurații unice 5V (proiectarea regulatorului)	62
3.5. Studiu analitic privind durata de viață a microcontrolerului.....	68
3.5.1. Cerințe de siguranță pentru selecția microcontrolerului	68
3.5.2. Modelarea analitică a valorilor extreme pentru configurația de alimentare 5V	69

3.6.	Concept de siguranță de dezactivare în caz de eroare.....	73
3.6.1.	Verificarea activării stării de eroare pentru SBC	73
3.6.2.	Verificarea activării stării de eroare pentru Microcontroler	76
3.6.3.	Propunerea unui concept de dezactivare a sistemului în condiții de siguranță funcțională	77
3.7.	Concluzii	83
4.	CONTRIBUȚII LA SISTEMUL DE ALIMENTARE ÎN CONDIȚII DE SIGURANȚĂ A UNITĂȚII ELECTRONICE DE CONTROL – SISTEM HIBRID 48V	85
4.1.	Introducere	86
4.2.	Cerințele impuse de sistemul de alimentare aferent unității de control în sistem hibrid – 48V	91
4.2.1.	Sinteza cerințelor prevăzute de standardul VDA320	91
4.2.2.	Sinteza cerințelor prevăzute de standardul ISO26262	93
4.3.	Platforma de validare a conceptului de alimentare pentru sisteme de 48V .	95
4.3.1.	Propunerea unei noi arhitecturi TCU pentru sistemul mild-hibrid 48V	96
4.3.2.	Descrierea plăcii de test propusă pentru TCU mild-hibrid	98
4.3.3.	Descrierea conceptului propus pentru proiectarea și validarea circuitului de alimentare a ASIC-ului pentru TCU mild-hibrid	100
4.4.	Validarea nivelurilor de detecție a erorilor de tensiune în sistem 48V ..	104
4.4.1.	Detecția pragurilor de supratensiune și subțensiune	104
4.4.2.	Evaluarea intervalului de timp tolerant pentru detecția erorii (FTTI) de sub și supratensiune.....	109
4.5.	Concluzii	112
5.	CONTRIBUȚII PRIVIND EVALUAREA PERFORMANȚELE TERMICE ALE SISTEMULUI DE CONTROL AL MOTORULUI– SISTEM HIBRID 48V	114
5.1.	Introducere	115
5.2.	Circuite de detecție termică dintr-o unitate electronică și metode de validare termică	117
5.2.1.	Circuite de detecție a temperaturii interioare din unitatea electronică de control cu siguranță funcțională ridicată	117
5.2.2.	Metode de măsurare a temperaturii necesare validării termice	122
5.3.	Propunere procedură de evaluare analitică a temperaturii joncțiunii elementelor în comutație	128
5.4.	Propunere platformă de validare a performanței termice	133
5.4.1.	Identificarea circuitului de detecție a temperaturii interioare pentru o platformă prototip	133
5.4.2.	Descrierea platformei prototip pentru validarea termică	135
5.4.3.	Descrierea conceptului de validare a monitorizării temperaturii pentru o placă prototip TCU.....	138
5.4.4.	Procedură nouă propusă pentru caracterizarea termică a tranzistoarelor de putere MOSFET.....	140
5.5.	Rezultate experimentale	142
5.5.1.	Validarea termică pentru elementele în comutație de tip MOSFET din puntea trifazată invertoare	142

8 Cuprins

5.5.2	Evaluarea statistică a temperaturilor măsurate.....	146
5.5.3	Validarea termică a ASIC-ului utilizând senzorul de temperatură integrat de tip DTS.....	148
5.5.	Concluzii	149
6.	CONTRIBUȚII PRIVIND ESTIMAREA DURATEI DE VIAȚĂ A CONDENSATOARELOR CERAMICE MULTISTRAT DIN UNITATEA ELECTRONICĂ DE CONTROL.....	151
6.1.	Introducere	152
6.2.	Metode existente de estimare a duratei de viață a componentelor.....	154
6.2.1.	Metode de estimare a duratei de viață a componentelor prin metoda accelerării	155
6.2.2.	Metoda de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat	156
6.3.	Propunerea unei metode de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat.....	158
6.3.1	Algoritm de calcul propus pentru estimarea duratei de viață a condensatoarelor ceramice	159
6.3.2	Procedură propusă pentru predicția distribuției duratei de viață a condensatoarelor ceramice	160
6.3.3.	Interfața grafică propusă pentru a determina automat predicția distribuției duratei de viață.....	162
6.4.	Rezultate experimentale	166
6.4.1.	Propunerea standului experimental pentru măsurarea temperaturii de auto-încălzire a MLCC pentru un TCU.....	166
6.4.2.	Aplicarea procedurii propuse pentru estimarea distribuției duratei de viață pentru condensatoare ceramice aferenți unui TCU	169
6.5.	Concluzii	171
7.	CONCLUZII GENERALE.....	173
7.1.	Descriere sintetică.....	173
7.2.	Contribuții personale	179
7.3.	Perspectivă de dezvoltare ulterioară	181
7.4.	Listă lucrări	182
ANEXE	183	
Anexa 1.	Calcul Mathcad pentru determinarea bobinei Vcore	183
Anexa 2.	Calcul Mathcad pentru determinarea toleranțelor Vcore.....	187
Anexa 3.	Calcul Mathcad pentru determinarea puterii disipate a tranzistoarelor de putere	192
BIBLIOGRAFIE	197	

Lista de abrevieri

ADC	Analog to Digital Converter	Convertor analog-digital
AFT	Temperature Acceleration Factor	Factor de accelerare cu temperatura
AFV	Voltage Acceleration Factor	Factor de accelerare cu tensiunea
AMR	Absolute Maximum Ratings	Valori maxime permise
ASIC	Application Specific Integrated	Circuit integrat specific
ASIL	Automotive Safety Integrity Level	Nivel de siguranță
AT	Automatic Transmission	Transmisie automată
BLDC	Brushless DC	Motor de curent continuu fără perii
BOM	Bill Of Material	Lista de componente
CAN	Controller Area Network	Tip de comunicație
CAN FD	CAN Flexible Data	Tip de comunicație
CCM	Continuous Current Mode	Curent continuu neîntrerupt
CPU	Central Processing Unit	Unitatea centrală de procesare
CVT	Continuous Variable Transmission	Transmisie variabilă
DCDC	Direct Current/Direct Current	Curent Continuu/ Curent Continuu
DCT	Dual Clutch Transmission	Transmisie cu dublu ambreiaj
DTS	Die Temperature Sensor	Senzor de temperatură al siliciului
ECU	Electronic Control Unit	Unitate electronică de control
EMC	Electromagnetic Compatibility	Compatibilitate electromagnetică
EMI	Electromagnetic Interferences	Interferențe electromagnetice
ESD	Electrostatic Discharge	Descărcare electrostatică
EV	Electric Vehicles	Autovehicule electrice
EVR	Embedded Voltage Regulator	Regulator de tensiune integrat
FSM	Functional Safety Management	Managementul siguranței funcționale
FTTI	Fault Tolerant Time Interval	Interval de timp tolerant la eroare
GDU	Gate Driver Unit	Circuit de control tranzistoare
GLC	Guaranteed Lifetime Conditions	Condiții de viață garantate
GTM	General Timer Module	Generator de semnale în frecvență
GUI	Graphical User Interface	Interfață grafică
HEV	Hybrid Electric Vehicles	Autovehicule hibride
HighZ	High Impedance/Tristate	Înaltă impedanță
HS	High side	Etaj superior
HSM	Hardware Security Module	Unitatea hardware a securității
HW	Hardware	Hardware
KL15	Klemme 15 - Ignition	Borna postaprinde
KL30/40	Klemme 30 / Klemme 40	Borna + a bateriei de 12V sau 48V
KL31/41	Klemme 31 / Klemme 41	Borna - a bateriei de 12V sau 48V
LDO	Low Dropout Regulator	Regulator de tensiune liniar
LIN	Local Interconnect Network	Tip de comunicație
LS	Low side	Etaj inferior
LSL	Loading Stress Level	Nivel de stres
MCU	Microcontroller	Microcontroler
MLCC	Multilayer Ceramic Capacitor	Condensator Ceramic Multistrat
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field	Tranzistorul cu efect de câmp metal-
MT	Manual Transmission	Transmisie manuală

NTC	Negative Temperature Coefficient	Coeficient negativ de temperatură
OC	Operating Conditions	Condiții de operare
OT	Overtemperature	Supra-temperatură
OV	Overvoltage	Supratensiune
PCB	Printed Circuit Board	Cablaj imprimat
PTC	Positive Temperature Coefficient	Coeficient pozitiv de temperatură
PWM	Pulse Width Modulation	Modulație în impuls
Rth	Thermal resistance	Rezistență termică
SBC	System Basic Chip	Integrat de alimentare de bază
SMD	Surface Mounted Device	Componentă cu plasare pe suprafață
SMU	Safety Management Unit	Unitatea de control al siguranței
SPI	Serial Peripheral Interface	Comunicație serială
SW	Software	Software
SWOP	Switch-off path	Circuit de dezactivare
TA	Ambient Temperature	Temperatura ambientală
TCU	Transmission Control Unit	Unitate electronică de control al
THD	Through Hole Device	Componentă cu plasare prin inserție
TJ	Junction Temperature	Temperatura joncțiunii
UV	Undervoltage	Sub-tensiune
u.m	-	Unitate de măsură
VPS	Voltage Power Supply	Tensiunea de alimentare
WBG	Wide Bandgap	Bandă interzisă largă
WCA	Worst Case Analysis	Analiza cea mai defavorabilă

Lista de figuri

Fig. 2.1. Procentul transmisiilor autovehiculelor din Europa	21
Fig. 2.2. Secțiune transversală a transmisiei cu dublu ambreiaj DCT [21]	22
Fig. 2.3. TCU pentru cutie de transmisie DCT cu motoare electrice [23]	23
Fig. 2.4. TCU pentru cutie de transmisie AWD (all-wheel drive) [23]	23
Fig. 2.5. Modelul "V" pentru dezvoltarea TCU	25
Fig. 2.6. Unitatea TCU: Clasificare în funcție de poziția în autovehicul	29
Fig. 2.7. Unitatea TCU: interconectare elemente constituate	30
Fig. 2.8. Unitatea TCU: vedere în detaliu [29]	31
Fig. 2.9. Schemă bloc clasică pentru TCU pentru control motor de tip BLDC	32
Fig. 2.10. SBC – structura bloc a funcțiilor integrate	34
Fig. 2.11. Nivelul de integrare SBC vs. Capabilitate de curent cerută	34
Fig. 2.12. Moduri de alimentare SBC: alimentare directă(a) și alimentare indirectă(b)	35
Fig. 2.13. Performanța microcontrolerului vs. Dimensiunea capsulei solicitate	37
Fig. 2.14. Microcontroler – structura bloc a funcțiilor integrate	39
Fig. 2.15. ASIC – structura bloc a funcțiilor integrate	41
Fig. 3.1. Nivel de integrare circuit de alimentare: a) Reglatoare discrete și microcontroler; b) SBC și microcontroler c) Regulator unic 5V și microcontroler cu EVR	47
Fig. 3.2. Prezentare generală a ansamblului SBC + Microcontroler	54
Fig. 3.3. Nomenclatura componentei SBC [60]	55
Fig. 3.4. Nomenclatura microcontrolerului	55

Fig. 3.5. Procedură de proiectare a circuitului de alimentare de nivel de integrare înaltă	58
Fig. 3.6. Diagrama bloc pentru alimentare unică 5V a microcontrolerului TC397 ...	60
Fig. 3.7. Diagrama bloc pentru configurația internă a EVR33 [32]	61
Fig. 3.8. Diagrama bloc pentru configurația internă a EVRC [55].....	62
Fig. 3.9. Schema bloc a tensiunii 5V VCORE [60]	63
Fig. 3.10. Valorile tipice recomandate în fișa tehnică [60]	64
Fig. 3.11. Stabilitatea VCORE – caracteristici BODE.....	66
Fig. 3.12. Interfața grafică Matlab furnizată de producător pentru configurarea parametrilor rețelei de compensar	67
Fig. 3.13. Grafic de detecție a tensiunii VCORE	72
Fig. 3.14. Monitorizare VCORE și activare FS0B/ RSTB [60].....	75
Fig. 3.15. Diagrama limitelor tensiunii Vcore	75
Fig. 3.16. Diagrama bloc a unității PMU din microcontroler TC397 [55].....	76
Fig. 3.17. Diagrama bloc propusă pentru dezactivare TCU în caz de eroare	77
Fig. 3.18. Simulare concept de dezactivare TCU în caz de eroare	79
Fig. 3.19. Schema electrică a circuitului de dezactivare în caz de eroare de sub/supratensiune	80
Fig. 3.20. Plasarea componente pe PCB	81
Fig. 3.21. Măsurarea nivelurilor de tensiune ale SBC + variația VCORE	82
Fig. 4.1. Evoluția actuală a autovehiculelor în funcție de tipul de propulsie	86
Fig. 4.2. Elementele principale ale unui autovehicul de tipul mild-hibrid	87
Fig. 4.3. Avantajele sistemului 48V mild-hibrid	89
Fig. 4.4. Distribuția consumatorilor principali într-un sistem mild-hibrid 48V.....	90
Fig. 4.5. Definierea nivelurilor de tensiune pentru sistem 48V conform VDA320.....	92
Fig. 4.6. Definierea intervalului de timp tolerant pentru detecția erorii (FTTI) conform ISO26262 [33]	94
Fig. 4.7. Schema bloc TCU – sistem de alimentare 48V pentru control motor BLDC97	
Fig. 4.8. Schemă bloc a plăcii de test propuse pentru validarea unui TCU 48V	99
Fig. 4.9. Schema electrică a circuitului de alimentare intern și extern pentru TCU 48V.....	101
Fig. 4.10. Placa de validare propusă	102
Fig. 4.11. Montaj experimental pentru detecția pragurilor de subțensiune și supratensiune	105
Fig. 4.12. Detecție prag subțensiune: $VPS_{UV} = 18,76V$	106
Fig. 4.13. Detecție prag supratensiune: $VPS_{OV} = 55,67V$	107
Fig. 4.14. Detecție prag subțensiune VDD: $VDD_{UV} = 4,56 V$	107
Fig. 4.15. Detecție prag supratensiune VDD: $VDD_{OV} = 5,4V$	108
Fig. 4.16. FTTI în caz de control HighZ și supratensiune VPS	110
Fig. 4.17. FTTI în caz de control HighZ și subțensiune VPS	110
Fig. 4.18. FTTI în caz de frânare activă și supratensiune VPS	111
Fig. 5.1. Nivel maxim al temperaturii ambientale vs. Temperatura joncțiunii	115
Fig. 5.2. Eroarea de măsurare termică versus limita maximă de funcționare.....	116
Fig. 5.3. Măsurarea temperaturii cu termistor NTC și diagnoza unui prag de temperatură prin comparator – soluție discretă	118
Fig. 5.4. Măsurarea temperaturii cu senzor de temperatură circuit integrat și diagnoza a două praguri de temperatură prin comparator – soluție integrată....	119
Fig. 5.5. Vedere transversală influența temperaturii [116]	121
Fig. 5.6. Configurare internă DTS.....	121
Fig. 5.7. Exemplu de pin cu structură internă ESD	124
Fig. 5.8. Schema bloc pentru caracterizarea internă a diodei ESD	125

Fig. 5.9. Caracterizare a diodei în funcție de temperatura ambientală	126
Fig. 5.10. Rezistența termică totală pentru tranzistoare de putere.....	128
Fig. 5.11. Placă prototip TCU și evidențierea zonelor de interes pentru monitorizarea temperaturii interioare	135
Fig. 5.12. Puntea invertoare trifazată cu 2 tipuri de capsule pentru elementele în comutație	137
Fig. 5.13. Configurație stand experimental pentru măsurări termice.....	139
Fig. 5.14. Procedură pentru determinarea temperaturii joncțiunii finale a tranzistoarelor	140
Fig. 5.15. Scanare termică a tranzistoarelor din etajul superior HS al punții inversoare	143
Fig. 5.16. Puls de tensiune de drenă pentru determinarea auto-încălzirii.....	144
Fig. 5.17. Măsurarea temperaturii datorate auto-încălzirii inițial pentru o tensiune de drenă de 48V: 100,7°C.....	145
Fig. 5.18. Măsurarea temperaturii datorate auto-încălzirii măsurată la final după aplicarea pulsului pentru o tensiune de drenă de 70V: 112,7°C	145
Fig. 5.19. Specificația tehnică a tranzistorului MOSFET STH315N10F7-6 [118] ...	146
Fig. 5.20. Evaluarea statistică la temperatura ambientală de 75°C.....	147
Fig. 5.21. Evaluarea statistică la temperatura ambientală de 125°C	147
Fig. 5.22. Starea de alarmă a regiștrilor ASIC-ului la aplicarea unei temperaturi de 175°C	148
Fig. 6.1. Rata de defectare a condensatoarelor ceramice vs. durată de utilizare ..	154
Fig. 6.2. Plasarea condensatoarelor ceramice în arhitectura TCU.....	159
Fig. 6.3. Fluxul procedurii de estimare propuse a duratei de viață a MLCC.....	161
Fig. 6.4. Interfață grafică propusă pentru predicția distribuției duratei de viață a MLCC	163
Fig. 6.5. Pregătire TCU pentru monitorizarea temperaturi	167
Fig. 6.6. Setup monitorizare temperaturi MLCC.....	167
Fig. 6.7. Scanare termică a TCU în vederea definirii auto-încălzirii.....	168

Lista de tabele

Tabel 3.1. Analiză comparativă a nivelului de integrare al componentelor	47
Tabel 3.2. Analiză comparativă microcontrolere	50
Tabel 3.3. Analiză comparativă SBC	52
Tabel 3.4. Limite maxime admise ale microcontrolerului pentru 5V, în diferite moduri de operare	68
Tabel 4.1. Niveluri de detecție de subtensiune și supratensiune	103
Tabel 5.1. Măsurarea tensiunii directe pe diode versus temperatură	125
Tabel 5.2. Proprietăți termice de material pentru aplicație TCU	129
Tabel 5.3. Determinarea analitică a temperaturii joncțiunii tranzistoarelor de tip MOSFET.....	132
Tabel 5.4. Matrice Pugh pentru analiză comparativă a 3 soluții de măsurare a temperaturii pentru o aplicație TCU.....	134
Tabel 6.1. Distribuția duratei de viață cu și fără auto-încălzire	170

1. INTRODUCERE

În acest capitol introductiv se urmărește definirea obiectivelor tezei de cercetare, respectiv descrierea contextului actual în domeniul circuitelor electronice din industria automotive. Cercetarea va urmări cu precădere unitatea electronică de control al transmisiei automate. De asemenea, capitolul va sublinia și principalele provocări, respectiv motivația de cercetare conform domeniului automotive ales.

1.1. Domeniul tezei

„Automotive” reprezintă domeniul tehnologic al dispozitivelor electronice utilizate în industria producătoare de autovehicule. La momentul actual, gradul de computerizare al autoturismelor este foarte ridicat, luând în considerare numărul foarte mare de componente electrice și electronice ce aparțin unităților electronice de control, numite și ECU-uri (Electronic Control Unit). Un autovehicul modern conține chiar mai mult de 100 de astfel de unități electronice de control (ECU-uri), astfel încât performanțele și calitatea unui autoturism sunt direct influențate de fiabilitatea fiecărei componente electronice. O scurtă enumerare a celor mai utilizate ECU-uri ar fi: unitatea electronică de control al motorului (ECU - Engine Control Unit), unitatea electronică de control al transmisiei automate (TCU - Transmission Control Unit), unitatea electronică de control pentru 4 roți (XCU- 4 wheel drive Control Unit/ Transfer Case Control Unit), sistemul electronic de stabilitate (ESP - Electronic Stability Programme), sistemul electronic de frânare (ABS - Anti-lock Braking System), sisteme de control al tracțiunii (TCS - Traction Control Systems), sistemul electronic de control (adaptiv) al vitezei (CC - Cruise Control, ACC - Adaptive Cruise Control), șamd.

Cerințele pieței automotive impun inovații continue și implicit creșterea complexității/ performanței la intervale din ce în ce mai scurte. Totul de datorează mai multor factori, cum ar fi: creșterea cerințelor pentru protecția mediului prin reducerea emisiilor de dioxid de carbon, consolidarea siguranței funcționale și a securității cibernetice, creșterea eficienței economice, scăderea timpului de livrare, scalabilitatea unor produse care să poată fi folosite cât mai ușor, confort sporit. Pe măsură ce toate aceste cerințe au devenit obligatorii în momentul de față, cu atât mai mult este necesar să fie livrate sisteme electronice ECU validate din punct de vedere funcțional, dar și din punct de vedere al siguranței.

Unitățile de control electronic din industria automotive fac parte din categoria dispozitivelor cu fiabilitate ridicată, deoarece pe primul loc este siguranța pasagerilor și a autovehiculului, pe toată durata de funcționare. Astfel, fiecare ECU din industria automotive se supune unui proces riguros de dezvoltare de produs, dintre care cele mai comune sunt modelul „V cycle”, modelul cascadă (Waterfall) sau modelul agil (Agile). Indiferent de modelul de dezvoltare de produs ales, proiectarea propriu-zisă se realizează pe mai multe niveluri, plecând de la analiza cerințelor, concept, arhitectură, modelare și simulare până la testare, validare și integrare. Acest proces de dezvoltare, pe de o parte trebuie să respecte norme legislative impuse de legislația

europeană, americană, respectiv asiatică, iar pe de altă parte standardul internațional pentru siguranță în automotive ISO26262 [33]. La acestea se adaugă și cerințele și standardele specifice producătorilor de autovehicule.

De notat este că nu numai producătorii de ECU-uri trebuie să îndeplinească aceste standarde, ci fiecare companie producătoare de componente electronice destinate industriei automotive trebuie să urmărească cele mai recente standarde impuse acestei industrii. Abaterea de la aceste standarde și norme pot face un produs neutilizabil în industria automotive, amenzi de non-conformitate, abateri legale și nu în ultimul rând afectarea imaginii companiei. Pentru a putea pune în evidență și a dovedi funcționarea în siguranță a unui ECU, din punct de vedere calitativ, procesul de proiectare pentru ECU-uri trebuie să fie structurat pe mai multe niveluri, eficient și suficient de fiabil în toate condițiile de operare.

Pe lângă cumulul de norme și standarde, mai există un alt factor cheie pentru procesul de dezvoltare al unui ECU, și anume timpul procesului de proiectare. Datorită globalizării și adaptării autovehiculelor la noile concepte de piață, etapele dezvoltării unui ECU au un ciclu de dezvoltare cuprins între 2 și 3 ani, comparativ cu anul 1990 când ciclul de dezvoltare ajungea chiar și la 5 ani. Practic, în momentul de față se asistă la o înjumătățire a timpului de dezvoltare alocat, rezultând clar o nevoie de îmbunătățire a procedurilor de proiectare și o nevoie de standardizare a conceptelor pentru reutilizare. Provocările date de dezvoltarea unui ECU într-un timp cât mai scurt reprezintă de fapt și **motivația principală** a tezei de doctorat. Se pune în evidență și importanța definirii clare a întregului proces de dezvoltare. În plus, în baza experienței profesionale a autorului, se urmărește definirea unor proceduri de proiectare pentru diferite circuite electronice destinate utilizării în aplicațiile automotive, precum este unitatea electronică de control al transmisiei automate.

1.2. Direcții de cercetare

Principala direcție de cercetare a acestei teze o reprezintă proiectarea și validarea diferitelor circuite electronice constituite unui TCU. Modulul electronic TCU poate părea la început un modul foarte bine definit de-a lungul anilor, anul 2022 fiind un an aniversar în care s-au împlinit 40 de ani de la apariția primului sistem de transmisie automată. Privind la situația actuală totuși, se poate spune că este deosebit de interesant și provocator de a implementa noi soluții pentru TCU care să se urmărească noul trend de electrificare.

Industria automotive se confruntă actualmente cu noi provocări în această direcție de a avea pe piață doar autovehicule hibride/ electrice. Astfel, pentru fiecare nivel al întregul sistem sunt necesare schimbări sau îmbunătățiri. De altfel, și unitatea electronică de control al transmisiei automate se supune trendului schimbărilor, deci partea hardware aferentă prezintă o mulțime de particularități careia pot fi aduse îmbunătățiri.

Scopul principal al acestei teze este de a analiza și a furniza diferite soluții de optimizare ce privesc funcționarea robustă a unui TCU în condiții de siguranță, fie impusă prin standarde internaționale ori norme legislative, fie cerută de producătorii de autovehicule. Experiența profesională a autorului, din ultimii zece ani în domeniul de dezvoltare hardware din industria automotive, a reprezentat un factor decisiv pentru alegerea temei de doctorat "**Contribuții privind proiectarea circuitelor**

aferente unității electronice de control al transmisiei automate din domeniul automotive". Totuși au fost două provocări care au stat tot timpul la baza conținutului acestei teze, și anume:

- 1) Cum ar arăta o proiectare în care s-ar putea implementa noțiunea de siguranță funcțională și siguranță termică încă din etapa de proiectare?
- 2) Ce îmbunătățiri ar putea fi aduse pentru a garanta că un circuit va funcționa corespunzător pe întreg ciclul de viață?

În contextul evoluției științifice actuale din domeniul automotive, cercetarea doctorală are la bază o abordare structurată. Pentru început se colectează informațiile privind stadiul actual al cercetării din domeniul automotive. Dincolo de aspectele legate de înțelegerea noțiunilor teoretice și experimentale vizate de studiul abordat, scopul principal îl reprezintă cercetarea unităților electronice de control al transmisiei automate, prin propunerea de noi proceduri de proiectare ce se focusează pe îmbunătățirea părții hardware. Aplicarea și validarea modelelor propuse au urmărit respectarea etapelor:

Cerințe → Arhitectură/Concept → Proiectare → Validare/Verificare.

Atât metoda de proiectare, cât și interpretarea rezultatelor, s-au realizat într-un mod detaliat și cât mai accesibil, în scopul creării unui produs scalabil. Adică, s-a urmărit crearea posibilității utilizării informației și de către alte potențiale unități de control, nu neapărat doar de cele aferente transmisiei automate.

Obiectivele urmărite în cadrul cercetării sunt următoarele:

- definirea unei proceduri de proiectare care poate fi folosită cu succes pentru realizarea unui proiectări hardware ce corespunde cerințelor de siguranță din automotive în ceea ce privește partea de alimentare;
- definirea unor proceduri generice de evaluare termică ce corespunde cerințelor de siguranță din automotive, în ceea ce privește partea de siguranță în funcționarea unor componente electronice de bază;
- standandizarea procedurilor propuse pentru a consolida noțiunea de modele generice, sustenabile, reutilizabile;
- validarea modelelor propuse prin experiment.

Urmărind obiectivele enunțate mai sus, cercetarea s-a axat pe analiza și selecția componentelor electronice principale, precum: componente de alimentare, microcontroler și componente aferente circuitului de putere. Produsul obținut se dorește a fi robust atât din punct de vedere al siguranței, cât și din punct de vedere al funcționalității pe o plajă extinsă de temperaturi. Sub acest aspect, nu doar selecția componentelor contează, ci și procedura de proiectare, motiv pentru care se vor propune, în baza experienței proprii, proceduri de proiectare ale unei unități de control electronic.

Pentru atingerea obiectivelor menționate în cadrul acestui capitol, întreaga teză este organizată pe **trei direcții importante**:

- prezentarea soluțiilor teoretice existente
- sinteza cerințelor și normativelor ce se referă la subiectul tratat
- experiența rezultată din activitatea profesională

Teza este structurată pe șapte capitole, fiecare dintre ele având la bază cele trei direcții relevante de cercetare anterior amintite. **Primul capitol** este cel introductiv în care se prezintă obiectivele, motivația și direcția de cercetare, realizând totodată încadrarea temei de cercetare abordată în contextul vast al domeniului automotive.

În **capitolul 2** se prezintă sintetic stadiul actual al transmisiei automate. Sunt enunțate cerințele principale de care trebuie să se țină cont în dezvoltarea unității electronice de control al transmisiei automate (TCU). În plus, se sintetizează principalele considerații teoretice, încadrate în contextul dezvoltării actuale, cu privire la etapele dezvoltării sigure a unei unități electronice de control și a principalelor componente aferente: microcontroler, circuit de alimentare, circuit de control al punții invertoare și elementele în comutație. Autorul prezintă implicații din sfera experienței proprii asupra tuturor fazelor de dezvoltare pentru o arhitectură hardware a unui TCU.

Capitolul 3 oferă mai întâi o analiză comparativă în ceea ce privește cele mai performante componente, de ultimă generație, considerând producători diferiți pentru microcontroler și circuitul integrat de alimentare. Pentru că o proiectare hardware este privită pe de o parte prin prisma performanței, dar pe de altă parte și prin cea a siguranței în automotive, mai apoi se propune și o procedură de proiectare într-o manieră bazată pe expertiza acumulată din activitatea industrială. Această procedură este structurată sub forma unor etape, menționând în detaliu cerințele fiecărui pas cu scopul de a obține în final un produs robust și stabil. Procedura propusă este aplicată și integrată sistematic prin atenta configurare a circuitului de alimentare și a microcontrolerului aferent TCU. Complexitatea și inovația conceptului se conturează de altfel într-o arhitectură de activare a stării de siguranță pentru aplicații cu nivel de siguranță ridicat cum e ASIL C (Automotive Safety Integrity Level).

În **capitolul 4** se prezintă tendința de electrificare din domeniul automotive, urmată de o descriere succintă a sistemelor hibride. De mare interes la momentul actual este sistemul mild-hibrid a cărui sursă principală de alimentare are nivelul de 48V. Pentru proiectarea unităților electronice de control aferente sistemelor mild-hibrid se evidențiază noi reguli și cerințe pentru dezvoltarea produselor, cu referire la standardele VDA320 [32] și ISO26262 [33]. Ca urmare a complexității sistemului mild-hibrid și a cerințelor noi impuse de siguranță și fiabilitate, s-a propus o nouă arhitectură de alimentare pentru unitatea de control al transmisiei automate 48V. Pentru că siguranța funcțională este cea urmărită cu precădere, procedura urmărește capabilitatea unității de a monitoriza nivelurile tensiunilor de alimentare, dar și reacția întregului sistem în caz de eroare. În acest sens, conceptul propus este supus validării experimentale prin intermediul unei plăci prototip. Placa de test este proiectată pentru a acoperi o diversitate de erori (supratensiune, subtensiune), fiind utilizabilă atât pentru testare manuală, cât și automată. Conceptul de alimentare 48V este supus validării experimentale pentru a obținere certificarea că va putea fi integrat oricând pentru aplicații TCU de serie de tipul hibrid.

Capitolul 5 continuă în aceeași manieră, vizând de această dată siguranța funcțională din punct de vedere termic. Măsurarea temperaturii cu maximă precizie este deosebit de importantă în domeniul automotive unde există și nivelurile de siguranță ASIL ridicate (C, D). În prima parte, se prezintă posibilitățile de proiectare care există la momentul actual în ceea ce privește detecția temperaturii componentelor în circuit. Se propune o analiză utilizând metoda Pugh pentru a

identifica soluția oportună în dezvoltarea unui TCU utilizat în sisteme mild-hibrid. În a doua parte, se urmărește validarea experimentală a componentelor alese în etapa de proiectare. Doar prin validare se poate garanta că proiectarea respectă limitele și cerințele impuse de aplicație. Defecțiunea sau degradarea circuitului de putere cauzate de funcționarea la temperaturi ridicate pot fi anticipate dacă se ia în considerare auto-încălzirea componentelor în timpul fazei de proiectare. De mare interes sunt aceste elemente în comutație, tranzistoare de tip MOSFET, întrucât ele sunt elementele principale din circuitul de putere din arhitectura TCU mild-hibrid. Această capitol investighează performanța termică a acestora și propune o metodă de investigație a temperaturii joncțiunii, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii.

În cadrul capitolului 6 se continuă studiul siguranței funcționale din punct de vedere termic prin evaluarea fiabilității și robusteții componentelor electronice. Sunt prezentate metode de estimare a duratei de viață a componentelor electronice, iar accentul este pus pe componentele pasive, precum condensatoarele ceramice multistrat (MLCC- Multilayer Ceramic Capacitors). Cercetarea este dedicată estimărilor privind durata de viață și distribuția duratei de viață pentru MLCC. Estimarea duratei de viață este necesară pentru a defini comportamentul MLCC în condițiile de operare și pentru a dovedi robustețea, fiabilitatea și siguranța proiectării. Se consideră cazul cel mai defavorabil atunci când există și stimuli externi de temperatură datorate puterilor disipate din circuit. Astfel, capitolul prezintă contribuții în cea ce privește o estimare completă a duratei de viață, întrucât se propune luarea în considerare și a influenței temperaturii datorate fenomenului de auto-încălzire.

Ultimul capitol (7) prezintă concluziile generale, contribuțiile personale și direcțiile viitoare de cercetare.

Spațiul explorator nu are limite, mai ales că în momentul de față suntem în tranziția către o electrificare completă a domeniului automotive.

2. DESCRIEREA GENERALĂ A SISTEMULUI ELECTRONIC DE CONTROL AL TRANSMISIEI AUTOMATE

Trendul actual în domeniul industriei automotive este **electrificarea**. Aceasta vizează înlocuirea motoarelor termice de combustie cu motoare electrice, precum și înlocuirea sistemele existente încă acționate mecanic (hidraulic) cu sisteme ce includ motoare electrice [1],[2]. Mobilitatea electrică este una dintre tendințele care remodelează discret transportul, printr-o revoluție a sistemului de transmisie automote. În acest sens, evoluția tehnologică a sistemului de transmisie pentru autovehicule se supune aceluiași trend, autovehiculele cu transmisie automată fiind din ce în ce mai populare.

Electrificarea sistemului de transmisie automată a beneficiat de progrese tehnologice semnificative în ultimii ani, mai ales că 2022 a fost considerat an aniversar [3]. S-au împlinit 40 de ani de la apariția primei unități electronice de control al transmisiei automate- **TCU (Transmission Control Unit)** [4]. Toți acești ani au stat sub spectrul dezvoltării și al inovației continue, astfel încât la momentul de față proiectarea TCU este un proces complex, dinamic, evolutiv [5],[6].

Acest capitol se încadrează în aria de cercetare orientată către proiectarea unităților electronice de control al transmisiei automate TCU. Mai mult decât atât, se va acorda o atenție deosebită componentelor electronice din arhitectura unui TCU. Performanța unității TCU este direct proporțională cu selecția adecvată a componentelor constituente. Doar printr-o proiectare corespunzătoare și printr-o selecția adecvată se poate eticheta unitatea TCU, ca fiind robustă, fiabilă, eficientă, stabilă și sigură. Descrierea procesului de dezvoltare a unui produs din domeniul automotive, cum este de altfel și TCU reprezintă obiectivul principal al acestui capitol.

Urmărind această traiectorie pentru analiza sistemului și pentru selectarea celor mai potrivite componente din structura unui TCU în vederea unei proiectări de succes, capitolul este organizat pe **4 direcții** importante după cum urmează:

- Scurt istoric privind evoluția și identificarea sistemelor de transmisie automată
- Sinteza cerințelor de proiectare a unității electronice de control al transmisiei automate și identificarea oportunităților de îmbunătățire privind performanța acesteia
- Definirea procesului de dezvoltare a unui TCU în conformitate cu modelul "V-cycle"
- Abordarea analitică și descriptivă cu privire la ultimele tehnologii ale componentelor electronice aferente unui TCU

2.1. Considerații privind stadiul actual al transmisiei automate

Făcând o scurtă incursiune în trecut, în anii '20, inginerii vremii aveau ca și provocare îmbunătățirea cutiilor manuale, din cauza zgomotului produs de acestea la schimbarea vitezelor. Cercetarea avansată, însă, avea ca și obiectiv mai degrabă renunțarea completă la cutiile manuale și introducerea cutiilor automate. **Primul prototip de cutie automată s-a numit "Vulcan"** și a fost realizată în Germania. Aceasta avea două viteze și un convertor de cuplu, element care multiplica puterea motorului. Vulcan nu a intrat niciodată în producție. Au urmat cutiile semi-automate, care nu mai aveau levier de schimbare a treptelor, dar aveau încă pedala de ambreiaj. Așa a apărut transmisia automată de siguranță AST (Automatic Safety Transmission). În 1937, autovehiculele Oldsmobile și Buick au fost cele ce au avut pentru prima oară AST. Funcționarea era dificilă, în sensul că între prima și a doua treaptă nu era nevoie de ambreiaj, schimbarea făcându-se automat, dar între treptele 2-3, 3-4, ambreiajul era necesar, moment în care se schimba și viteza [7].

A fost destul de evident că genul acesta de cutie nu a rezistat prea mult datorită disconfortului. Cu toate acestea, plecând de la prototipul Vulcan și de la experiențele transmisiilor AST, a rezultat în 1938 o cutie complet automată, care renunța total la pedala de ambreiaj. Proiectanții de la General Motors sunt cei care au dezvoltat prima versiune și au denumit-o Hydra-Matic [7]. Simbolistica numelui se datorează faptului că era o cutie de tip hidraulic. HydraMatic avea 4 trepte de viteze și marșarier. Schimbarea treptelor se realiza complet prin intermediul unor angrenaje planetare hidraulice atunci când pentru o anumită treaptă de viteză se atinge valoarea de cuplu maxim. Aceasta nu avea în componență un convertor de cuplu așa cum era în cazul cutiei Vulcan, ci doar un cuplaj lichid. Cu toate acestea, HydraMatic a demonstrat că poate fi o soluție de succes a vremii. **Hydra-Matic a fost prima cutie automată din lume**, produsă la scara largă. Tot Oldsmobile a fost primul autovehicul de serie ales să fie fabricat începând cu **mai 1939**, având cutie complet automată de tipul HydraMatic [8].

Prima cutie automată a cunoscut vânzări accelerate până în anii '60, fiind echipată pe zeci de milioane de autovehicule. Concurente cu HydraMatic au apărut și alte transmisiile automate având cutii tot mai rafinate: Buick Dynaflo, Packard Ultramatic, Chevrolet Powerglide, Chrysler TorqueFlite, Ford-o-Matic sau Ford Cruise-o-Matic. General Motors a adus o serie de îmbunătățiri pentru HydraMatic, apărând astfel cutiile Jetaway Hydra-Matic, Roto Hydramatic și Turbo Hydra-Matic. Se poate afirma că General Motors a fost pionierul în domeniul transmisiilor automate și a dat startul dezvoltării acestui domeniu într-un ritm alert.

Schimbarea automată a treptelor de viteză mecanică pentru Turbo Hydra-Matic a fost păstrată pentru mai bine de 40 de ani, până în **1982, când a fost introdusă pe piață prima unitate electronică de control al transmisiei**. După alți 20 de ani, au apărut cutii de viteze automate cu 5-6 trepte, dar și noi concepte, cum ar fi transmisiile cu variabilă continuă sau cele cu dublu ambreiaj. Aceste noi cutii de viteze din ce în ce mai complexe au crescut, de asemenea, cererea pentru noi unități electronice de control, inclusiv mai mulți senzori și mai multe elemente de acționare a schimbării vitezelor. Anul 2022 este anul aniversar al unităților electronice de control – 40 de ani de la apariția lor.

Așa cum numele sugerează, transmisia automată nu face altceva decât o schimbare eficientă a treptelor de viteză fără intervenția conducătorului auto, schimbarea treptelor fiind controlată de unitatea electronică. Deși transmisia manuală (MT-manual transmission) încă domină piața europeană, autovehiculele cu transmisie automată au devenit din ce în ce mai populare datorită unor avantaje clare cum ar fi:

- Confort sporit
- Manevrabilitate sporită în timpul condusului
- Reducerea consumului de combustibil
- Creșterea performanțelor dinamice ale autovehiculului
- Protejarea motorului de eventuale erori de conducere
- Adaptabilitatea de a fi folosită și de persoane cu deficiențe locomotorii.

În momentul de față, producătorii de autovehiculele utilizează mai multe tipuri de transmisii automate, descrise în cele ce urmează [9]-[11]. Procentul european repartizat fiecărui tip de transmisie se poate observa în fig. 2.1.

- **Transmisie robotizată AMT (Automated Manual Transmission).** Aceasta echipează autovehiculele de la Dacia (Easy-R) și Opel. Acest tip de cutie prezintă cel mai mic cost de fabricație. Din punct de vedere constructiv, este, de fapt, tot o cutie de viteze manuală, însă treptele se schimbă automat prin intermediul unui sistem electrohidraulic [12]. Cutiilor robotizate li se mai poate alătura încă un avantaj, acela de a fi extrem de eficiente în ceea ce privește consumul de combustibil. Ca și dezavantaj, schimbarea vitezelor nu este confortabilă pentru pasageri (apar „smucituri”).
- **Transmisie secvențială (TS).** Acest tip de transmisii au început să se dezvolte prin anii '70. Inginerii au vrut să micșoreze timpul între schimbările de viteză la o cutie manuală, așa că au apelat la mecanisme complicate care să schimbe viteza fără să se apese ambreiajul. Din punct de vedere constructiv, și aceasta este, de fapt, tot o cutie de viteze manuală, dar fără pedala de ambreiaj. Comutarea vitezelor se face secvențial, considerând fiecare viteză în parte, prin mișcarea de tragere a levierului/ a padelelor [13]. Aceasta este o cutie sportivă, deosebit de rapidă, însă nu foarte confortabilă, generând un șoc destul de evident. Astfel, în momentul de față se regăsește doar pe modele de autovehicule sport.
- **Transmisie cu convertizor de cuplu (AT Transmission)** – foarte întâlnită și adaptată pentru majoritatea platformelor. BMW, Audi, Jaguar și Mercedes (9G-Tronic) folosesc cu succes aceasta cutie care în ultima versiune are 9 trepte. Din punct de vedere constructiv, cutia de viteze automată cu convertizor de cuplu este mult mai complexă decât cea robotizată, incluzând un ansamblu de mecanisme planetare cu ambreiaje și frâne multidisc. Mai exact, schimbarea treptelor de viteză se realizează prin acționarea înseriată a mecanismelor planetare, ambreiajele având rolul de a egala vitezele de rotație ale acestora, iar frânele multidisc de a le bloca pe loc. O astfel de cutie este confortabilă, schimbă vitezele fluent, fără șocuri și reușește să genereze un consum redus de combustibil.

- **Transmisie cu variație continuă: CVT - Continuous Variation Transmission.** Acestea sunt întâlnite, mai ales, la producătorii din Asia. Toyota, Subaru sau Nissan care obișnuiesc să monteze acest tip de cutie de viteză. CVT este evoluția cutiei de viteze automate robotizate. Aceasta cutie nu folosește roți dințate, ci o curea și 4 conuri [14]. Principiul de funcționare este asemănător ansamblului de bicicletă: lanț, pinioane, plăci. Diferența este că pinioanele sunt de fapt un con, iar plăcile alt con. Are un ambreiaj principal diferit de „ambreiajul” de la toate celelalte cutii, și unul secundar.
- **Transmisie cu dublu ambreiaj DCT – Dual Clutch Transmission.** Este una dintre cele mai performante cutii de viteze automate, care îmbrățișează cel mai bine trendul electricării din domeniu [15]. Prezintă un randament foarte bun datorită lipsei hidro-transformatorului. În plus, schimbarea treptelor de viteză se realizează rapid, fără întreruperea fluxului de putere, fără șocuri în habitacul, datorită preselecției vitezelor. Ca dezavantaj, DCT necesită un schimb de ulei mai frecvent.

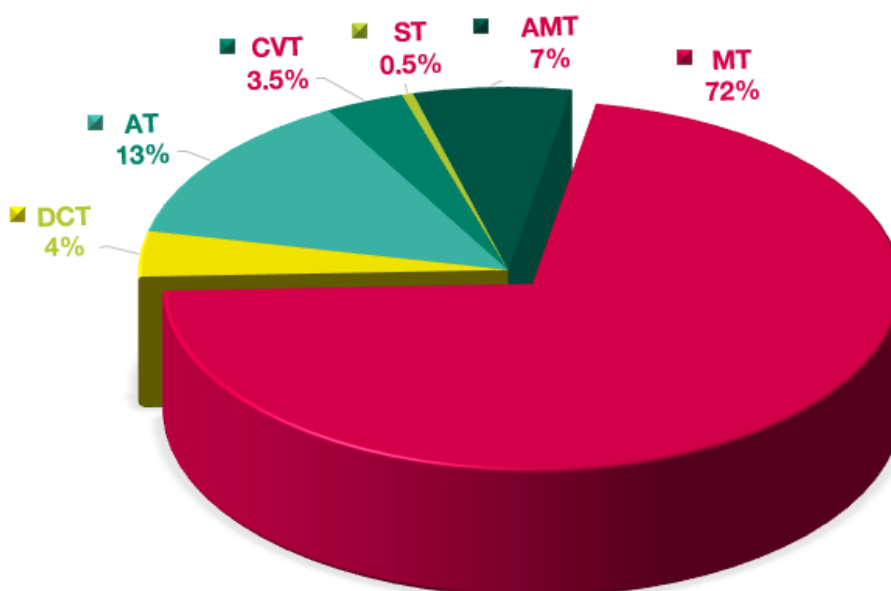


Fig. 2.1. Procentul transmisiilor autovehiculelor din Europa

Conform diagramei ilustrată în fig. 2.1 se remarcă totuși că procentul autovehiculelor cu transmisie DCT este destul de mic pentru Europa. În momentul actual cerințele de diminuare ale emisiilor poluante au devenit din ce în ce mai severe, și în plus cerințele de sporire a confortului conducerii autovehiculelor au devenit din ce în ce mai accentuate. Toate acestea au determinat un progres procentual al utilizării în întreaga lume a cutiilor de transmisie DCT [16],[17]. Creșterea producției de autovehicule cu o transmisie DCT se datorează următorilor factori: consum redus, dinamică îmbunătățită și confort sporit.

În funcție de producătorul autovehiculelor, transmisia DCT poate lua nume diferite, însă principiul de funcționare rămâne același. De exemplu: la Volkswagen are

denumirea DSG (Direct Shift Gearbox), la Porche – PDK (Porsche Doppel Kupplunggetriebe), la Ford – Powershift, Mitsubishi – TC-SST (Twin Clutch Sport Shift Transmission), la Renault – EDC (Efficient Dual Clutch), la Mercedes-Benz – Speedshift, la Fiat – DDCT (Dual Dry Clutch Transmission).

Din punct de vedere mecanic, transmisia DCT este de fapt construită din două cutii de viteze manuale dispuse în paralel, având fiecare propriul ambreiaj, așa cum este arătat în fig. 2.2. O cutie este responsabilă pentru treptele impare (1,3,5, 7...), în timp ce cealaltă oferă selecția treptelor pare (2,4,6). Astfel de configurație prezintă marele avantaj de reducere a timpului necesar schimbării vitezelor chiar până la 200 ms, deoarece trecerea de la o treaptă la alta se poate realiza prin funcția de preselecție.

Din punctul de vedere al modului de construcție sau al principiului de funcționare, nu există diferențe între transmisia manuală și cea automată DCT. Roțile dințate ale celor două cutii sunt similare cu cele ale unei cutii de viteze manuale, iar cuplarea treptelor de viteză are loc tot prin sincronizare. Cu toate acestea, în cazul unei transmisii DCT, cuplarea efectivă a treptelor de viteză are loc prin intermediul unor sisteme electromecanice sau electrohidraulice [17]-[20].

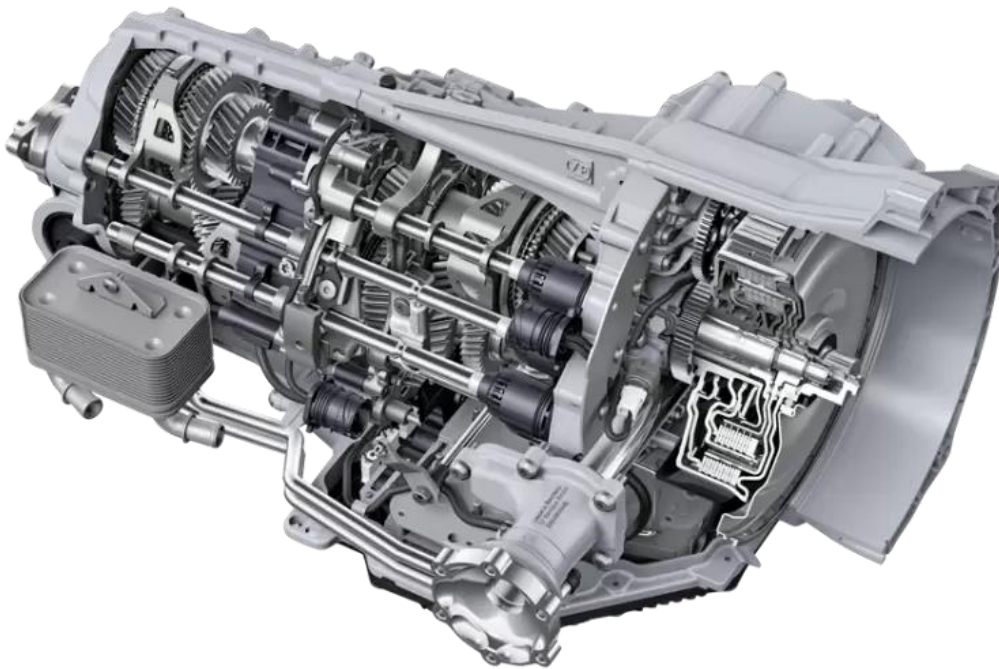


Fig. 2.2. Secțiune transversală a transmisiei cu dublu ambreiaj DCT [21]

În funcție de modelul ambreiajelor și de modul de acționare al acestora, cutiile cu dublu ambreiaj se clasifică în:

- cutii cu ambreiaje multidisc, umede, acționate hidraulic prin intermediul solenoidelor (electrovalve)
- cutii cu ambreiaje monodisc, uscate, acționate electric prin intermediul motoarelor electrice.

2.1.1. Unitatea electronică de control al transmisiei automate

Sistemul de acționare (electrohidraulic sau electromecanic) este controlat de către așa-numita unitate de control al transmisiei. Denumirea consacrată pentru sistemul electronic de control al acționării transmisiei automate este aceea de **TCU – Transmission Control Unit**.

Prin intermediul unui software de control inteligent se ajustează comutarea treptelor, adaptate fiind la situația reală, conducerea autovehiculului fiind confortabilă și dinamică. În esență, rolul principal al unui TCU e de a controla sistemul electrohidraulic sau electromecanic. În plus, efectuează și un diagnostic al stării de funcționare a transmisiei și a componentelor sale. Pentru DCT, TCU controlează motoare electrice, iar în majoritatea cazurilor acestea sunt **motoare electrice de curent continuu fără perii - BLDC (Brushless Direct Current)** [22].

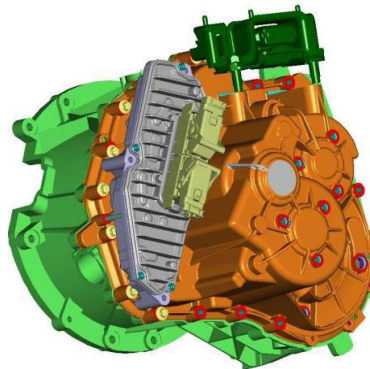


Fig. 2.3. TCU pentru cutie de transmisie DCT cu motoare electrice [23]

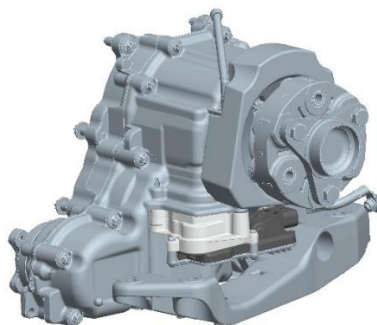


Fig. 2.4. TCU pentru cutie de transmisie AWD (all-wheel drive) [23]

Evoluția și dezvoltarea TCU a fost direct proporțională cu evoluția și dezvoltarea autovehiculelor. Primele modele de sisteme TCU au fost construite pe baza unei arhitecturi hardware, fără a avea nici o componentă software integrată. Aceste modele erau costisitoare și limitate ca funcționalitate și adaptabilitate și au fost înlocuite odată cu apariția microcontrolerelor în industria autovehiculelor. Apariția microcontrolerelor a redus complexitatea și costurile realizării unei unități electronice de control, iar modelele constructive au devenit adaptabile, configurarea funcțiilor și

a parametrilor realizându-se din aplicațiile software. Recentele dezvoltări în tehnologia electronicii de putere, a tehnologiei de obținere a magneților permanenți și a microcontrolerelor din ce în ce mai performante MCU/ μ C (Microcontroller Unit) permit ca acest tip de motoare BLDC să fie controlate mai eficient și la un preț mai scăzut în comparație cu deceniul trecut. Întocmai datorită acestei evoluții s-a accelerat practic tranziția de la controlul electromecanic la controlul pur electronic. În acest fel transmisiile DCT cu motoare electrice de tip BLDC au devenit o alegere optimă pentru producătorii de autovehicule.

Pentru 2030, este prevăzut ca marii producători de autovehicule să propună un autovehicul complet electric și autonom. Această configurație va fi posibilă practic numai prin utilizarea unui număr impresionant de motoare electrice controlate de unități electronice de control, asemenea TCU-urilor. Deci, încă un motiv în plus spre orientarea către motoare electrice. Recenta extindere a nișei de piață automotive spre electrificare se asociază inevitabil cu exigențe sporite în ceea ce privesc performanțele oferite nu numai de către motoarele electrice, ci de întregul subsistem aferent transmisie automate: unitate TCU + motor electric [24]. Așadar, se acordă o atenție sporită dezvoltării sistemului de acționare electrică, astfel încât să satisfacă toate cerințele actuale.

Atenția cercetătorilor și a dezvoltatorilor din industria automotive este focalizată clar asupra creșterii performanțelor sistemului de acționare electrică deja existent. O îmbunătățire într-un system, totuși destul de bine consolidat de-a lungul atâtor decenii, se poate trata pe de o parte prin prisma reproiectării, iar pe de altă parte prin prisma îmbunătățirii comportamentului electric/termic al electronicii de control. Urmărind cele 2 direcții, principalele obiective pentru (re)proiectarea unităților de control al motoarelor electrice de tip BLDC care se pun în momentul de față în industria automotive sunt:

- Reducerea costurilor, dar cu păstrarea acelorași caracteristici de performanță a TCU
- Creșterea gradului de integrare pentru obținerea unor TCU de dimensiuni cât mai reduse și mai compacte
- Reducerea puterii disipate în sistemul de acționare atât pentru componentele electronice din structura TCU, cât și pentru motorul/motoarele aferente sistemului de transmisie
- Conceperea și realizarea de noi metode de control electronic a motoarelor BLDC sau îmbunătățirea celor existente
- Micșorarea greutateii pe unitatea de putere a motoarelor electrice prin utilizarea de materiale magnetice cu proprietăți superioare
- Utilizarea a noi tipuri de motoare electrice utilizate ca elemente de execuție care să se integreze în actualele configurații de autovehicule hibride ce utilizează tehnologia alimentării la 24-48V sau în autovehicule complet electrice ce utilizează tehnologia alimentării la 400-800V.

2.1.2. Sinteza cerințelor de proiectare a unității electronice de control

Produsele aferente domeniului automotive au un grad mare de complexitate, de aceea procesul lor de dezvoltare se realizează pe etape și implică mai multe tipuri de activități. Dezvoltarea completă a unui TCU (hardware + software) se bazează pe unul dintre cele mai utilizate modele din domeniul cercetării și dezvoltării, așa-numitul model „V cycle” [25]. Așa cum este prezentat în fig. 2.5, modelul V împarte procesul de dezvoltare în 3 etape principale: **definire** concept, **proiectare** propriu-zisă și **validare & verificare** prin testare. Modelul în sine derivă dintr-un model mai amplu cunoscut sub numele de model cascadă - “Waterfall Model” [26], întrucât cele 3 etape principale decurg secvențial.

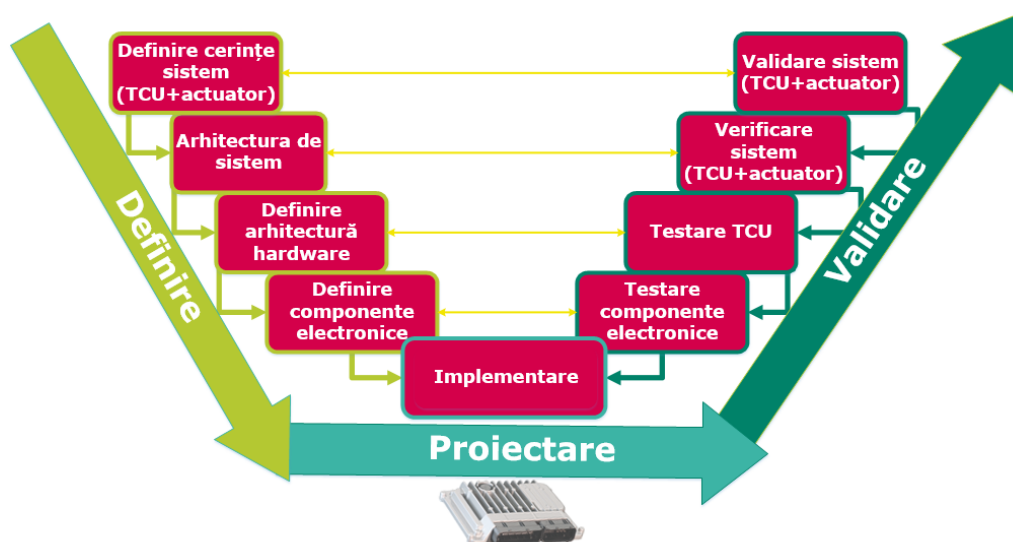


Fig. 2.5. Modelul “V” pentru dezvoltarea TCU

Practic dacă inginerii proiectanți ai TCU respectă etapele definitorii ale acestei strategii de dezvoltare, procesul de verificare/testare doar le confirmă că ceea ce a rezultat ca produs finit, cu proprietăți fizice și măsurabile, satisface cerințele de sistem ale transmisiei automate [27]. Validarea unității electronice și testarea integrării (unitate și motor) nu numai că certifică faptul că sistemul îndeplinește proiectarea, dar îndeplinește și cerințele aplicației. Durata ciclului de viață pentru TCU poate atinge chiar și 25 de ani, din care faza de proiectare și dezvoltare trei ani, faza de producție în serie de până la șapte ani și faza de exploatare de până la 15 ani [28],[29].

Etapa 1 – Definirea cerințelor/conceptului

Definirea cerințelor de proiectare reprezintă prima etapă în procesul modelului V. Pentru TCU acest pas implică stabilirea și documentarea cerințelor la nivel de sistem – cerințe de la producător. Deosebit de importante sunt definirea și marcarea clară a cerințelor aferente fiecărui domeniu hardware, software sau mecanic. Succesul fazei de proiectare și dezvoltare depinde în mod semnificativ de faptul că această fază este bine executată. Cu toate acestea, de multe ori, documentarea cerințelor poate să nu conțină detalii despre funcționalitatea în sine a cerinței, însă ia forma unei arhitecturi bloc.

Etapa 2 – Proiectare/Implementare concept

Etapa de proiectare are ca și punct de start arhitectura bloc ce înglobează cerințele sistemului. În baza unor acțiuni de proiectare, precum modelare/simulare/calcul, se realizează circuitele propriu-zise aferente TCU. Este necesară folosirea modelelor analitice pentru a prezice comportamentul produsului bazat pe modele matematice sau pe date primite de la nivelul de componentă, aparținând sistemului. Analiza presupune atât activități de modelare, cât și activități de simulare;

Etapa 3- Validare/Verificare TCU

Etapa de validare constă în efectuarea testelor/ măsurărilor asupra modului proiectat. Testele sunt de la nivel de componentă, până la nivel de subsistem, urmărindu-se atât comportamentul electric, cât și cel termic și cel aferent siguranței funcționale. Într-un final, obiectivul este ca subsistemul TCU în sine să fie:

- Robust → Rezistent din punct de vedere funcțional
- Fiabil → Rezistent pe toată durata ciclului de viață
- Eficient → Performant conform cerințelor de funcționare
- Sigur → Conform cerințelor de siguranță și securitate cibernetică

Pentru ca cele patru atribute (**Robust, Fiabil, Eficient, Sigur**) să fie respectate întocmai, este important să fie conturate clar de la început anumite detalii /direcții specifice de proiectare. De aceea, în ceea ce implică partea hardware (electrică) a unui TCU, selecția componentelor electronice, este imperios necesar a se cunoaște precis răspunsuri la întrebările enumerate mai jos. Privind per ansamblu, aceste întrebări pot constitui de fapt cerințele selecției de componente electronice ale TCU.

- **Unde este localizat TCU?**

Sunt disponibile mai multe variante de unități de control al transmisiei:

- iTCU (integrated) – parte integrantă în mecanismul transmisiei
- aTCU (attached) - atașat de transmisie
- sTCU (standalone) – conectat în altă parte a mașinii, conexiunea realizându-se prin cabluri.

- **Ce domeniu de putere este necesar pentru motor?**

Este necesar să se cunoască puterea motorului BLDC, de unde derivă și capabilitatea de putere a componentelor electronice utilizate. De exemplu, puterea motoarelor de curent continuu fără perii utilizate pentru unitatea electronică de control al transmisiei, variază între 1 și 5kW.

- **Ce tip de algoritm este folosit pentru controlul motorului?**

Există mai multe tehnici de control dintre care amintim:

- control trapezoidal (Trapezoidal control)
- control sinusoidal (Sinusoidal control)
- control cu orientare după câmp (FOC – Field Oriented Control)
- control fără senzori (sensorless control)

- **Care sunt cerințele de securitate și siguranță?**

În proiectarea unui TCU se va ține cont de cerințele de Securitate cibernetică și siguranță funcțională impuse de standardul automotive ISO26262 [33], asigurând un nivel de siguranță funcțională ASIL (Automotive Safety Integrity Level) corespunzător aplicației finale, iar cel mai adesea se solicită un nivel C sau chiar nivel D; Un ASIL C/D implică automat atât detecție software, cât și hardware. Spre exemplu informațiile cruciale provenite de la motor cum ar fi curentul de fază sau poziția rotorică trebuie monitorizate redundand de către microcontroler.

De asemenea, în cazul în care datele provenite de la senzori conțin valori anormale sau tensiunile de alimentare sunt în afara parametrilor funcționali se generează Diagnostic Trouble Codes (DTC) și se iau măsuri de urgență asupra ieșirilor de control al motorului.

- **Care sunt cerințele speciale ale producătorului autovehiculului?**

Producătorul poate impune parametrii motorului utilizat (1-5kW, 12-48V, 3000-5000 rpm, 10-100A) sau a unor senzori/ encodere cum ar fi: senzor de poziție rotor, senzori de presiune ai fluidului, senzori de curent ai turbinei, senzori de turație cutie automată, senzori de poziție ai clapetei de accelerație.

TCU va evalua semnalele primite de la acești senzori, iar prin intermediul software se vor converti în semnale de control pentru motor. De asemenea producătorul poate decide dacă dorește control fără senzori pentru motor pentru a scădea costul aplicației, caz în care se va lua în calcul în software estimarea poziției.

- **Care sunt condițiile de operare TCU?**

În selectarea componentelor electrice/electronice ale unui TCU este foarte important să se cunoască și regimul de funcționare, întrucât în proiectare se pune foarte mare accent și pe fiabilitatea sistemului. Un ECU trebuie să funcționeze în parametri normali, fără defecte implicit pe perioada validării produsului, apoi în faza de producție serială de până la 7 ani, iar apoi în faza de exploatare de până la 15 ani.

În funcție de aplicația finală, TCU trebuie să opereze în plaja de temperaturi -40°C și $+125^{\circ}\text{C}$ (uneori chiar și mai astringent de până la $+150^{\circ}\text{C}$) cu un nivel de umiditate între 10-95 %, nivel de vibrație între $2\div 25\text{G}$ și cu fluctuații foarte mari ale tensiunii de alimentare de până la $\pm 50\%$. Nu în ultimul rând, de mare importanță este să se ia în considerare și nivelul de emisii/ imunitate pentru a respecta cerințele de compatibilitate electromagnetică EMC (Electromagnetic Compatibility). Validarea unui TCU care să fie compatibil din punct de vedere EMC se face doar în laboratoare acreditate.

- **Care este costul final al unității electronice de control?**

În acest caz trebuie să existe o balanță între cost și performanță. Oportunitatea dezvoltării unui TCU pentru un anumit producător de se câștiga doar după etapa de cotație. Aproape întotdeauna, câștigătoare va fi acea companie care oferă cel mai bun preț, la o performanță cât mai ridicată. Importanța costului final este subliniată, întrucât manufacturarea TCU se realizează, de regulă, în 1-5 milioane de exemplare. Făcând un calcul rapid, la o diferență de preț de doar 0.5€ pentru doar o componentă electronică, dar utilizată pe 5 milioane de produse, va exista o pierdere de 2.5 milioane de euro. Pierderea este uriașă, știind că inițial era o diferență doar de 0.5€. Astfel, când proiectarea unui TCU este stabilă se ia un calcul încă o fază numită proiectarea de reducere a costurilor "design to cost", întocmai pentru optimizarea costului generat de componentele electronice. În această fază se urmărește renunțarea la componentele care au fost adăugate doar pentru validarea conceptului, pentru a vedea anumite reacții sau se aplică alte soluții mai ieftine.

- **Care sunt condițiile de selecție ale microcontrolerului/ circuitului integrat responsabil de alimentare TCU?**

Capacitatea și configurarea microcontrolerului va ține cont pe de o parte de algoritmul de control utilizat pentru comanda BLDC, iar pe de altă parte se va lua în considerare și interfațarea cu alte ECU-uri din autovehicul (comunicație în magistrale CAN, CAN-FD, LIN, Flexray sau Ethernet, citire informații de la alți senzori). În plus, este important de menționat că microcontroler-ul trebuie să țină cont și de nivelul de siguranță ASIL C sau D, caz în care funcționarea corectă va fi în permanență verificată de un alt circuit integrat. De regulă, acesta se regăsește în circuitul integrat responsabil de alimentarea TCU și se numește SBC – System Basic Chip.

2.2. Sistemul electronic de control al transmisiei automate

Arhitectura clasică privind alimentarea de la bateria de 12V este de departe cea mai utilizată în prezent. Într-un autovehicul de dimensiuni medii, există peste 75 de motoare electrice de mici dimensiuni, cu o putere de până la 500 W, iar acest număr este într-o continuă creștere. Deoarece micile motoare se bazează pe tensiunea de 12V de la bateria autovehiculului, acestea pot fi alimentate direct prin intermediul bornei KL30 (borna + a bateriei) sau al bornei KL15 (semnalul de post-aprindere/ ignition). Aceste motoare reprezintă, parțial, motivul pentru care sistemul electric de 12V nu va dispărea de pe vehiculele viitorului. Trecerea completă la tehnologia hibridă de 48V sau la cea complet electrică de 400-800V, tot mai populare, nu ar oferi deocamdată beneficii semnificative în ceea ce privește alimentarea motoarelor mici dimensiuni.

Totuși, dacă ne uităm la secțiunile transversale mai mici ale cablurilor și la curenții de sarcină nominali ai unui sistem electric de 48V, a căror valoare se situează la doar un sfert față de cea a sistemului de 12V, acestea sunt argumente care trebuie luate în considerare pe termen lung. În prezent trendul de electrificare se îndreaptă către sisteme TCU având alimentare de 48V pentru autovehicule de tip mild hybrid. Pentru acest tip de autovehicule, alimentarea cu energie electrică la 12V și-a atins limitele cu multitudinea de consumatori existenți, ceea ce nu ar mai permite adăugarea unor consumatori mai puternici cum ar fi pompa de ulei pentru transmisia automată de putere până la 5kW, turbocompresor electric sau starter generator.

Pe lângă sistemul de propulsie al motoarelor cu combustie, și sistemul de propulsie hibrid este compatibil cu transmisia automată. În acest sens, un vehicul cu transmisie automată cu dublu ambreiaj într-un sistem hibrid reprezintă cea mai recentă și fiabilă opțiune datorită avantajelor cumulate pe care le prezintă. Transmisia automată DCT urmărește același trend spre un confort pentru mobilitate, urmată și de reducerea consumului de combustibil și de îmbunătățirea dinamicii vehiculului. Toate acestea sunt posibile prin intermediul unei arhitecturi complexe a TCU pentru controlul motoarelor electrice de tip BLDC. Configurarea unității TCU se realizează în funcție de nivelul de integrare solicitat de producătorii de autovehicule. Există trei variante principale, așa cum este ilustrat în fig.2.6.

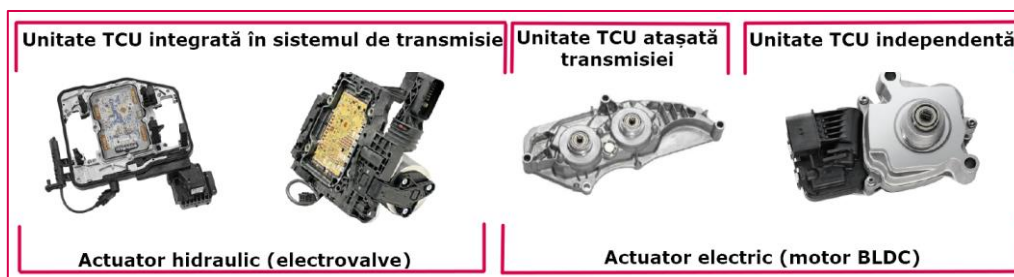


Fig. 2.6. Unitatea TCU: Clasificare în funcție de poziția în autovehicul

Varianta 1: TCU conține patru componente electronice principale și se regăsește sub denumirea de sine stătător, **standalone TCU (sTCU)**. Numele standalone provine și de la faptul că unitatea TCU se poate monta oriunde în

autovehicul, în timp ce motoarele aferente rămân în cadrul sistemului de transmisie. Conexiunea între motoare și TCU se realizează prin cabluri. Excluzând astfel motoarele, unitatea TCU conține:

- Alimentarea principală a sistemului de la baterie (KL30, KL15) și generarea tensiunilor de operare
- Microcontrolerul pentru rularea algoritmilor pentru controlul mișcării
- Puntea trifazată invertoare care permite transformarea curentului continuu în curent alternativ prin intermediul elementelor de comutație.
- Interfațarea microcontrolerului cu puntea invertoare printr-un etaj electronic driver de putere- ASIC (Application Specific Integrated Circuit).

Varianta 2: TCU conține pe lângă cele patru circuite electronice și motorul/motoarele propriu-zise cu senzorii aferenți ce furnizează informații cu privire la poziția rotorică, în baza căreia se rulează algoritmul de control. Denumirea aferentă este de **attached TCU (aTCU)**. Pentru că motorul este parte constituantă a TCU, întregul ansamblu vine atașat de sistemul de transmisie.

Varianta 3 este reprezentată de modelele de TCU integrate complet în sistemul de transmisie al autovehiculelor. Denumirea aferentă este de **integrated TCU (iTCU)**.

O imagine de ansamblu a diferitelor modalități de interconectare internă a principalelor componente constitutive ale unui TCU este prevăzută în fig. 2.7.

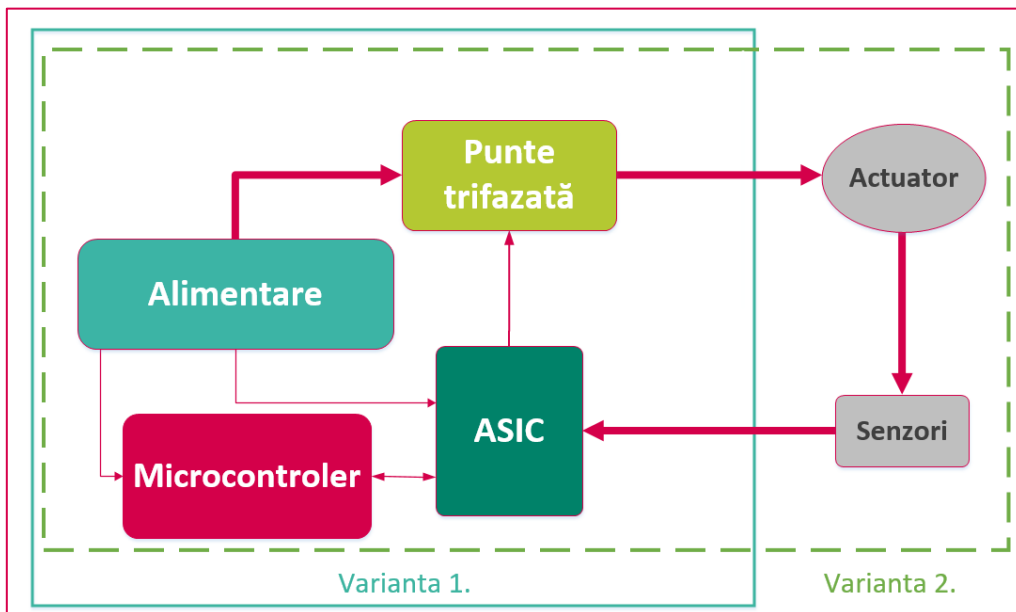


Fig. 2.7. Unitatea TCU: interconectare elemente constitutive

În fig. 2.8 se ilustrează o unitate de control al transmisiei automate, în tehnologie clasică pe PCB (Printed Circuit Board). Acesta este un sistem complet de tipul attached TCU (aTCU), întrucât prezintă motorul integrat.

O astfel de unitate electronică de control al transmisiei automate prezintă următoarele funcții:

- Nivel de siguranță funcțională
- Microcontroler cu mai multe nuclee (core)
- Gamă tensiuni de la +3V la +75V
- Sistem integrat de control motor
- Diagnoză în caz de anomalii implementată în microcontroler, în circuitul de alimentare, în ASIC
- Comunicații CAN-FD/ CAN-FD/ Flexray, seriale

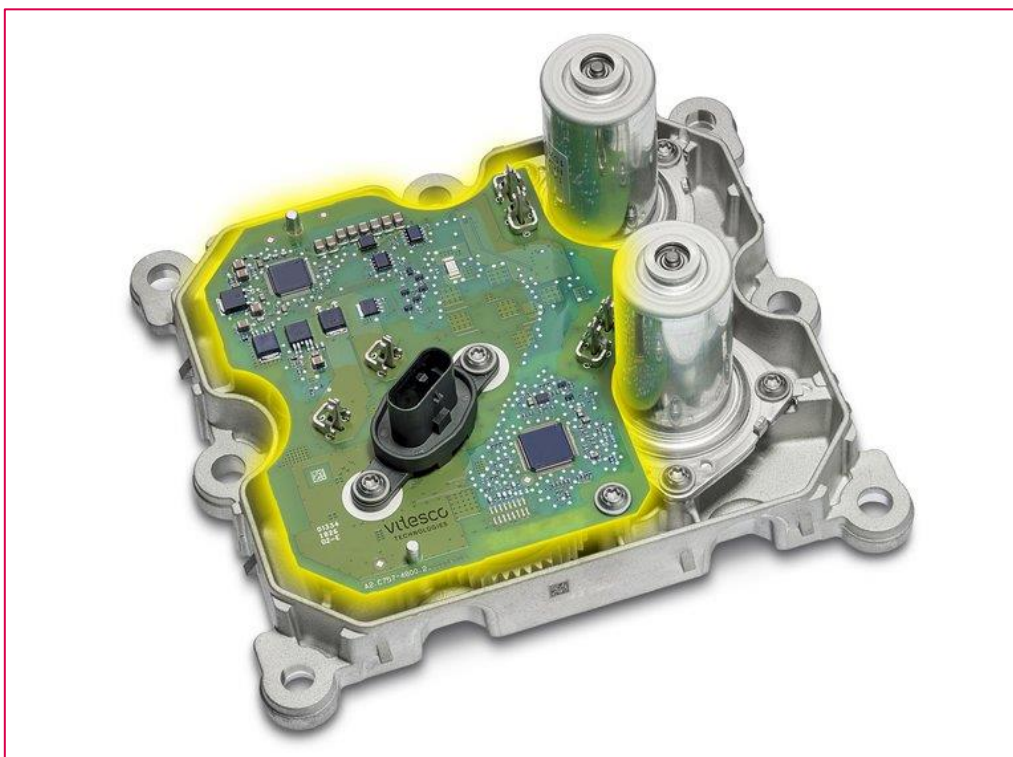


Fig. 2.8. Unitatea TCU: vedere în detaliu [29]

Fiecare circuit în parte trebuie să satisfacă o varietate de cerințe aferente domeniului automotive, dintre care cele mai importante sunt:

- Eficiență înaltă
- Dimensiuni și greutate reduse
- Emisii EMC reduse
- Rezistență la solicitări mecanice sau de mediu
- Diferite moduri de funcționare - continuă, intermitent
- Fiabilitate înaltă
- Siguranță ridicată
- Costuri reduse de implementare/ fabricare

Atât furnizorii de componente electrice semiconductoare, cât și furnizorii de motoare electrice răspund acestor cerințe, oferind produse calificate din punct de vedere automotive care să satisfacă standardele AEC Q100, AEC Q200.

În fig. 2.9 se ilustrează o schemă bloc tipică a sistemului electronic de control al transmisiei ce cuprinde unitatea electronică de control TCU și motorul electric. În cadrul unității electronice de control TCU, microcontroler-ul este componenta principală (master) care comunică pe interfața serială SPI cu circuitul de alimentare și cu driver-ul de motor (slave). Driverul este responsabil la rândul lui de controlul punții invertoare (denumire cunoscută sub forma B6 bridge). Nivelurile de tensiune necesare sunt furnizate de reglatoare de tensiune în comutație sau liniare (slave). Reacția necesară pentru controlul motorului se bazează pe semnalele furnizate de senzori (de curent, de poziție, de flux). Interfațarea unității electronice de control cu autovehiculul se realizează prin intermediul conectorului, iar comunicația se realizează în 90% din cazuri utilizând transmisia CAN sau CAN-FD.

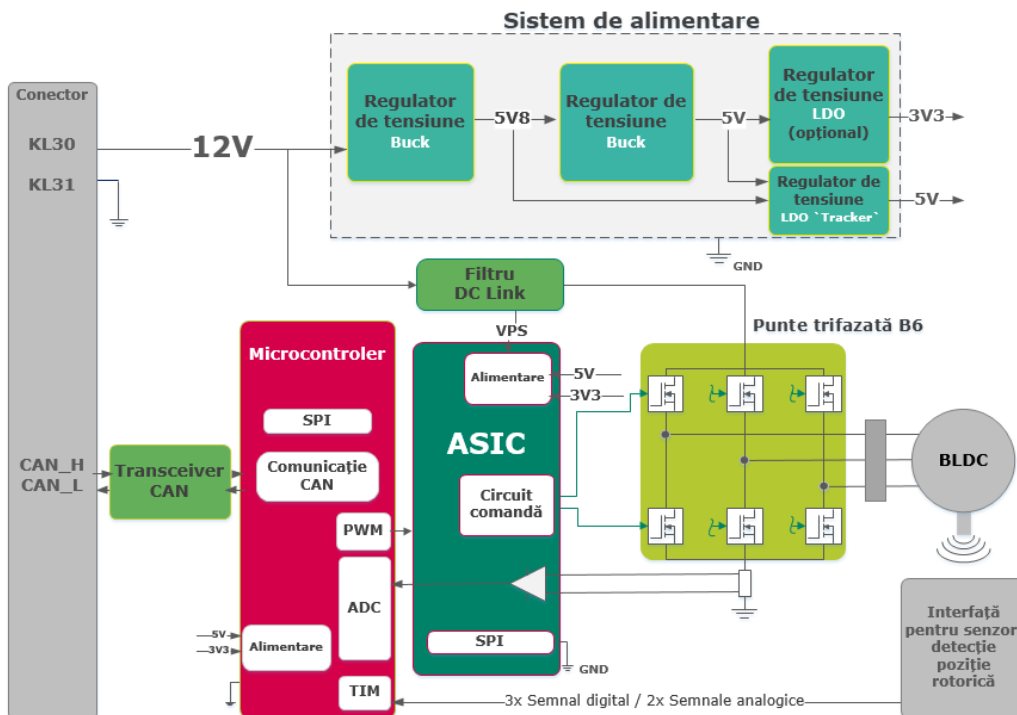


Fig. 2.9. Schemă bloc clasică pentru TCU pentru control motor de tip BLDC

Așa cum se poate distinge din fig 2.9, pentru dezvoltarea TCU se va acorda o atenție deosebită celor 4 componente principale: microcontrolerul, circuitul de alimentare, interfața ASIC de control punte trifazată, și nu în ultimul rând, puntea trifazată B6 cu elementele de comutație constituente. Din punct de vedere al proiectării trebuie să existe o balanță între flexibilitate, performanță și integrare ca spațiu pe PCB. În acest sens, abordarea tradițională este de a dezvolta întreaga unitate electronică doar din componente discrete este deja depășită de utilizarea ASIC-urilor. În cele ce urmează atenția este acordată etapei de proiectare a circuitele

de bază ale TCU, prezentându-se ce fel de cerințe trebuie să îndeplinească pentru o astfel de aplicație și care este implementarea cea mai recentă. Practic se urmărește implementarea completă a modelului V-Cycle prin definire arhitectură – proiectare – validare.

2.2.1. Interfața pentru alimentare

Alimentarea aplicației TCU, fie clasică 12V, fie hibridă 48V, se realizează de la bateria autovehiculului (12/24V – 24/48V). Cerința privind nivelul de tensiune de intrare în fiecare caz este standardizată și prevăzută de standardele LV124 [31] și LV148 [32]. Tot aici se precizează intervalul extins de operare al tensiunilor de intrare (cerința de funcționare chiar și la 3V furnizată de baterie), dar este ilustrat clar și nivelul maxim pentru a rămâne în domeniul tensiunilor joase (low voltage), și anume sub 60V. Astfel, plecând de la această gamă variată a tensiunii provenite de la baterie și la care se adaugă inevitabil o cerință de management energetic, singurele care reprezintă un candidat ideal sunt sursele în comutație.

Pe lângă specificațiile destul de stricte, dezvoltatorul trebuie să ia în calcul:

- Prețul integratului
- Cerințele EMC: circuitul trebuie să fie imun la perturbări ale tensiunii de alimentare, dar fiind o sursă în comutație la mare frecvență de lucru, la rândul lui trebuie să nu afecteze funcționalitatea altor electronice
- Performanța într-un mediu stringent de operare
- Constrângerea de spațiu (capsula circuitelor), care trebuie să ofere consumul de putere solicitat fără a de supraîncălzi.

Alegerea potrivită a circuitului de alimentare în comutație deși reprezintă o sarcină destul de simplă pentru aplicații industriale, la nivel automotive devine mult mai provocatoare. Se cunosc parametri de intrare (tensiunea bateriei, curent), se cunosc parametri aplicației (tensiunea regulată, curent consumat de către aplicație), se alege astfel circuitul integrat de alimentare care să satisfacă cerințele de randament energetic și termic. Însă, de subliniat este faptul că o soluție de alimentare devine satisfăcătoare pentru TCU numai în cazul în care satisface și alte cerințe, precum cele de siguranță alocate **nivelului de siguranță funcțională ASIL** (Automotive Safety Integrity Level). Cel mai strict nivel ASIL este cel de clasă D.

Așadar, pe lângă parametrii de intrare/ieșire, este absolut necesar ca inginerul proiectant să aloce atenție deosebită acestor detalii de siguranță. Adică, circuitul de alimentare trebuie să aibă capacitatea de a controla și supraveghea propriile funcții (wake-up, fail-safe), iar în plus de a monitoriza activitatea microcontrolerelor (Watchdog, reset). De aceea, este destul de important să prezinte și abilitatea de a integra transmițătoare CAN/ CAN-FD, LIN și de a comunica serial cu microcontrolerul. Având în vedere toate aceste aspecte, circuitul de alimentare pentru unitatea electronică de control al transmisiei automate, nu este doar o simplă componentă, ci un circuit integrat denumit specific **SBC – System Basis Chip**. Structura internă este ilustrată în fig. 2.10.

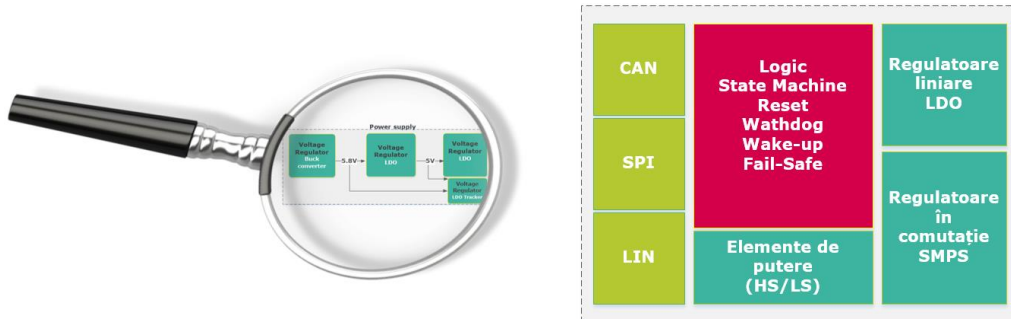


Fig. 2.10. SBC – structura bloc a funcțiilor integrate

În fig. 2.11 se poate vizualiza complexitatea SBC-urilor în funcție de capacitatea de curent oferită și în funcție de nivelul de integrare a transmițătoarelor de comunicare (numărul nodurilor de comunicație). Un circuit high-end SBC este cel ce conține până la 4 transmițătoare de LIN, respectiv CAN/CAN-FD, pentru un curent de ieșire mai mare de 2A. În prezent, magistrala cea mai utilizată este cea de **CAN-FD**. SBC-urile implementează o astfel de interfață cu un bit rate de până la 5Mbit/s. SBC-urile suportă diferite moduri de operare, precum: comunicare Rx-Tx, doar recepție RxOnly, Standby, Sleep și High impedance.

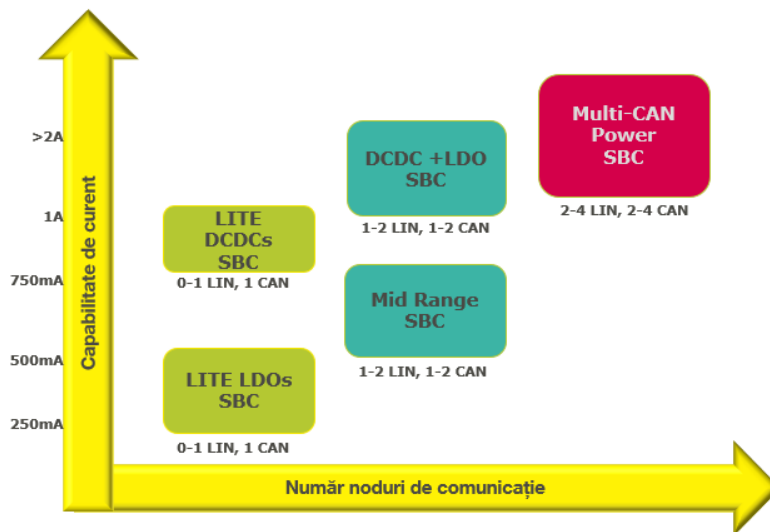


Fig. 2.11. Nivelul de integrare SBC vs. Capacitate de curent cerută

În funcție de modul de alimentare propriu-zis al SBC-ului, se pot distinge 2 moduri de operare:

- Alimentare permanentă de la bateria autovehiculului (Fig. 2.12.a)
- Alimentare intermitentă prin releu (Fig. 2.12.b)

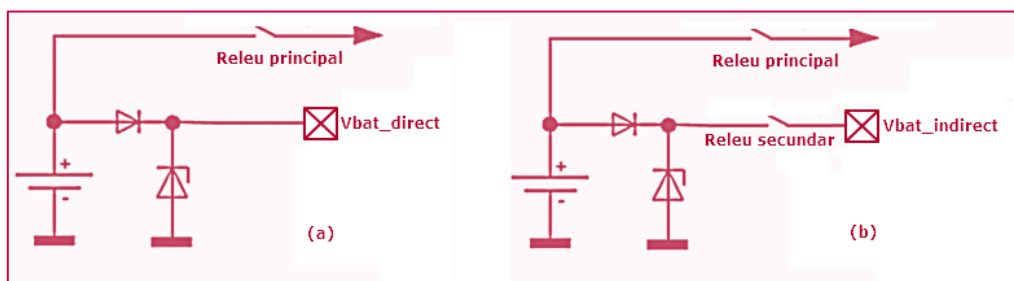


Fig. 2.12. Moduri de alimentare SBC: alimentare directă(a) și alimentare indirectă(b)

Este binecunoscut faptul că nivelurile de tensiune, cerute de microcontroler și de alte circuite electronice aferente TCU, variază în funcție de aplicație de la 1,25V până la 5V, însă așa cum s-a putut observa din figurile anterioare, tensiunea bateriei este de 12V/24 sau 48V. Cu un regulator liniar este evident că nu se poate realiza o astfel de conversie din cauza puterii disipate. În consecință, este nevoie de un **pre-regulator** în comutație.

Pre-regulatorul este un convertor de tensiune în comutație, iar în literatură de regăsește sub denumirea de SMPS – Switched Mode Power Supply. Acesta furnizează o tensiune intermediară, iar numele tensiunii pre-reglate se găsește sub denumire generică de **VPR sau VPRE**. Valoarea tensiunii pre-reglate este fixă, aleasă din intervalul 5,8V-7,5V. Valoarea cea mai comună pentru VPRE este cea de 5,8V. În majoritatea cazurilor, pre-regulatorul este de tipul SMPS coborâtor-ridicător neinvertor (non-inverting Buck-Boost), de o eficiență mai mare de 90%. Elementele de comutație și cele de filtrare cel mai adesea nu sunt integrate în chip, întocmai pentru a elimina potențiale puncte termice din aplicație. Pentru consum de curent mai mic, se pot plasa și în interiorul chipului, ceea ce într-adevăr este un beneficiu pentru control, însă pentru TCU de regulă sunt externe. Bucla de control se realizează în curent (Current Mode Control). Pentru o bună integrare, rețeaua de compensare a buclei de control face parte din structura internă a cipului. Pentru a reduce emisiile pre-regulatorului se poate activa și capacitatea integrată de modelare în spectru larg (tehnologie ce poartă numele de spread spectrum și care modulează simultan un semnal pe mai multe frecvențe).

Nivelul de 5V (denumire generică **VDD5**) pentru partea digitală (Microcontroler, CAN, ASIC-uri) poate fi generat cu un regulator liniar **LDO (Liniar Dropout)**. Acesta furnizează tensiunea de 5V care este generată din tensiunea pre-reglată VPRE. Recentele dezvoltări de TCU iau în calcul ca toată procesarea digitală să fie operabilă doar la nivel de 5V. Unele aplicații rămân la arhitectura clasică de a alimenta partea digitală la **nivelul de 3,3V** (denumire generică **VDD3V3**). Bucla de reacție (feedback) este rezistivă. Aceasta este externă și este ajustată așa încât să se obțină tensiunea dorită, fie 5V, fie 3,3V. Și pentru partea analogică (denumire generică **VDDA**) sau pentru alimentări auxiliare pentru senzori se folosesc regulatoare de tip LDO. Consumul solicitat fiind redus în acest caz, undeva la maxim 100-200mA, acestea au elementul de comutație integrat în SBC. Tot pentru senzori mai pot fi integrate și alte regulatoare liniare sau regulatoare liniare ce doar urmăresc o tensiune prescrisă de tip "voltage tracker".

Nivelul de 1,3V (denumire generică **VDD1V3**) pentru partea de alimentare a microcontrolerului cel mai adesea este furnizat de un regulator sincron coborâtor de tensiune (Buck sincron), datorită consumului mare solicitat chiar până la 1-2A, în funcție de complexitatea microcontrolerului. Frecvența de comutație pentru acest regulator integrat este înaltă, chiar până la 2,5Mhz, astfel aleasă pentru a se minimiza dimensiunea capsulei componentelor aferente cum ar fi bobina de lucru, filtrul de ieșire, ceea ce duce implicit la o reducere de costuri ale aplicației.

Pentru că SBC nu este doar o colecție de regulatoare de tensiune, ci integrează și caracteristici de siguranță, se pune întrebarea care SBC este cel mai potrivit pentru aplicații similare TCU? Răspunsul este destul de simplu, un SBC este pretabil dacă are integrată capacitatea de monitorizare a propriilor funcții, respectiv capacitatea de supraveghere a microcontrolerului.

De monitorizarea microcontrolerului este responsabil modulul **Watchdog**. Acesta generează în mod continuu întrebări către microcontroler într-o secvență bine-definită, la care trebuie să răspundă într-un anumit interval de timp (configurabil de la 1ms până la 1024ms). În cazul în care răspunsul oferit de microcontroler nu este cel așteptat de SBC sau nu este furnizat în timpul prestabilit, se generează o eroare de sistem (Fail safe). Acest set de întrebări/ răspunsuri este cunoscut sub numele de "question/answer challenger". Tot eroare de sistem se generează în următoarele cazuri:

- Supracurent al pre-regulatorului – prin scurtcircuit la baterie (SCB) sau la masă (SCG),
- Supratensiuni (OV - overvoltage) sau sub-tensiuni (UV-undervoltage) pentru VPRE, 5V, 3V3, 1V3
- Supraîncălzire termică (OT- overtemperature)
- OV/UV pentru tensiunea de referință internă VVD_REF

2.2.2. Interfața microcontrolerului

Recentele dezvoltări în tehnologia embedded a microcontrolerelor permit ca motoarele electrice de tip BLDC să fie controlate de către TCU, mult mai eficient și la un preț mai scăzut în comparație cu tehnologia deceniului trecut. Generațiile actuale de microcontrolere dispun de o capacitate mai mare a caracteristicilor analogice, CPU (Central Processing Unit) mai puternic, capacitate de calcul mai mare, periferice mai inteligente, memorii (volatile & nevolatile) mai mari.

Alegerea controlerului va determina practic alegerea componentelor prin intermediul cărora acesta se va conecta la circuitul de alimentare, respectiv la ASIC driver. În aplicații de complexitate TCU se utilizează microcontrolere necesitând următoarele caracteristici funcționale:

- Cel puțin 2-3 nuclee (core) de 32bit
- Frecvența de tact CPU: 133-300MHz
- Operațiuni în virgulă mobilă și fixă, ajungând chiar la un flux de instrucțiuni de 2400 DIMPS (Drystore Million Instruction Per Second)
- Memorie program Flash (ROM) de la 1MByte chiar până la 16MByte ce permite efectuarea de software update
- Memorie de date RAM de mare densitate: 48kbyte-6.9MBRAM
- Temporizator watchdog extins
- Convertor analog-digital redundant: configurație 10-12bit ADC

- Convertor delta-sigma analog-digital (DS-ADC)
- GTM: generic timer module
- Timer Unit avansat pentru generare flexibilă de PWM-uri (Pulse Width Modulation) și hardware input capture (CCU- Capture Control Unit – capture și comparare)
- Periferice de comunicație sincrone și asincrone avansate: CAN, CAN FD, LIN, SPI, FlexRay, Ethernet, SENT, HSSL (pentru interconexiunea a două microcontrolere)
- Compatibilitate și operare robustă la 5V
- Regulator linear sau în comutație integrat (EVR – embedded voltage regulator) pentru generarea tensiunilor de 3,3V și 1,25-1,3V
- Scalabilitate mare
- Capacitate mare de procesare oferit de tehnologia "NanoWatt"
- Nivel de integrare foarte mare: tehnologie de fabricație de 40-65nm MONOS (oxid de metal oxid de nitrură de siliciu)
- Integrare driver automotive AUTOSAR Automotive Open System Architecture: Basic Software (unde, de altfel, este stocat și controlul motorului) + Software aplicativ + Configurare microcontroler;
- CPU load (încărcare CPU) de mai puțin de 3% pentru rularea algoritmului FOC- Field Oriented Control pentru controlul motorului BLDC
- Gamă largă a temperaturii de operare de la -40°C până la +150°C
- Diferite opțiuni de capsule în funcție de complexitate cu un număr variat de pini de la 144-292: TQFP144, LQFP144, LQFP176 sau LFBGA292.

O raportare a performanței microcontrolerului prin prisma numărului de procesoare solicitate la o anumită frecvență și dimensiunea capsulei poate fi vizualizată în fig. 2.13.

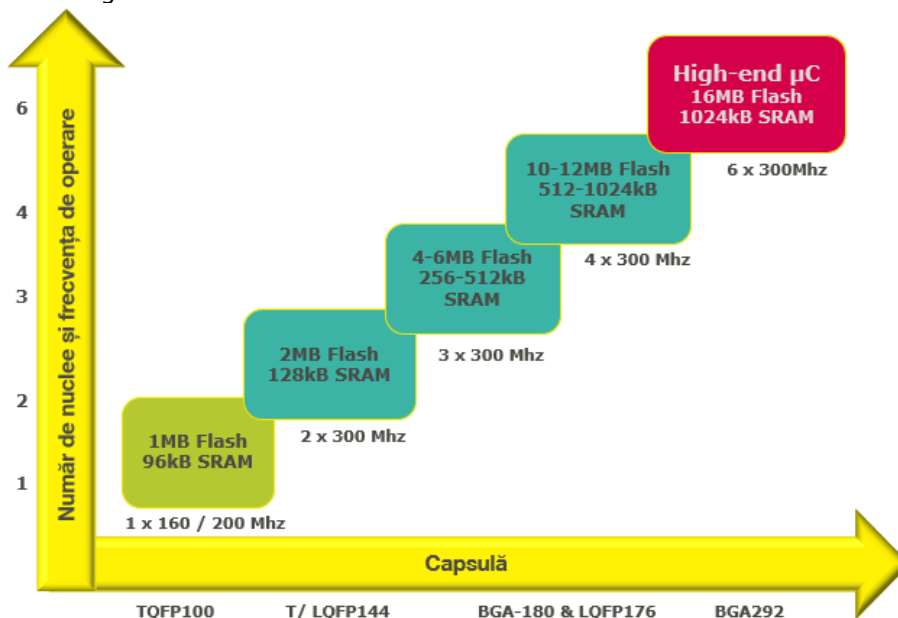


Fig. 2.13. Performanța microcontrolerului vs. Dimensiunea capsulei solicitate

Pe lângă caracteristicile funcționale ale microcontrolerului, sunt absolut necesare și cele legate de siguranță funcțională și securitate cibernetică pentru TCU. În vreme ce complexitatea unei astfel de structuri încapsulate (embedded) este extrem de ridicată, crește în aceeași măsură și provocarea de a avea o componentă stabilă și sigură atât la nivel hardware, cât și software. Pentru proiectarea concludentă a unei astfel de aplicații cu nivel de siguranță ridicat, este obligatoriu ca microcontrolerul să fie dezvoltat de furnizor ca un dispozitiv de supraveghere de siguranță de tip Seooc (Safety Element out of Context). Acest lucru înseamnă că selecția microcontrolerului se realizează în baza cerințelor funcționale ale aplicației, dar și în baza cerințelor de siguranță. În speță, microcontrolerul trebuie să fie înzestrat cu anumite caracteristici pentru certificarea siguranței, precum:

- Nivel de siguranță conform **ASIL C** sau **D** (ISO26262 [33]) și **SIL3** (IEC61508 [34]) și nivel hardware de securitate cibernetică Full EVITA (E-safety Vehicle Intrusion proTected Applications)
- Magistrală de date de mare viteză -**SRI crossbar** (Shared Resource Interconnection). Aceasta folosește conexiuni E2E (end-to-end) pentru a securiza comunicarea de date dintre nuclee și memorie
- Sistem integrat de control al siguranței (**SMU** - Safety Management Unit). Acest modul este responsabil să înregistreze, să proceseze și să evalueze (prin verificări redundante - CRC- Cyclic Redundancy Check) diferite mărimi, precum tensiunile de alimentare primite/furnizate și a frecvența de procesare. Prin intermediul softului se scriu în regiștri toleranțele admise mărimilor monitorizate. În cazul în care valorile măsurate depășesc valorile stocate, se generează o alarmă și se resetează sau se oprește întreg sistemul (reset - POR -Power on Reset)
- Sistem de Securitate (**APS** - Access Permission System)
- SRAM securizat de până la 1Mb
- Modul de criptare **HSM** (Hardware Security Module) integrat, responsabil pentru asigurarea securității cheilor digitale, pentru criptarea și decriptarea semnăturilor digitale și a altor funcții care se doresc a rămâne securizate împotriva atacurilor cibernetice; Ca implementare criptografică satisface standarde, precum AES-128, PKC ECC256/SHA256, AIS31 TRNG (True Random Number Generator)
- Modul **DMA** (Direct Memory Access); Transferurile de date dintre periferie și memorie devin aproape transparente pentru procesorul principal CPU, astfel încât CPU se poate consacra sarcinilor sale de control în timp real
- Nuclee de verificare (**Lockstep checker cores**). Acestea rulează redundant, monitorizând nucleele pe care rulează software-ul principal. În cazul în care apar diferențe de operare, se alertează unitatea SMU printr-un mesaj de eroare pentru a reseta/opri funcționarea
- Cod de corectare a erorilor (ROM-RAM **ECC** - Error Correcting Core) – se monitorizează dacă apare o eroare în ceea ce privește transmiterea, recepția sau stocarea datelor
- **LBIST** Logic Built-In Self-Test (însoțit și de un ABIST – analog BIST) executat la fiecare pornire a aplicației pentru a se asigura că microcontrolerul funcționează corect
- Manager de siguranță **SafeTpack** pentru executarea testelor ciclice și de punere în funcțiune, asigurând funcționarea corectă a nucleelor procesorului Aurix și a magistralelor interne, printr-un amestec de module hardware și software.

O integrare a tuturor caracteristicilor funcționale, incluzând pe cele pentru siguranță/ securitate poate fi vizualizată în fig. 2.14:

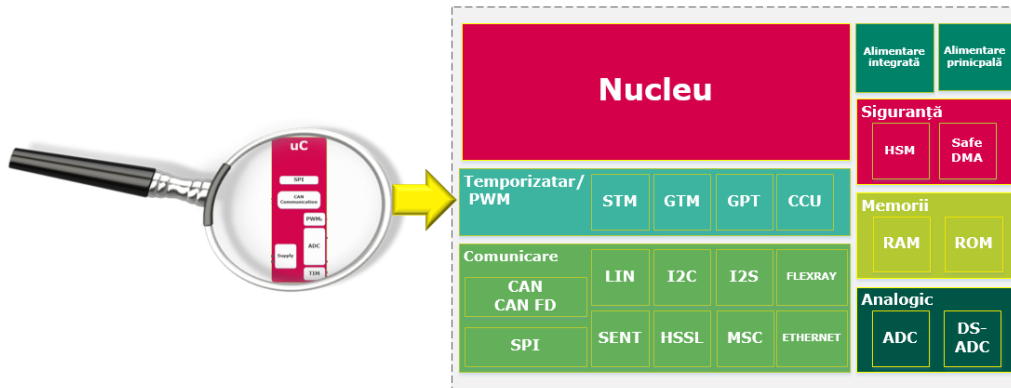


Fig. 2.14. Microcontroler – structura bloc a funcțiilor integrate

Din toate cele enunțate anterior, cu performanțele astfel solicitate, se poate spune că pentru aplicații critice din punct de vedere al siguranței, de exemplu TCU, microcontrolerul solicitat depășește granițele unui simplu microcontroler. Se observă o ușoară tendință de hibridizare practic între microcontroler și DSP (Digital Signal Processor).

Acest lucru face ca microcontrolerul să poată integra până și driver-ul ASIC pentru controlul motorului. Pentru dezvoltări viitoare de aplicații cu nivel mare de siguranță funcțională, necesitatea de ASIC ar putea fi chiar discutabilă, dar cu o astfel de diversitate pentru dezvoltarea capabilității funcțiilor microcontrolerelor, acest lucru ar putea deveni de domeniul trecutului. Este cert însă că dominația configurației microcontroler + ASIC gate driver pentru aplicații cu nivel de siguranță ridicat va mai continua încă mulți ani de acum încolo.

2.2.3. Interfața pentru controlul punții trifazate invertoare

În secțiunea 2.1 s-a evidențiat faptul că motoarele de tip BLDC sunt cele care predomină aplicațiile din domeniul automotive, precum este și sistemul transmisiei automate. Inginerul proiectant hardware trebuie doar să decidă ce soluție este mai potrivită în ceea ce privește metoda de control al punții invertoare dintre cele patru existente:

- pur software
- hardware, din componente discrete
- hardware, folosind module de putere integrate
- hardware, folosind un ASIC specializat

Dezvoltarea controlului unui motor BLDC bazată doar pe **software**, implică faptul că toate partea de control al punții invertoare, măsurare/evaluare a semnalelor de reacție de la motor sunt evaluate doar de microcontroler. Pentru a se putea realiza este practic nevoie de o putere de procesare foarte mare a microcontrolerului în sine, care nu e disponibilă decât în DSP (digital signal processing). Dacă se mai adaugă și toate cerințele de siguranță funcțională și de diagnoză, acest sistem deja nu mai rămâne deloc o opțiune fezabilă datorită prețului uriaș la care se ajunge.

Există însă foarte mulți producători de microcontrolere care au deja integrat algoritmul de control al punții, dar tot este nevoie de diagnoză. Această diagnoză nu se mai poate aplica în interiorul microcontrolerului din cauză că acesta operează la nivel de 3,3V/5V și nu la tensiunea de alimentare a motorului. Prin urmare pe lângă un microcontroler care are driverul de control integrat se solicită încă un circuit suplimentar de monitorizare, ceea ce din nou aduce un cost adițional aplicației. Cu atât mai mult, această soluție nu mai este fezabilă deloc când în cadrul aplicației este necesar controlul mai multor motoare BLDC. Pentru fiecare motor este nevoie de un microcontroler, ceea ce reduce drastic flexibilitatea și scalabilitatea sistemului.

Soluția hardware discretă implică automat o multitudine de circuite electronice doar pentru controlul efectiv al inverterului. La acestea se adaugă cerințele de control compatibil EMC, serviciile de măsurare la o precizie ridicată, monitorizarea și supravegherea eventualelor erori. Abordarea discretă nu este posibilă pentru aplicații de complexitatea TCU prin prisma necesității de spațiu și a costurilor componentelor.

O altă variantă este aceea de a utiliza module cu tranzistoare de putere controlate de către microcontroler. **Modulul de putere** este un sistem ce integrează într-o singură capsulă atât:

- partea de putere invertoare (elemente de putere – ventile- de comutație sincrone dispuse în punte trifazată completă - 6, punte H -4, semipunte - 2)
- partea de control: un controler PWM și alte componente pasive.

Aceste module integrează într-o singură capsulă toată partea de control și elemente le în comutație. La momentul actual, furnizorii de componente pun foarte mare accent pe dezvoltarea acestor tipuri de module de putere, oferind diferite abordări de topologii și arhitecturi care extrag maximul de performanță. Pentru aplicații de putere este absolut necesar să se țină cont de puterea disipată (căldura) în interiorul modulului de putere. Este clar avantajul acestor module de putere, și anume ușurința în integrarea sistemului, dar rămân însoțite de problema puterii

disipate pe care trebuie să o gestioneze în interiorul capsulei. Cu cât curentul sarcinii este mai mare, cu atât puterea disipată este mai mare.

Singura soluție pretabilă pentru TCU, care implică un control performant la cerințe de precizie ridicată, dar în același timp optim din punct de vedere al prețului, rămâne **dezvoltarea hardware pe baza ASIC-urilor**. Pentru un sistem cu mai multe motoare, este nevoie doar de un singur microcontroler și mai multe ASIC-uri, corespunzător numărului de motoare. Foarte multe funcții de control sunt implementate în ASIC, ceea ce implică de obicei o reducere a puterii de procesare solicitată pentru microcontroler. În plus, aceste ASIC-uri sunt dezvoltate într-o tehnologie de semnal mixt (digital și analogic) ce permite integrarea mai multor funcții, compactând astfel sistemul, mărindu-i performanțele și reducând costurile.

O diagramă bloc ce conține funcțiile specifice integrate de ASIC pentru controlul unui motor BLDC poate fi vizualizată în fig. 2.15. Funcțiile principale sunt: modul de control al punții (gate driver), unitatea de măsurare și amplificare a curentului de fază, modulul de detecție a poziției rotorice, sistem de diagnoză, unitate de dezactivare și resetare în caz de erori în funcționare a întregului sub-sistem (ASIC, Invertor, Motor), interfață de comunicare serială SPI (slave) cu microcontrolerul (master). Suplimentar, un ASIC oferă și caracteristici, precum inserarea de timpi morți (dead times) necesari la protecție la conducție simultană (cross-conduction).

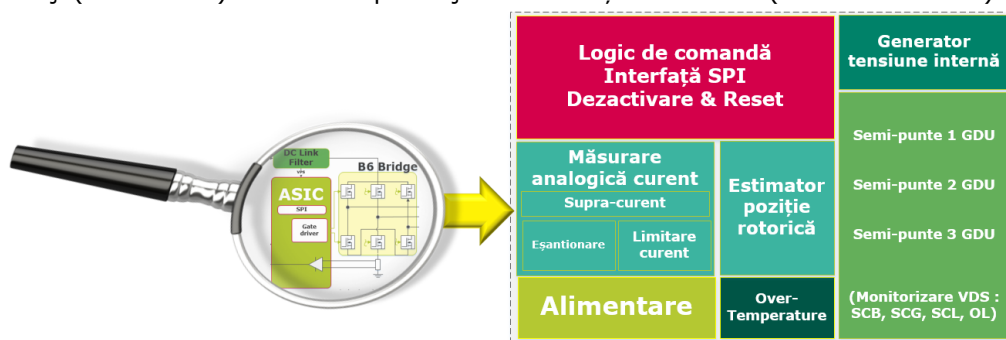


Fig. 2.15. ASIC – structura bloc a funcțiilor integrate

În toate aplicațiile automotive, cu atât mai mult în cazul TCU, este obligatorie detecția condițiilor de eroare. ASIC driver este responsabil de identificarea erorilor și de aplicarea măsurilor de siguranță pentru a proteja întregul sistem TCU + motor. Detectarea condiției de eroare este raportată prin SPI microcontrolerului și este accesibilă prin sistemul de diagnoză. Pentru o aplicație tipică TCU trebuie considerate următoarele tipuri de diagnoze:

- Scurtcircuit la masă pentru fiecare fază a motorului
- Scurtcircuit la baterie pe fiecare fază
- Scurtcircuit între faze
- Rămânerea motorului în 2 faze prin deconectarea uneia ("open load")
- Supraîncălzire (overtemperature)
- Supratensiune (overvoltage) și sub-tensiune (undervoltage) pentru tensiunea de alimentare a unității de putere, pentru tensiunea de alimentare a părții digitale, a părții analogice și a tensiunii generate intern
- Eroare a semnalelor de intrare pentru monitorizarea poziției rotorice

Topologia punții trifazate invertoare B6 este cea mai folosită pentru controlul motoarelor BLDC. Aceasta are 6 elemente în comutație: 3 alcătuiesc etajul superior (HS- highside), iar 3 etajul inferior (LS -lowside). Ca și elemente de comutație se utilizează pe scară largă tranzistoarele de putere de tip **MOSFET cu canal N (N-channel)**. Deși este clar că folosirea tranzistoarelor cu canal P (P-channel) atrage simplificarea tehnicii de control al porții tranzistoarelor din etajul superior, acestea nu reprezintă o soluție fezabilă, întrucât crește costul aplicației, datorită costului în sine al tranzistorului. Un MOSFET de tip P va fi întotdeauna mai scump decât dispozitivul N-channel echivalent pentru a avea aceeași rezistență drenă-sursă de on (R_{DS_on}).

În funcție de tensiunea de operare a aplicației și frecvența de comutație, se folosesc și tranzistoarele de tip IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor). În momentul de față se studiază intens introducerea unei noi tehnologii pentru tranzistoare denumită: bandă interzisă largă - wide bandgap (WBG), tipurile de tranzistoare fiind: MOSFET SIC (Silicium Carbide) și GaN (Gallium Nitride) [36],[37]. Implementarea în aplicații TCU a acestora din urmă nu se pretează actualmente din cauza prețului de achiziție încă foarte ridicat.

Tensiunea de prag pentru controlul grilei (porții) unui MOSFET de putere cu canal N este în jurul a 3-5V, iar tensiunea grilă-sursă (V_{GS}) este în jur de 10V. Se dorește ca tensiunea V_{GS} să fie cât mai mare pentru a asigura o valoare cât mai mică a R_{DS_on} , deci implicit pentru a minimiza pierderile în conducție. Având în vedere aceste aspecte, funcțiile care trebuie exercitate de ASIC sunt:

- Translatarea PWM-urilor de nivel logic furnizate de microcontroler pentru a genera un potențial de 10 – 15V V_{GS} pentru controlul tranzistoarelor;
- Generarea unui curent suficient de mare de control al porții în timpul comutărilor pentru anihilarea efectului parazit generat de capacitatea Miller.

Generarea tensiunilor de comandă V_{GS} grilă-sursă pentru tranzistoarele LS este facilă, ele având sursa conectată la masă (GND). În schimb, pentru generarea tensiunilor V_{GS} corespunzătoare tranzistoarelor HS este mai dificil, deoarece sursa este conectată la faza motorului, deci implicit este flotantă. Circuitul de control pentru etajul superior HS trebuie să genereze astfel o tensiune mai mare cu 10–15V decât tensiunea sursei, deci ar trebui să ajungă la 20-25V, iar acest lucru nu este posibil fără circuite adiționale. Printre cele mai economice și utilizate circuite sunt așa-numitele circuite de bootstrap sau cele de charge-pump.

Atât circuitul de bootstrap, cât și cel de charge-pump utilizează energia stocată într-un condensator de tip ceramic MLCC (Multilayer Ceramic Capacitor), denumit tank sau buffer. Acesta trebuie să stocheze destulă energie pentru a susține tensiunea necesară de control al porții atunci când tranzistoarele high side sunt în conducție. Aceasta este o limitare a tensiunii de alimentare cu bootstrap – tranzistorul HS nu poate fi în conducție un timp nedefinit, și de preferat pentru aplicațiile TCU sunt circuitele charge-pump chiar în două etaje (dual charge-pump). Dimensiunea condensatoarelor poate fi modificată pentru creșterea domeniului ciclurilor de sarcină, însă în acest caz inginerul proiectant trebuie să acorde o atenție sporită și efectelor termice care pot îmbătrâni prematur componentele.

2.3. Concluzii

În acest capitol s-a realizat un studiu sintetic al dinamicii domeniului automotive, a cărei evoluție are un ritm alert și se datorează în mare măsură competiției la nivel global dintre producătorii autovehiculelor, producătorii unităților electronice de control și cei ai componentelor electronice. Condiția esențială care trebuie îndeplinită de către fiecare dintre aceștia, pentru a putea rămâne activ și vizibil în acest domeniu este permanenta adaptabilitate la noile fluxuri de dezvoltare. Este și cazul sistemelor de transmisie. Autorul a prezentat evoluția sistemului de transmisie, evidențiind popularitatea de care se bucură transmisiile automate în momentul de față, întocmai ca efect al tranziției spre electrificare. Acesta reprezintă și motivul pentru care s-a acordat o atenție sporită procesului de dezvoltare a unităților electronice de control al transmisiei automate - TCU.

Și acestea se supun trendului schimbărilor, prezentând o complexitate mult mai mare la care se mai adaugă și exigența calității și a siguranței funcționale. Pentru inginerii proiectanți hardware se impune o perpetuă cercetare, dezvoltare și implementare de noi soluții pentru obținerea unităților cu performanțe superioare, cu un cost cât mai scăzut și dezvoltate într-un timp cât mai scurt.

Unitatea electronică TCU este considerată a fi un subsistem foarte bine definit, cu o maturitate mare câștigată de-a lungul anilor. Cu toate acestea, în cadrul acestui capitol s-a subliniat că este deosebit de important să se traseze tot procesul de dezvoltare a unității, întrucât industria trebuie să urmeze noul trend de electrificare, deci implementarea de noi soluții tehnologice. Această evoluție permite așadar propunerea de arhitecturi complet noi sau îmbunătățirea celor existente. Fiecare arhitectură trebuie să respecte procesul de dezvoltare (conform V-cycle). S-a prezentat strategia dezvoltării unui TCU în 3 etape complete și definitorii: definirea cerințelor de proiectare, proiectarea propriu-zisă și nu în ultimul rând validarea/verificarea produsului. Se poate conchide că doar după parcurgerea și implementarea cu rigurozitate a celor 3 etape (concept-proiectare-validare) unitatea TCU poate fi considerată robustă, fiabilă, performantă, sigură și pregătită pentru industrializare.

Plecând de la prima etapă a procesului de dezvoltare, definirea cerințelor și a conceptului, studiul oferă și o sinteză a cerințe de bază ce stau la proiectarea unui TCU. De asemenea s-a ilustrat o arhitectură TCU ce expune stadiul actual al dezvoltării din domeniu, aceasta având o configurație individuală, care este pretabilă pentru transmisia automată cu dublu ambreiaj. S-a prezentat în detaliu, aplicând cercetarea de tip descriptiv, structura și funcționalitatea celor 4 elemente definitorii din construcția unui TCU: circuitul de alimentare, cel de control al punții invertoare, elementele de comutație din puntea invertoare și circuitul principal de control reprezentat de microcontroler. Ca urmare a complexității acestor componente electronice, precum și a cerințelor de înaltă siguranță ce trebuie îndeplinite, rezultă ca fiind necesară implementarea cercetării de tip experimental, lucru care va fi, de altfel, aplicat în capitolele 3,4,5 și 6.

Descriere sintetică:

- Prezentarea succintă a unui scurt istoric privitor la evoluția sistemelor de transmisie automată și a unităților electronice de control ale transmisiei automate
- Clasificarea sistemelor de transmisie automată și evidențierea ultimelor tendințe de integrate pentru autovehicule
- Prezentarea tuturor configurațiilor actuale de unități electronice de control în funcție de localizarea lor în autovehicul și în funcție de tipul sistemului de acționare (electrohidraulic sau electromecanic)
- Definierea procesului de dezvoltare a unui TCU în conformitate cu modelul "V-cycle: concept – proiectare - validare
- Prezentarea în detaliu, în baza experienței proprii, a fiecărei etape pentru dezvoltarea unui TCU: definirea și analiza cerințelor, implementarea arhitecturii și proiectarea propriu-zisă plecând de la modelare/simulare/calcul și la final validarea proiectului în urma măsurărilor experimentale.
- Definierea procedurii de proiectare a unui TCU, în baza experienței proprii, prin conturarea clară a celor mai semnificative cerințe: localizarea TCU, puterea motorului, algoritmul de control pentru motor, cerințele de siguranță și de securitate cibernetică, cerințele de funcționalitate specifice producătorului autovehiculului, condițiile de operare, nivelul de integrare, și nu în ultimul rând, costul total
- Sinteza cerințelor de proiectare a unității electronice de control al transmisiei automate și identificarea oportunităților de îmbunătățire privind performanța acesteia
- Abordarea analitică și descriptivă cu privire la ultimele tehnologii ale componentelor electronice aferente TCU.
- Prezentarea amănunțită a circuitelor principale din structura unui TCU în vederea unei selecții adecvate ce corespunde cerințelor aplicației: sistemul de alimentare, microcontroler, circuitul de control al punții invertoare și elementele de comutație aferente.

3. CONTRIBUȚII LA SISTEMUL DE ALIMENTARE, ÎN CONDIȚII DE SIGURANȚĂ, A UNITĂȚII ELECTRONICE DE CONTROL AL TRANSMISIEI AUTOMATE

Așa cum s-a precizat în capitolul anterior, unitatea electronică de control al transmisiei este modulul cu cea mai dinamică expansiune. De asemenea, s-a evidențiat și faptul că un proces de dezvoltare bine conturat și corect implementat, poate influența și susține traseul spre succes al unui TCU indiferent de gradul de complexitate pe care îl prezintă. Cu toate acestea, complexitatea unui TCU este pusă în valoare întocmai de provocarea la care trebuie să răspundă inginerii hardware, aceea de a elabora și fundamenta arhitectura TCU și de a ști să selecteze componentele aferente așa încât să fie satisfăcute toate cerințele aplicației.

Având în vedere faptul că TCU are un nivel ridicat de siguranță funcțională, este esențial ca acestea să conțină componente integrate performante dintre care cele mai importante sunt: **microcontrolerul (MCU) și circuitul integrat de alimentare- system basis chip (SBC)**. Prin prisma siguranței, este imperios necesar ca acestea să prezinte capabilitatea de detecție a defectelor, fie a celor provocate extern de către sistem, fie a propriilor erori. În plus, ansamblul MCU + SBC trebuie să fie înzestrat și cu abilitatea de reconfigurare sau ajustare a controlului transmisiei, astfel încât să prevină totodată propagarea posibilelor defecte.

În domeniul vast al proiectării unităților electronice există numeroase cercetări și publicații științifice de actualitate, însă majoritatea dintre acestea tratează separat cele două circuite: fie sunt focalizate pe circuitele de alimentare, fie tratează aspecte legate doar de microcontroler. De aceea, în cadrul acestui capitol se propune un studiu integral pentru interconectarea microcontrolerului și a circuitului de alimentare într-o aplicație cu nivel de siguranță ridicat [38]. Se urmăresc două **obiective** principale:

- *Dezvoltarea unei arhitecturi TCU hardware de referință în baza unui nou concept de alimentare unică între MCU și SBC*
- *Dezvoltarea unui concept de referință de oprire a TCU în condiții de siguranță, în caz de eroare*

În vederea atingerii obiectivelor definite, structura capitolului se fundamentează în baza a **4 direcții** strategice după cum urmează:

- Studiul analitic: investigarea "pieței" semiconductorilor în vederea selectării adecvate a componentelor de interes: MCU + SBC
- Definirea procedurii de proiectare: propunerea, în baza experienței din activitatea profesională și în baza modelului teoretic V-cycle, a unei proceduri de proiectare pentru un concept de alimentare nou
- Propunerea unei noi arhitecturi de alimentare
- Propunerea unei noi arhitecturi de activare a siguranței funcționale

3.1. Introducere

Este bine cunoscut faptul că în situația circuitelor electronice integrate, folosite în industria producătoare de autovehicule, tendința este de micșorare a dimensiunii capsulei. Procesele monolitice avansate ajută la reducerea dimensiunii pastilei de siliciu și permit utilizarea unei capsule mai mici. În același timp, se evidențiază o dezvoltare continuă a performanței acestora, datorată integrării complexe a mai multor funcționalități. Microcontrolerile și circuitele inteligente de alimentare de tip SBC reprezintă astfel de circuite integrate ce au în vedere raportul performanță versus dimensiuni fizice. Majoritatea integrează sisteme de monitorizare, diagnostică și management al tensiunii generate, respectiv a curentului consumat [39].

Microcontrolerile, pe lângă funcția primară de a fi "creierul" unității electronice, mai pot integra și funcții de generare de tensiune pentru alimentarea circuitelor proprii. Aceste circuite se regăsesc sub denumirea de **regulatoare de tensiune integrate: embedded/ internal voltage regulators (EVR / IVR)** și sunt practic regulatoare în comutație de tip buck sau regulatoare liniare (LDO). Ceea ce este special la acest tip de microcontrolere, este că acest EVR solicită alimentare unică (doar nivelul de 5V). Microcontrolerile cu EVR își pot genera singure tensiunile solicitate de 3,3V și 1,8V/1,3V/1,25V. Așa cum sugerează și denumirea "embedded", componentele aferente reguletoarelor sunt integrate total sau parțial în microcontroler. Ca urmare a acestor funcționalități, utilizarea microcontrolerelor cu performanță ridicată câștigă din ce în ce mai multă popularitate. La acest trend mai contribuie și creșterea necesității de siguranță funcțională și securitate cibernetică, creșterea nivelului de autonomie și electrificarea datorată reglementărilor guvernamentale de reducere a emisiilor CO2 [40].

SBC-urile, în aceeași manieră, pe lângă funcția de bază de a fi surse de tensiune, reprezentând în mod figurat "inima" unei unități electronice de control al transmisiei automate, integrează și alte funcționalități cum ar fi transmițător integrat pentru interfețe de comunicație, funcții de supraveghere de tipul intrării logice de trezire (wakeup), watchdog, generatoare de resetare, ieșiri speciale pentru arhitectura de siguranță, ieșiri de întrerupere [41]. Dispozitivele SBC nu sunt noi pe piața automotive, însă utilizarea lor a crescut în ultima perioadă datorită nivelului ridicat de integrare, performanței și fiabilității.

Având în vedere că în absolut orice domeniu este prezentă tendința reducerii de costuri, la fel și în automotive primează acest aspect. **Microcontrolerile cu EVR și SBC-urile** prezintă avantajul integrării, ceea ce le face soluția perfectă pentru a limita costurile de proiectare [42]. Costul unității electronice de control al transmisiei automate este redus semnificativ prin integrarea componentelor discrete. Cu toate acestea, important de reținut este faptul că nu toate componentele pot fi integrate total. Datorită disipării limitate a puterii pentru capsulele componentelor din ce în ce mai mici, unele elemente de putere rămân totuși discrete. O putere disipată mai mică în interiorul componentei are un impact pozitiv asupra duratei de viață. În acest sens, unii producători recomandă ca unele componente ale reguletoarelor, precum elementele de comutație, bobinele de lucru sau filtrele de intrare/ieșire să fie plasate în exterior. În fig. 3.1 se ilustrează trei niveluri de integrare: discretă, medie și integrare înaltă, cea din urmă fiind și cea mai provocatoare din punct de vedere al stabilității termice și al siguranței.

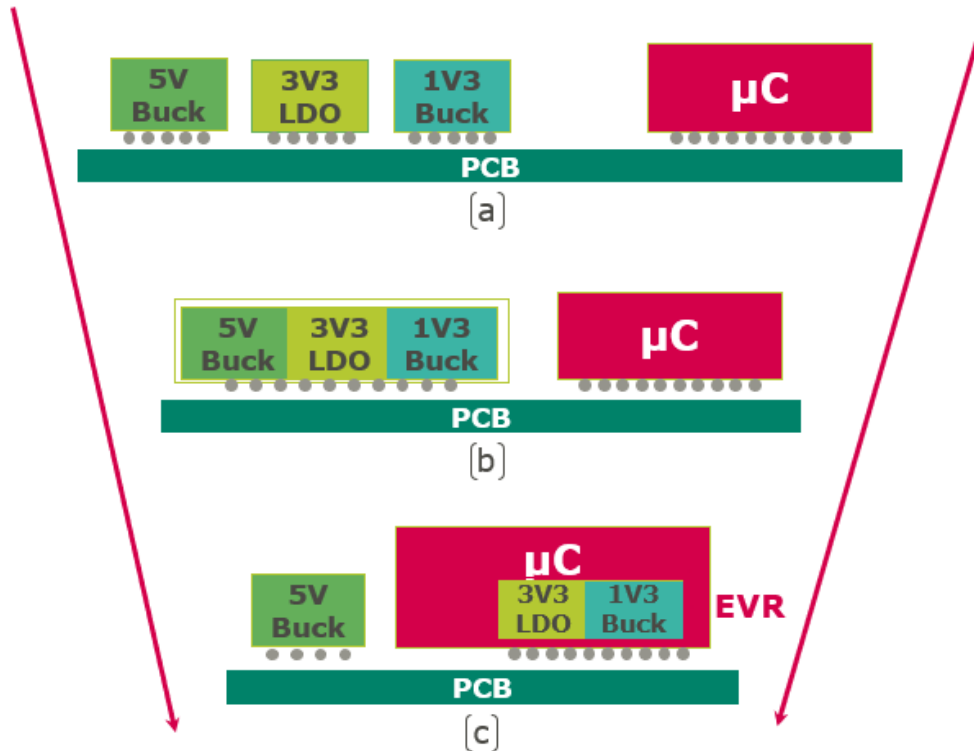


Fig. 3.1. Nivel de integrare circuit de alimentare: a) Reglatoare discrete și microcontroler; b) SBC și microcontroler c) Regulator unic 5V și microcontroler cu EVR

În ceea ce privește soluția de integrare, decizia aparține inginerului hardware, însă este cert că se pot deduce diferențe destul de importante între cele 3 abordări. În tabelul 3.1 este efectuată o analiză comparativă privind stadiul de integrare al circuitelor de alimentare pentru microcontroler.

Tabel 3.1. Analiză comparativă a nivelului de integrare al componentelor

Cerințe	Integrare discretă	Integrare medie	Integrare înaltă
Spațiu cerut pe PCB	Mare	Mediu	Mic
Flexibilitate/ Scalabilitate	Ridicată	Medie	Medie
Siguranță și securitate	Mică	Mică/Medie	Ridicată
Costuri totale	Mari	Mici/Medii	Mici/Medii

Fără îndoială, costul produsului final cu nivel ridicat de integrare este relevant, dar și siguranța funcțională și securitatea cibernetică reprezintă cerințe cheie aferente industriei automotivă. Siguranța funcțională devine notorie în special pentru aplicațiile ce conțin control electronic cum ar fi aplicațiile de tip transmisie automată. În momentul de față, noțiunea de siguranță pentru automotivă ocupă același rang cu noțiunea de calitate. Cum pentru un produs TCU de calitate, este nevoie ca fiecare proces la care este supus să fie calitativ, similar este și pentru noțiunea de siguranță. Aceasta nu se poate adăuga la finalul proiectării TCU. Este absolut necesar ca cerința de siguranță să fie implementată pe întreg parcursul ciclului de dezvoltare a unei unități electronice de control, fără a exista granițe vizibile între începutul și finalul proiectării. De asemenea, unitatea TCU trebuie să fie sigură în orice moment: la inițializare, la pornire, la oprire, în funcționare și în standby.

Un circuit integrat de tip SBC sprijină monitorizarea independentă a parametrilor critici de siguranță, de exemplu reprezintă o funcție esențială pentru gestionarea energiei și a puterii sistemelor de management al bateriei, precum și a controlului direcției și transmisiei în aplicațiile vehiculelor electrice și hibride. În toate aceste cazuri, SBC trebuie să îndeplinească ASIL nivelul C, chiar mai mult ASIL D și trebuie să fie compatibil cu **ISO26262** [33] ("Siguranță electrică/electronică pentru sisteme existente în vehiculele rutiere") și **IEC61508** [34] („Securitatea funcțională a sistemelor electrice/electronice/electronice programabile legate de siguranță”). Prin urmare, diagnosticarea avansată a gestionării energiei trebuie să declanșeze starea de siguranță atunci când este solicitată de sistem [42]-[44]. Starea de siguranță diferă de la un sistem la altul, iar pentru TCU, starea de siguranță se traduce prin oprirea întregului sistem. În schimb, pentru sistemul de frânare activă sau airbag, starea de siguranță se declanșează prin activarea sistemului.

Plecând de la această cerință obligatorie, de satisfacere a condiției de siguranță funcțională pentru o unitate electronică, va fi astfel esențial ca și componentele aferente să îndeplinească cerința. Într-o aplicație tipică, precum unitatea electronică de control al transmisiei automate, microcontrolerul are rol de circuit dominant (master) și controlează SBC (slave) printr-o interfață periferică serială (SPI). Atât microcontrolerul, cât și SBC-ul, fiind componente principale, vor trebui să îndeplinească cerința de siguranță funcțională. De aceea, fiecare componentă dispune de propriul mecanism de verificare a siguranței în funcționare. Operabilitatea în condiții de siguranță este asigurată de capacitatea microcontrolerului și a SBC-ului de a se auto-monitoriza, dar și de a se analiza reciproc pentru a detecta eventuale erori. Și în acest caz, detecția erorilor trebuie efectuată în orice moment atât în funcționarea propriu-zisă, cât și la inițializare/pornire/ oprire/ standby.

Provocarea de proiectare pentru inginerii hardware constă tocmai în interconectarea celor două circuite embedded. Acestea trebuie să funcționeze în condiții de deplină siguranță, dar într-un mediu ostil de operare. În plus, proiectarea trebuie să se realizeze și într-un mod inovativ pentru a aduce o notă de competitivitate a produsului finit [45]. În cele ce urmează se va pune accent pe proiectarea unui produs competitiv, de înaltă integrare, robust tehnic și stabil din punct de vedere al siguranței.

3.2. Provocări de proiectare

Importanța siguranței se poate deduce din cele enunțate anterior. Prin urmare, obiectivul proiectanților hardware pentru unitățile de control al transmisiei automate este acela de a dezvolta concepte de siguranță concludente. Pentru atingerea acestui obiectiv, se ia în calcul fiecare componentă în parte, până la cele mai mici detalii, iar în acest sens faza de selecție a componentelor este definitorie pentru întreg produsul. Microcontrolerul și SBC-ul sunt așadar în prim-plan în ceea ce privește alegere oportună de componente aferentă TCU.

3.2.1. Selecția adecvată a microcontrolerului

Microcontrolerile folosite în industria automotive sunt concepute pentru a îndeplini anumite sarcini, în funcție de sistemul din care fac parte. Tehnologiile utilizate pentru microcontrolere asigură atât controlul software, cât și activități de gestionare a unor eventuale erori (proprie sau specifice sistemului integrant) la un nivel maxim de performanță. Pentru implementarea aplicației dorite este necesar să se aleagă microcontrolerul cel mai potrivit în funcție de tipul vehiculului, respectiv de sistemul din care face parte. În funcție de tipul vehiculelor, acestea se clasifică în microcontrolere pentru vehicule de pasageri, vehicule comerciale sau vehicule electrice. În funcție de sistemul în care sunt integrate, microcontrolerile pot avea următoarele aplicații de bază: powertrain & chassis, electro-mobility, body control electronics și telematics & infotainment (ADAS – Advance Driving Assistant Systems).

Selecția pentru microcontrolerul aferent TCU se face din domeniul transmisiei, denumit în literatură **powertrain- 32-bit microcontrollers**. Acestea dispun de tehnologia ARM Cortex pentru unitatea de procesare (CPU – Central Processing Unit). ARM cortex poate fi de tip M (embedded, de exemplu M0, M0+, M4, M5, M7) sau de tip R (real-time, de exemplu R5, R4). O alegere potrivită sunt microcontrolerile 32-bit, iar diferențierea lor se va face cu predilecție în baza următorilor parametri: memorie de programare/de date, interfețe de comunicare, periferice de tip convertoare analogic-digital (ADC) sau digital-analogic, periferice seriale, temporizatoare (timer), securitate cibernetică și siguranță funcțională, intrări/ieșiri digitale, tehnologia de gestionare a puterii și altele. "**Piața**" **microcontrolerelor** este foarte ofertantă, iar principalii furnizori de microcontrolere pentru industria automotive sunt [46]:

1. Infineon Technologies AG
2. Texas Instrument Incorporated
3. STMicroelectronics
4. NXP Semiconductor N.V. / Nxpperia
5. Microchip Technology Inc. (filiala Atmel Automotive)
6. Renesas Electronic Corporation (sediul Koto, Tokyo, Japonia)
7. On Semiconductor
8. Maxim Integrated
9. ROHM Semiconductors (sediul Ukyo Ward, Kyoto, Japonia)
10. Toshiba Corporation (sediul Minato, Tokyo, Japonia)
11. Cypress Semiconductors (filială a Infineon Technologies AG, sediul San Jose, California, Statele Unite)

50 Contribuții la sistemul de alimentare, în condiții de siguranță, a unității electronice de control al transmisiei automate – 3

Tabelul 3.2 se concentrează pe o analiză comparativă în ceea ce privește caracteristicile de performanță și siguranță pentru un top 5 ai liderilor de piață. În vederea unei selecții adecvate și echilibrate pentru TCU, s-a ales microcontrolerul de ultimă generație din portofoliul fiecărui producător.

Tabel 3.2. Analiză comparativă microcontrolere

Caracteristici & Cod de control al producătorului		1	2	3	4	5
		TC39x	Stellar P series	RH850/C 1M-Ax	S32K3	Hercules
		TC397 [53],[54]	SR6P7C3 [56]	R7F7012 75EABG-C#AC6 [57]	S32K 358 [58]	TMS570L C4357 [59]
Procesor CPU	Tip nuclee	Autrrix TriCore	ARM Cortex R52	ARM RZ	ARM Cortex CM7 LS + CM7	ARM Cortex-R5F
	Nuclee/Checker	6/4	4/2	2/1	1/1	2/1
	Frecvența	300MHz	400MHz	320Mhz	240MHz	300MHz
Memorie	Flash	16MB	20MB	4MB	8MB	4MB
	RAM	1024kB	512kB	448kB	512kB	512kB
ADC	Număr module ADC	8/4	3	2	3	2
	Număr canale ADC	64/60	24	48	24	41/25
DMA	Număr canale	128	16	8	32	32
Timer	GTM TIM/ TOM	64/192	168	64/32	75/28	128
	CCU/GPT	2	2	2	2	2
Interfete	CAN FD	12	11	3	8	4
	SPI	6	10	4	4	5
	I2C	2	4	-	2	2
	SENT	25	15	4	6	-
	PSIS	1	2	-	-	-
	MSC	4	6	-	-	-
	Flexray	2	2	2	-	2
Siguranță	Altele	1 Ethernet 2 HSSL	-	3 LIN	1 Ethernet	2 LIN 4 UART
	ASIL	D	Up to D	C	D	D
Securitate	SMU	da	da	da	da	da
	PMU	da	da	da	da	da
Alimentare	HSM	da	da	da	da	da
T _J	EVR	3,3V & 1,25V	nu	nu	nu	nu
	Val. maximă	125°C	125 °C	150 °C	125 °C	125 °C
Dimensiune capsulă		FBGA-292	FPBGA 292	BGA252	172 QFP 289 BGA	337 BGA
Arhitectura Software		Autosar	Autosar	Powersar	Autosar	Autosar

3.2.2. Selecția adecvată a circuitului de alimentare de tip SBC

Unitățile de alimentare de tip SBC au potențial de a adăuga valoare în multe domenii, precum telecomunicații, informatică, sisteme de alimentare cu acumulatori, robotică, echipamente medicale, industriale sau militare. În prezent, una dintre industriile care le utilizează din ce în ce mai mult este chiar industria automotive. Aceste circuite de tip integrat oferă reglarea tensiunii de la nivelul bateriei la nivelul solicitat de aplicație (de la 14V la 6-8V și mai apoi la 5V, 3,3V, 1,8V, 1,3V). În plus, pe lângă funcția de alimentare, acestea prezintă circuite specializate de diagnoză și monitorizare pentru a satisface cerințe de siguranță, circuite optimizate pentru un management al consumului și circuite de comunicare. Considerând acest ansamblu de funcționalități integrate, SBC-urile sunt folosite pe scară largă în mai multe ramuri din industria automotive dintre care: Powertrain, ADAS, Body system, eletro-mobility.

Selecția adecvată pentru aplicații de tip powertrain reprezintă un proces complex, întrucât funcțiile SBC-urilor trebuie să corespundă standardelor de siguranță pentru ASIL ridicat. SBC-ul selectat necesită o atenție deosebită și o investigație amplă, deoarece soluția oferită determină direct funcționarea corectă a unui ECU și indirect fiabilitatea și durata de viață a întregului sistem. La activitatea de selecție a SBC se mai adaugă și satisfacerea unor specificații funcționale impuse de producătorul de autovehicule, necesitatea de inovație, cerințe de performanță și satisfacerea unor restricții impuse de procesul de proiectare însuși având în vedere că aceste circuite de alimentare sunt dedicate în principal alimentării microcontrolerului și a circuitelor de control al motoarelor.

Ca și caracteristici principale ce trebuie considerate la alegerea unui SBC ar fi: gama de tensiuni de intrare, numărul de regulatoare și topologia acestora, numărul de transmițătoare CAN integrate, consum redus, capacitate mare de curent de ieșire, funcții de siguranță implementate, comunicarea serială, dimensiunea capsulei. Având în vedere toate aceste funcții, o soluție potrivită aplicației reprezintă, în cele din urmă, un compromis între flexibilitate, cost, dimensiune și performanță [27]. Beneficiind de o abordare etapizată, sarcina alegerii circuitului de alimentare de tip SBC nu ar trebui să fie dificilă, având în vedere **portofoliul de componente existent pe piața semiconductoarelor SBC**. În acest domeniu se remarcă mai mulți producători pentru industria automotive [47]:

1. NXP Semiconductor NV (sediul Eindhoven, Olanda)
2. Nexperia (companie desprinsă din NXP, sediul Nijmegen, Olanda)
3. Texas Instruments, Inc. (sediul Dallas, Statele Unite)
4. Robert Bosch GmbH (Germania)
5. Infineon Technologies AG (sediul Neubiberg, Germania)
6. STMicroelectronics NV (sediul Geneva, Elveția)
7. ON Semiconductor Corp. (sediul Phoenix, Arizona, Statele Unite.)
8. Atmel Corporation (sediul San Jose, California, Statele Unite.)
9. Microchip Technology Inc. (sediul Chandler, Arizona, Statele Unite)
10. Elmos Semiconductor AG (sediul Dortmund, Germania)
11. Maxim Integrated (sediul San Jose, California, Statele Unite)
12. Melexis Semiconductors (sediul Ypres, Belgia)

52 Contribuții la sistemul de alimentare, în condiții de siguranță, a unității electronice de control al transmisiei automate – 3

Tabelul 3.3 conturează un studiu comparativ în ceea ce privește caracteristicile de performanță și siguranță pentru un top 5 ai furnizorilor de SBC-uri. În vederea unei selecții adecvate și echilibrate pentru TCU, s-a ales SBC-ul de ultimă generație din portofoliul fiecărui producător.

Tabel 3.3. Analiză comparativă SBC

Caracteristici & Cod de control al producătorului		1	2	3	4	5
		MC33FS6 5xx	CY family	Multi-CAN Power+ SBC	Multiple Power Supply IC	NCV7471x
		MC33FS6 512LAE [60]	CY329 [61]	TLE9278 -3BQX [62]	L9396 [63]	NCV7471C [64]
Tensiune de intare		2,7V-40V	3V-40V	5,5V-28V	4,5V-19V	2,5V-28V
Capabilitate curent de ieșire		1,5A	0,95A	0,75mA	1A/0,75mA	0,5mA
Pre-regulator	Topologie	Buck-Boost	Buck-Boost	Boost	Buck-Boost	Buck-Boost
	Tensiune	6,5V	6V	6V/8V/10V/12V	6,5 V / 7,2 V	6,5V
Regulator VCORE	Topologie	Buck	LDO	Buck	Buck/LDO	Buck
	Valoare de ieșire	Configurabil	5V	5V	Configurabil	5V
Transmițător integrat	CAN	1 CAN FD	1 CAN FD	4 CAN FD	-	1 CAN FD
	altele	1 LIN	1 MSC	-	4 x sensor interface	2 x LIN
Regulator auxiliar	Număr	2	5	1	2	2
	Topologie	LDO	LDO	LDO	LDO	LDO
	Nivel tensiune/curent	1 x 5V/ 3,3V/ 0,4mA; 1 x 5V/ 3,3V/ 0,2mA	3x 5V/ 0,2A; 1 x 5V/ 0,55A	1 X 5V/3,3V/1.8/1.2V /0.5A	1 x 5V/3,3V/ 0.25A; 1 x 5V/3,3V/ 0,1A	5V/ 0.05mA; 5V/ 0.75mA for CAN
Resetare microcontroler		RSTB	RST5 RSTC	RSTN	RESET	RSTN
Monitorizare intreruperi		LDT – long duration timer și INT	4x32 bit counter	INTN	via SPI	INTN
Mod consum redus de curent		da	da	da	da	da
Watchdog		window	window	window	window	window
Wakeup		CAN; LIN, IOs, LDT	CAN, 3 x wakeup pins	CAN, 1 wakeup pin	-	CAN, 1 wake-up pin
Nivel de siguranță	ASIL	C(D)	C(D)	QM	D	QM
	Mecanism	Fail-safe (FS0B)	Fail-safe	Fail-safe	Fail-safe (FSN)	Fail-safe (FS1, FS2, FS3)
Intrări/Ieșiri		5	-	-	5 AI	-
Monitorizare internă		1 ieșire MUX	via SPI	via SPI	via SPI	via SPI
Power stage		-	7 LS 1 HS	-	1 x LS 2 x HS	-
T_j	Maxim	150°C	150°C	150°C	135°C	150°C
Dimensiune capsulă		48 pini LQFP ePad	64 pini TQFP64 ePad	PG-VQFN-48	TQFP64EP	SSOP36 EP

3.2.3. Selecția adecvată a conexiunii SBC + Microcontroler

Conform tabelului 3.3, un SBC adecvat care îndeplinește cerințele sistemului de transmisie în ceea ce privește costul și siguranța, poate fi MC33FS65xx [60]. SBC-urile sunt flexibile și scalabile și completează perfect platforma de microcontrolere care necesită siguranță funcțională. Acestea dispun de o arhitectură în comutație DC/DC care suportă tensiuni de intrare de la 2,7V până la 60V. Practic sunt utilizabile fie în sistemul clasic de 12V, fie în cel de 24V. Datorită modului de alimentare scalabil și a funcțiilor integrate de monitorizare și diagnoză, aceste SBC oferă o soluție eficientă din punct de vedere energetic pentru microcontrolerile de înaltă performanță.

Cele mai recente microcontrolere AURIX™ TC3xx sunt, de asemenea, potrivite pentru aplicații critice cu cerințe ridicate pentru siguranța automotive. Acestea combină o funcționare performantă cu o arhitectură de siguranță puternică, ceea ce le face să se potrivească în aplicațiile de control electronic. Actualmente, Infineon promovează intens a treia generație de microcontroler AURIX™ în tehnologie flash de 40nm. Acestea oferă performanță sporită, dimensiuni de memorie, conectivitate și mai multă scalabilitate pentru a aborda noile tendințe și provocări ale autovehiculelor. În ceea ce privește performanța, cel mai înalt produs TC39x poate avea până la 6 nuclee care rulează la 300MHz și până la 6,9MB RAM. Ca și element de noutate, acestea conțin și regulatoare de tensiune integrate. Consumul total de energie este sub 2W. La nivel de producător se pregătește lansarea generației a 4-a.

Pentru inginerii hardware, proiectarea și optimizarea circuitelor cu nivel ridicat de siguranță a devenit o sarcină obligatorie. Din păcate, această sarcină este adesea consumatoare de timp și destul de provocatoare din punct de vedere tehnic. Pentru a simplifica sarcina de proiectare și pentru a îmbunătăți calitatea și productivitatea dezvoltării, în acest studiu se prezintă detaliat, sub forma unei proceduri, etapele de proiectare a unui concept de alimentare pentru o aplicație critică pentru siguranță. Conceptul este specific unei unități electronice de control al transmisiei automate TCU, dar poate fi extins cu ușurință la alte aplicații relevante pentru siguranță. Procedura de proiectare are ca obiectiv principal costul, siguranța și performanța, pentru a obține proiectarea unui produs robust, rentabil, sigur și fiabil. Mai mult, se analizează și parametrii cei mai defavorabili ai microcontrolerului și ai SBC-ului, în ceea ce privește limitele minime/maxime de operare, pentru a garanta starea de siguranță. Garanția stării de siguranță se reflectă printr-un concept stabil de oprire a întregului sistem. Conceptul este mai apoi concretizat într-o proiectare riguroasă a ansamblului SBC + microcontroler, plecând astfel de la analiza detaliată ce oferă 4 direcții de cercetare:

- Definirea conceptului de alimentare fezabil pentru alimentare unică 5V între MCU și SBC, respectând nivelul de siguranță ASIL-C
- Implementarea conceptului de alimentare – Selecția adecvată a componentelor
- Evaluarea (în cadrul ciclului de viață) TC3xx cu alimentarea de la SBC realizată așa cum este descrisă în datele de catalog ale componentelor electronice
- Definirea conceptului de siguranță în cazul erorilor tensiunilor de alimentare

Conceptul de alimentare propus are în vedere un SBC care furnizează doar 5V microcontrolerului. Semnalele de 3,3V și 1,3V sunt generate intern de microcontroler, prin utilizarea reguletoarelor de tensiune încorporate, așa cum este descris în fig. 3.2. Prin utilizarea acestui concept de integrare înaltă, pot fi obținute două avantaje majore:

- reducerea utilizării componentelor externe. Acesta este un beneficiu care implică automat o diminuare de preț al ansamblului de componente electronice (BOM – Bill of Materials). Avantajul de a avea mai puține componente se reflectă în restrângerea spațiului necesar populării PCB-ului (o reducere de până la 30%). Astfel, rezultă un PCB mult mai compact;
- un PCB mai compact beneficiază și de o reducere a interferențelor electromagnetice EMI (electromagnetic interference); Cerințele pentru radiații electromagnetice conform standardului EMI CISPR25 sunt obligatorii de îndeplinit în cadrul aplicației TCU. Prin reducerea alimentării externe de 3,3V, se elimină o potențială sursă de zgomot.

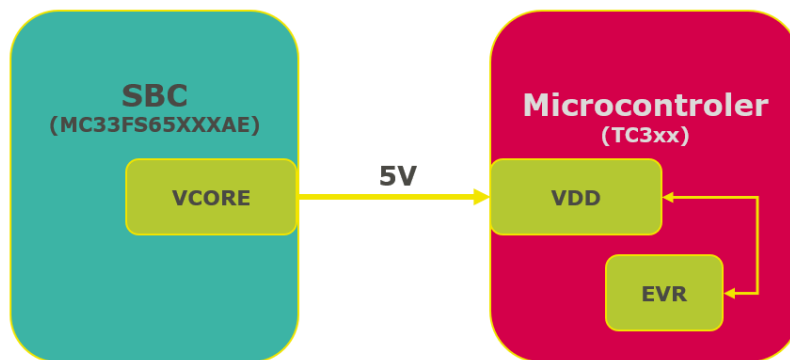


Fig. 3.2. Prezentare generală a ansamblului SBC + Microcontroler

Pentru SBC, pre-regulatorul (VPRE) este configurat să fie un convertor DC/DC, de tip buck-boost fără inversare. Ieșirea de bază (VCORE) este configurată să încorporeze un regulator a cărui topologie este de tipul buck – regulator coborâtor de tensiune. Este disponibilă și o topologie liniară, dar în cazul actual scopul este de a avea un randament cât mai ridicat, de aceea se utilizează regulatorul de comutare DC/DC. Tensiunea VCORE se va ajusta la nivel de 5V, întrucât aceasta reprezintă sursa de alimentare principală pentru microcontroler.

Consumul total de curent a fost calculat și considerat la o valoare maximă de 1,5A. Pentru comunicare cu exteriorul, este aleasă opțiunea integrată pentru transmițător CAND FD și pentru transmițător LIN. Un cronometru de lungă durată LDT (Long duration timer) este activat pentru a limita consumul de curent al SBC-ului atunci când acesta este inactiv. Toate aceste aspecte de configurare se iau în calcul în alegerea oportună a SBC din gama MC33FS65xx oferită de producător. După cum se poate vedea în fig. 3.3, codul de control al componentei SBC este MC33FS6527LAE/R2, întrucât acesta întrunește toate cerințele aferente TCU [60].

MC33FS <u>c</u> <u>5</u> <u>x</u> <u>y</u> <u>z</u> AE/R2			
Code	Option	Variable	Description
c	4 series	V _{CORE} type	Linear
	6 series		DC-DC
x	0	V _{CORE} current	0.5 A or 0.8 A
	1		1.5 A
	2		2.2 A
y	5	Functions	None
	6		FS1B
	7		LDT
	8		FS1B and LDT
z	N	Physical interface	None
	C		CAN FD
	K		LIN only
	L		CAN FD and LIN

Fig. 3.3. Nomenclatura componentei SBC [60]

Pentru microcontroler, a treia generație a familiei Infineon AURIX este utilizată pe scară largă, motiv pentru care este luat în considerare microcontrolerul TC397. Codul de control pentru microcontroler este SAK-TC397TP-64F200N. Această nomenclatură, așa cum se arată în fig 3.4, corespunde unui interval de temperatură de la -40°C până la 125°C, capsulă de tip BGA 292 (care consumă sub 2W fiind în tehnologia denumită "nanowat"), trei nuclee de procesor CPU care rulează la 200 MHz, suportând operațiuni flotante și comunicare de tip CAN FD.

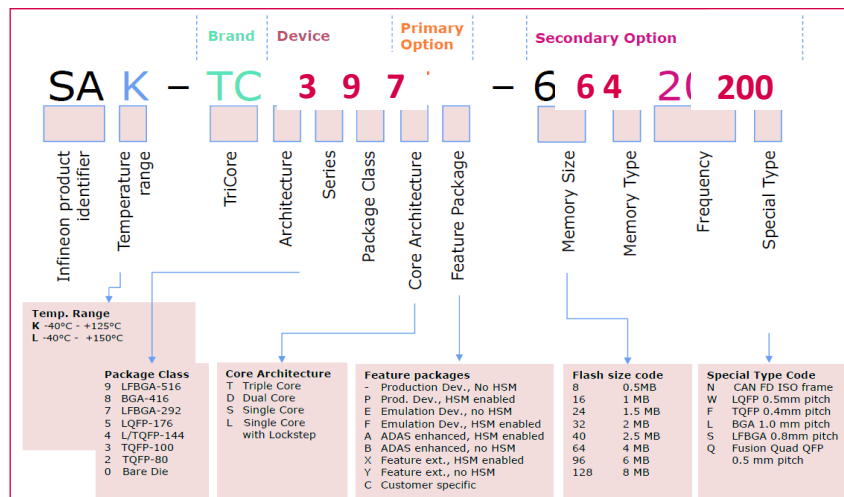


Fig. 3.4. Nomenclatura microcontrolerului

3.3. Propunere procedură proiectare pentru circuitul de alimentare SBC+microcontroler

Competitivitatea din domeniul automotive este acerbă și vizibilă până la nivel de componente, de aceea este necesar ca tot ce stă sub spectrul automotive să fie nou. Complexitatea modificărilor sau a optimizărilor pe care le prezintă un produs, raportat la oferta actuală, cuantifică întocmai gradul de noutate. Pentru optimizarea sistemelor de propulsie aferente TCU, noțiunea de noutate nu poate fi realizată doar de integrarea unui microcontroler mai performant sau de către SBC de ultimă generație. Este deosebit de important modul în care se proiectează acest sistem SBC + microcontroler sub aspectul siguranței automotive. Siguranța sistemului poate fi garantată numai atunci când se dezvoltă un concept de siguranță de la bun început, încă din faza de proiectare, concept ce trebuie urmărit cu intensitate și interes pe întreaga dezvoltare a produsului.

Selecția și configurarea adecvată a surselor de alimentare de tip SBC pentru microcontroler necesită o atenție semnificativă la detalii. Se propune în acest sens o procedură de proiectare, indicată în fig. 3.5. Beneficiul major pe care îl aduce o astfel de procedură este de a vizualiza, într-un mod structurat, toate etapele procesului de dezvoltare și lansare ale unui nou concept de alimentare cu cerințe pentru satisfacerea siguranței automotive.

După cum se poate observa, „siguranța” este cuvântul care domină întregul parcurs de proiectare. Proiectarea trebuie să plece de la cerințele producătorilor de vehicule în materie de siguranță, deoarece o aplicație critică trebuie să susțină și să activeze funcția de siguranță. Pentru o aplicație tipică, este obligatoriu să se pornească de la cerințele de siguranță. Se va urmări în permanență reducerea riscului de defect. De exemplu, pentru o aplicație TCU pentru o transmisie automată cu dublu ambreiaj, reacția în stare de siguranță este de a opri (frânarea motoarelor de curent continuu fără perii). Pentru unitatea electronică de control airbag (ACU), reacția de siguranță este inversă, ea trebuie să activeze sistemul de acționare.

Se propune în continuare o procedură de proiectare cu aplicabilitate în definirea conceptelor/ arhitecturilor noi și care derivă din sfera siguranței active a aplicației. Demersul de proiectare este etapizat și constă în parcurgerea a șapte faze, după cum urmează:

Etapa 1. Colectarea cerințelor de siguranță

Această fază este importantă pentru definirea măsurilor de siguranță care trebuie luate pentru aplicații. Etapa corespunde colectării tuturor obiectivelor de siguranță, denumite în literatură safety goals. De regulă aceste obiective sunt furnizate de către producătorul de autovehicule. Dacă nu sunt solicitate de către producători, atunci se vor introduce de către responsabilul de siguranță funcțională sau de chiar de către inginerul proiectant.

Etapa 2. Definiere concept/arhitectură

Mecanismul de siguranță trebuie analizat cu atenție atât din punct de vedere al costurilor, cât și al eficienței. Prin urmare, în etapa 2, proiectanții vor genera idei pentru diferite concepte de alimentare care să corespundă cerințelor tehnice și celor

de siguranță solicitate de producători, dar care, să prezinte și o notă de noutate întocmai pentru a putea fi competitivi. Tot în acest pas are loc și filtrarea/ selecția conceptelor propuse pe baza unor criterii de natură tehnică, financiară sau de siguranță. Astfel, se evaluează, se ordonează și se selectează conceptul de alimentare final care va fi proiectat pentru unitatea electronică. Conceptul ales se supune mai apoi unui proces pentru colectarea tuturor provocărilor și riscurilor denumit NUDD – nou, unic, diferit, dificil.

Etapa 3. Proiectare și implementare

Această etapă este cea de tranziție de la concept/arhitectură la schema electrică. În această fază se consideră cerințele de operare și cele de siguranță, iar inginerul hardware va trebui să acorde o atenție deosebită specificațiilor tehnice (din datele de catalog - datasheet) ale componentelor. Atunci când este cazul, proiectarea va trebui să respecte și recomandările de siguranță dacă furnizorul de componente pune la dispoziție astfel de documentație (din fișa tehnică de siguranță – safety manual).

Etapa 4. Analiza celui mai defavorabil caz

Pentru a verifica și a demonstra că toate tensiunile furnizate se încadrează în intervalul dorit și, în plus, că posibilele erori pot fi detectabile, se va efectua o analiză a celui mai defavorabil caz, denumită worst case (WCA – worst case analysis), după cum este enumerată la etapa 4. Printr-o analiză de tip WCA se poate certifica faptul că valorile extreme nu depășesc limitele impuse se aplicație, deci sunt detectabile și nu duc la defecte în sistem.

Etapa 5. Re-proiectare

Pentru managementul siguranței funcționale (FSM), WCA reprezintă o măsură de validare și prognozare a limitelor circuitului de alimentare. Dacă WCA arată că cerințele tehnice sau de siguranță nu sunt acoperite, întrucât tensiunile furnizate depășesc valorile maxime admise, este necesară o re-proiectare aferentă etapei 5. De regulă, există două opțiuni, fie adăugarea unui circuit suplimentar, fie reconsiderarea componentelor care pot avea o performanță mai bună.

Etapa 6. Validarea arhitecturii de siguranță

Doar după ce proiectarea este îmbunătățită se va concretiza și valida în cadrul etapei 6 conceptul de dezactivare sistem în caz de eroare. În conceptul de siguranță a căii de oprire/pornire TCU, toate semnalele de activare a siguranței sunt considerate într-o logică redundantă dacă pentru aplicație se solicită un nivel de siguranță ASIL ridicat. Validarea arhitecturii de siguranță se va realiza atât la nivel virtual prin simulare, cât și practic prin evaluări experimentale.

Etapa 7. Validare

După o revizuire finală la nivel de concept, unitatea va fi validată complet din punct de vedere tehnic. Validarea se va face experimental, plecând de la nivel de componentă până la nivel de circuit și mai apoi la nivel de integrare - validarea unității propriu-zise. Este necesar să se evidențieze criteriile clare ce trebuie furnizate în procesul decizional de confirmare a reușitei (Pass) sau a eșecului (Fail). Cu această etapă se poate spune că se poate închide ciclul de proiectare de tip V-cycle.

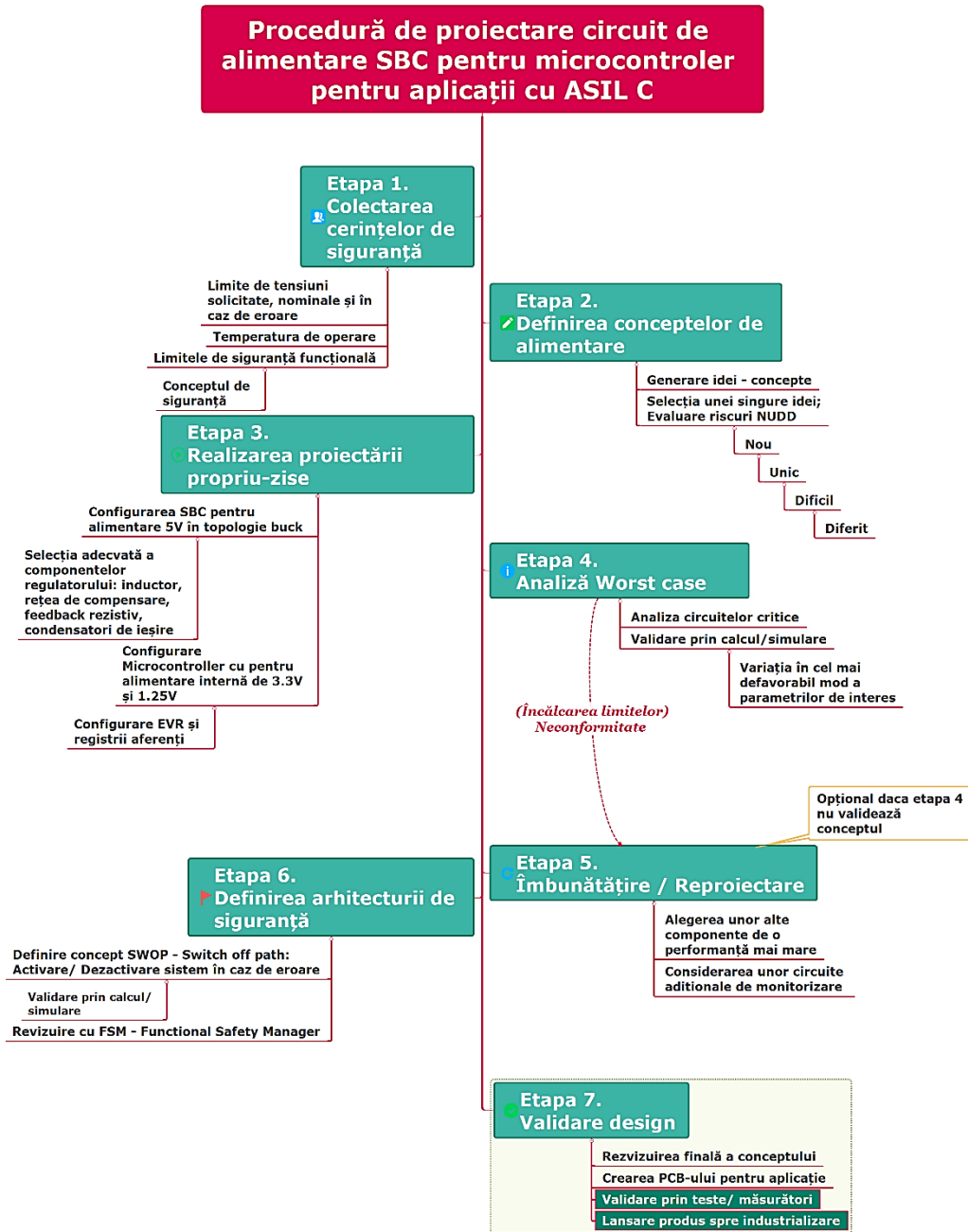


Fig. 3.5. Procedură de proiectare a circuitului de alimentare de nivel de integrare înaltă

3.4. Un nou concept de alimentare în configurație unică SBC+ Microcontroler

În acest paragraf se urmărește propunerea unei proiectări corecte și robuste pentru alimentarea microcontrolerului în aplicațiile relevante pentru siguranță, precum TCU. Această nouă configurație de proiectare prezentată în continuare se bazează exclusiv pe procedura propusă și dezvoltată în paragraful anterior, întrucât se urmărește definirea unui nou concept de alimentare unică dintre MCU și SBC. În acest sens, motivația definirii unei noi arhitecturi reprezintă chiar răspunsul întrebării: Ce concept de alimentare este fezabil pentru a alimenta TC3xx cu energie de la MC33FS65xx SBC, pentru a îndeplini cerințe de siguranță ASIL-C?

3.4.1. Propunerea unui nou concept în configurație unică de alimentare 5V pentru microcontroler

Nivelurile de tensiune cerute de microcontroler sunt de 5V, 3,3V și generic spus 1,3V (de fapt, o tensiune între 1,2V și 1,8V) sau doar 3,3V și 1,3V, ceea ce implică astfel prezența a 3 regulatoare discrete care să furnizeze aceste tensiune. În continuare, se propune ca tensiune unică de alimentare doar 5V, tensiune provenită de la SBC prin regulatorul VCORE. Marele avantaj al microcontrolerelor de la Infineon, gama AURIX, este acela de a avea EVR și este și cazul produsului selectat TC397. Prin urmare este nevoie doar de regulatorul care furnizează 5V de la SBC, întrucât TC397 prezintă 2 regulatoare embedded, așa cum se poate observa și în fig. 3.6. Acestea se regăsesc sub denumirea de:

- **EVR33** (Embedded Voltage Regulator 3.3): un regulator liniar LDO utilizat pentru alimentarea memoriei de programare (**VDDP3** și **VDDFL3**) și răspunzător pentru generarea tensiunii de 3,3V. Pinul alocat are denumirea de VDDP3.
- **EVRC** (Embedded Voltage Regulator for Core): un regulator DCDC în comutație utilizat pentru alimentarea nucleelor și răspunzător pentru generarea tensiunii de 1,3V (chiar 1,25V pentru configurația aleasă TC397). Pini alocăți acestui regulator se numesc specific: **VGATE1P**, **VGATE1N** și **VDD**.

TC397 oferă această posibilitate de a utiliza EVR, însă este la libera alegere a inginerului proiectant dacă decide să le considere sau preferă să aibă un proiect cu componente discrete. De aceea, modul de alimentare al microcontrolerului (cu EVR sau discret) se poate face printr-o configurare la nivelul pinilor. TC397 are pini dedicați pentru această selecție HWCFG(x) (Hardware Configuration). Dacă inginerul proiectant dorește activarea unui EVR, HWCFG(x) se va conecta extern printr-un rezistor pull-up la tensiunea de 5V. Altfel, pentru dezactivarea funcției se va conecta un rezistor pull-down la masa microcontrolerului. Pinul HWCFG(1) corespunde portului P14,5, iar în funcție de nivelul logic recepționat (0 sau 1), regulatorul EVR33 este activat sau dezactivat la pornirea microcontrolerului. Pinul HWCFG(2), corespunde portului P14,2, iar prin nivelul detectat, regulatorul EVRC este activat sau dezactivat la pornire.

Plecând de la avantajele enumerate în secțiunea 2.2.3 pentru alimentare unică la 5V, toate celelalte porturi ale microcontrolerului rămân alimentate din tensiunea principală VCORE de 5V (fig. 3.6) și aici este vorba de:

- porturile analogice (**VADC** și **VDDM**)
- porturile digitale (**VEXT**)
- porturile digitale flexibile care pot fi alimentate la o altă valoare a tensiunii, însă pentru a respecta conceptul de alimentare unică rămân la 5V (**VFLEX**)
- regulator intern pentru alimentare în mod standby (**EVRSB**)

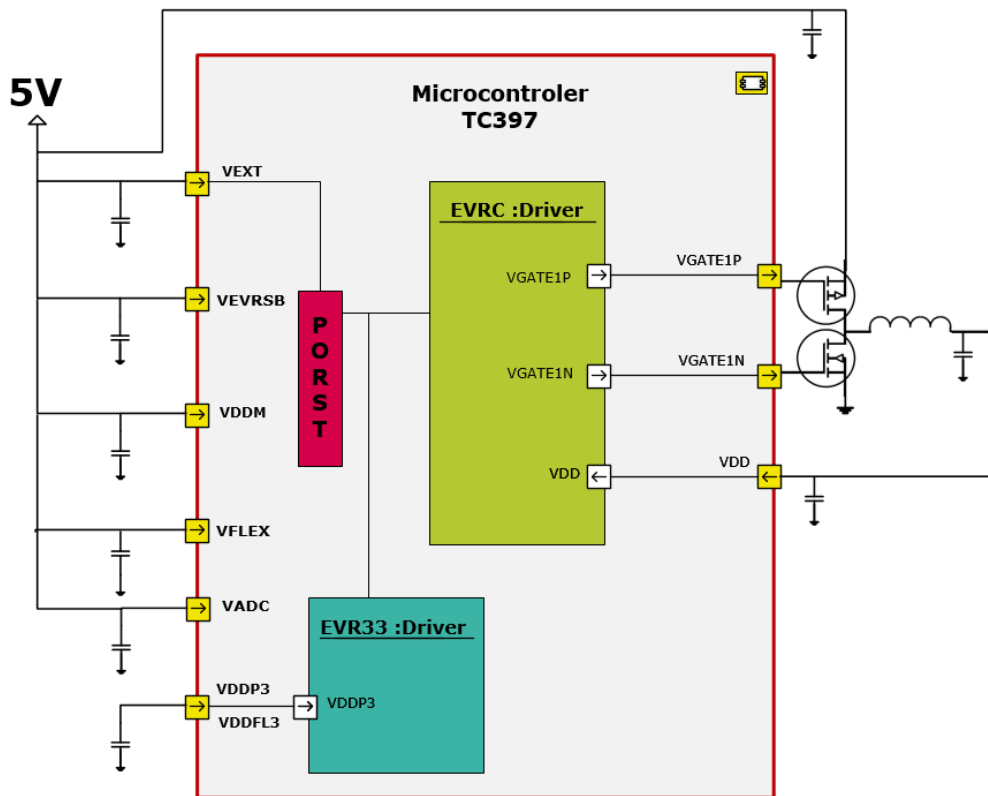


Fig. 3.6. Diagrama bloc pentru alimentare unică 5V a microcontrolerului TC397

Așa cum era menționat anterior, EVR33 este un regulator liniar, precum se poate vedea în fig. 3.7 (captură din data de catalog a microcontrolerului) acesta are la bază 3 componente principale integrate în microcontroler: element activ liniar, regulator PID și buclă de reacție. Doar condensatorul de ieșire menit pentru a filtra posibile fluctuații, este discret, iar pentru conceptul propus s-a ales un condensator ceramic 100nF. Reglarea tensiunii 3,3V se face astfel: tensiunea este monitorizată de un ADC intern care are o referință de alimentare foarte exactă (SHPBG –Supply High Precision Bandgap). Pentru a crește nivelul de siguranță, tensiunea ADC este monitorizată și stocată în registrul de stare numit EVRADCSTAT.ADC33V. Bucla de reacție se închide la finalul conversiei ADC, eroarea obținută fiind mai apoi transpusă unui regulator PID. Ieșirea acestuia, pentru a putea fi transferată tranzistorului linear, este din nou convertită prin intermediul unui DAC.

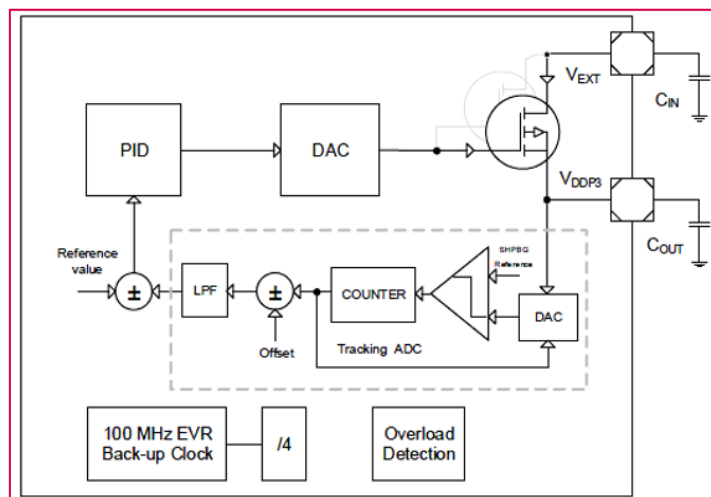


Fig. 3.7. Diagrama bloc pentru configurația internă a EVR33 [32]

EVRC este un regulator în comutație de tipul Buck sincron care generează ca tensiune de ieșire 1,25V, așa cum se poate observa și în fig. 3.8 (captură din data de catalog a microcontrolerului). Din cauza limitării puterii disipate, unele componente aferente, precum elementele de comutație și filtrul de ieșire nu au mai putut fi integrate și s-au considerat în exteriorul microcontrolerului. Strategia sincronă de control al condus la alegerea unei perechi de transistor de tip MOSFET, complementari, unul de tip N și unul de tip P. Pentru minimizarea spațiului pe PCB s-au ales tranzistoare de tip MOSFET complementare, în aceeași capsulă, Infineon-BSZ215CH. Pentru filtrul de ieșire, având în vedere frecvența de comutație la 1,8MHz, s-a ales o bobină (L_{DC}) de $3,3\mu H$ (Vishay - IHLP1616BZ-ER-3R3-M-5A) și un condensator de ieșire (C_{DC}) de $22\mu F$ (ceramic $22\mu F$, TDK - CGA6P1X7R1C226KT). De precizat este că frecvența de comutație poate fi selectată în registrul EVRSDCTRL0.SDFREQ de către inginerul proiectant.

Tensiunea de ieșire a EVRC, denumită VDD, este măsurată prin intermediul unui circuit feedback ADC. Modul de operare este acela de CCM- continuous current mode, adică VDD este aproximativ tensiunea de intrare multiplicată de duty cycle, neglijând componentele parazite și pierderile. La tensiunea obținută astfel la ieșirea feedback-ului ADC se adaugă un offset pentru a înlătura zgomotul produs prin comutație, iar mai apoi este filtrată digital și furnizată controlerului digital responsabil pentru generarea de PWM-uri. Pentru siguranță, tensiunea ADC este monitorizată și stocată în registrul de stare numit EVRSDSTAT0.ADCFBCV.

Controlerul digital are ca și target furnizarea de PWM-uri corespunzătoare în baza input-ului primit, însă limitate ca valoare minimă și maximă întocmai pentru o comutare eficientă a tranzistoarelor. Ca și feedback de control, chiar și PWM-uri furnizate sunt monitorizate intern în registrul de stare EVRSDSTAT0.DPWMOUT, însă este furnizat și la un pin extern (DCDCSYNCO), dacă se cere o monitorizare redundantă. Pentru a satisface însă cerințele de EMI/EMC, EVRC este prevăzut cu funcția de spread spectrum aferentă registrului SDFREQSPRD. Practic pentru anumite cicluri succesive, este o schimbare dinamică a factorului de umplere (duty cycle)

pentru atenuarea oscilațiilor induse în VDD. Pentru eficiența întregului regulator, nu numai factorul de umplere este ajustabil, ci și panta semnalului poate fi ajustată din driver pentru a-l face adaptabil tranzistoarelor alese. Având în vedere cele enumerate chiar și succint, se remarcă faptul că este un avantaj uriaș pentru proiect a avea un astfel de regulator deja integrat în microcontroler.

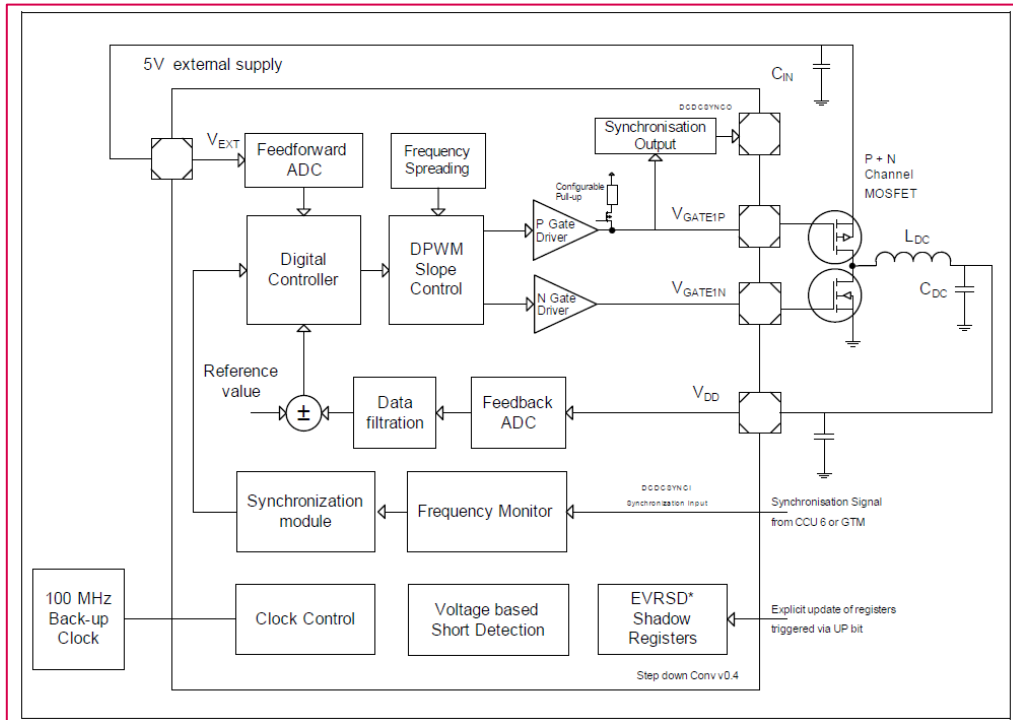


Fig. 3.8. Diagrama bloc pentru configurația internă a EVRC [55]

3.4.2. Propunerea unei configurații unice 5V (proiectarea regulatorului)

Pentru SBC-ul MC33FS65xx, regulatorul prevăzut pentru alimentarea microcontrolerului poartă denumirea de V_{CORE}, iar în continuare acest nume se va folosi în contextul proiectării. V_{CORE} un regulator DCDC în comutație, având o topologie buck, care funcționează în modul de control al tensiunii. Un avantaj major pe care îl prezintă această configurație, este întocmai faptul că tranzistorul de comutație este integrat în interiorul SBC-ului, făcând toată proiectarea mult mai compactă. Tranzistorul are ca și tensiune de intrare, tensiunea tipică de 5,8V - V_{PRE} (ieșirea pre-regulatorului aferent al SBC-ului). Regulatorul buck V_{CORE} reglează tensiunea de ieșire numai în funcție de sarcină, caz în care nu sunt prezente fluctuații în intrarea regulatorului, cu atât mai mult că este alimentat din tensiunea stabilă a V_{PRE}. Frecvența de comutație tipică este prevăzută în data tehnică a componentei la 2,4 MHz. Reglarea automată a tensiunii V_{CORE} se realizează în bucla de feedback (reacție) prin intermediul unui amplificator operațional de eroare liniar, integrat în SBC. Amplificatorul de eroare sesizează variațiile tensiunii V_{CORE}, iar în funcție de

aceste variații se reglează practic factorul de umplere pentru controlul tranzistorului de comutație, menținând astfel tensiunea V_{CORE} constantă.

Valoarea setată V_{CORE} este configurabilă într-un interval de la 1V până la 5V, printr-o punte externă rezistivă (R₃/R₄), așa cum se poate vedea în fig. 3.9 (captură din data de catalog a SBC-ului). Așadar, este necesară ajustarea valorilor divizorului rezistiv pentru a obține cei 5V necesari pentru alimentarea microcontrolerului. Divizorul este conectat între V_{CORE} și pinul de feedback FB_{CORE} al amplificatorului de eroare. V_{CORE} se poate astfel calcula utilizând relația 3.1, unde V_{CORE_FB} este tensiunea internă de referință a amplificatorului și este o dată de catalog, ca fiind tipic 1,25V.

$$V_{CORE} = V_{CORE_FB} \times ((R_3 + R_4)/R_4). \quad (3.1)$$

În manualul de siguranță al SBC se recomandă utilizarea rezistoarelor cu o precizie egală sau mai mică de 1.0%. În data de catalog a SBC-ului este dată precizia tensiunii regulate V_{CORE} de ±2.0% (fără a lua în considerare acuratețea rezistoarelor externe). Stabilitatea convertorului global este asigurată doar prin utilizarea unei rețele externe de compensare (R₁/C₁/R₂/C₂) conectată la pinul COMP_{CORE}.

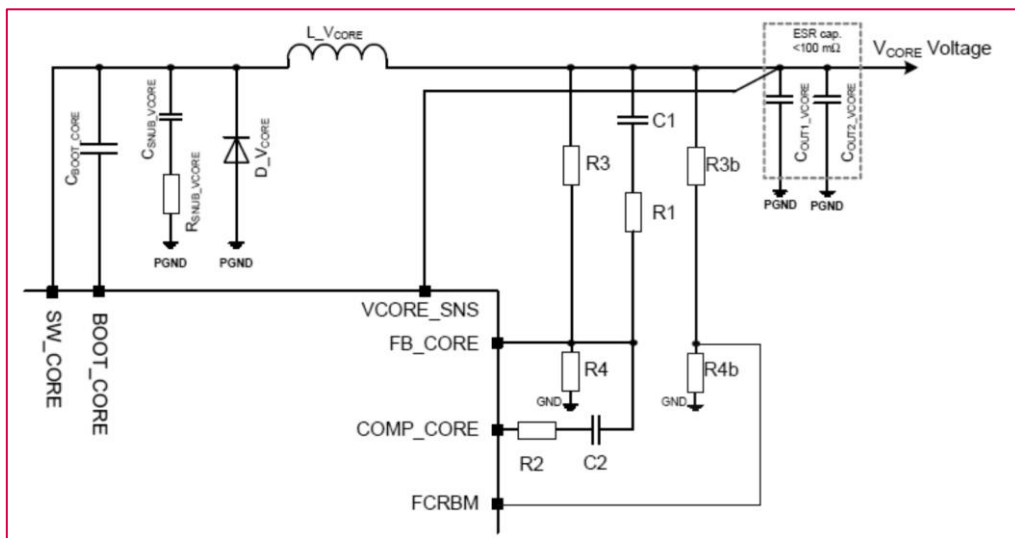


Fig. 3.9. Schema bloc a tensiunii 5V V_{CORE} [60]

De obicei, fișele tehnice (numite și date de catalog/ datasheet) ale circuitelor integrate recomandă valori nominale (tipice) pentru selecția componentelor adiacente, așa cum se poate vedea în fig. 3.10. Este necesar să se evidențieze faptul că, atunci când se efectuează proiectarea circuitelor electronice critic din punct de vedere al siguranței, toți proiectanții hardware trebuie să adauge dovezi pentru selecția componentele alese. Ca punct de plecare este evident tabelul declarat de producătorii de integrate, tabel ce cuprinde valori tipice. În cadrul tezei, s-a procedat în aceeași manieră. Punctul de plecare este fig. 3.10 (captură din data de catalog a SBC-ului), reprezentând o captură din specificația componentei, Cu toate acestea,

având în vedere aplicația TCU cu nivel ridicat al siguranței, s-au adăugat și dovezi de calcul/simulare. Nu e suficientă doar verificarea funcționării în condiții normale de operare (normal operation), ci trebuie să se considere și scenariul cel mai defavorabil (worst case scenario) [48].

În continuare, s-au luat în calcul o selecție WCA (așa cum este propus în etapa 4 a procedurii de proiectare din paragraful 3.3). Se consideră valorile extreme ale bobinei regulatorului buck (LCORE) și ale rețelei de compensare ($R_1/C_1/R_2/C_2$). Selectarea componentelor trebuie făcută în așa fel încât SBC-ul să furnizeze tensiune de ieșire cu o anumită marjă de siguranță, în ceea ce privește stabilitatea.

Typical Components selection for Vcore voltage (can be optimized with CNC tool)							
Vcore voltage	R3(+/-1%)	R4(+/-1%)	R1(+/-5%)	C1	R2(+/-5%)	C2	Cout
1.23V	4.32K Ω	8.06K Ω	200 Ω	220pF	39K Ω	1nF	2*10 μ F
3.3V	24.9K Ω	8.06K Ω	510 Ω	680pF	18K Ω	150pF	2*10 μ F
5.0V	43K Ω	8.06K Ω	2.4K Ω	330pF	62K Ω	82pF	2*10 μ F

Fig. 3.10. Valorile tipice recomandate în fișa tehnică [60]

Pentru a proiecta VCORE în configurație unică de 5V, s-a calculat **valoarea bobinei L CORE**, și de această dată aplicând WCA. O proiectare corectă a unui regulator implică și o selecție potrivită a bobinei, deoarece aceasta are impact asupra eficienței regulatorului, asupra răspunsului tranzitoriu și asupra stabilității buclei de control. O alegerea inadecvată a acesteia poate cauza scăderea eficienței convertorului, poate duce la protecție prematură la supracurent și poate limita capabilitatea de ieșire. Bobina este dimensionată în așa fel încât să nu se satureze, iar regulatorul V CORE să rămână în modulul de funcționare de curent continuu (CCM – current continuous mode). În vederea respectării criteriilor de mai sus, este important ca în proiectare să se țină cont de cel mai defavorabil caz. **Calculul valorii minime a bobinei se realizează cu ajutorul programului Mathcad, prezentat în detaliu în Anexa 1.**

Formulele principale de calcul sunt definite de relațiile 3.2 – 3.4. Pentru calculul inductivității minime, se folosește relația:

$$L_{\text{buck_min}} \cong \frac{(V_{\text{in_max}} - V_{\text{out_rated}} - V_{R_{\text{ds_on_max}}}) \text{Duty_Cycle}}{2I_{\text{L_min_min}} f_{\text{sw_min}}} \quad (3.2)$$

unde:

- $V_{\text{in_max}}$ este tensiunea maximă furnizată de pre-regulator VP RE (valoarea din catalog =7V)
- V_{out} este V CORE, tensiunea V CORE regulată la 5V
- $I_{\text{L_min}}$ este curentul minim prin bobină (calculul este redat prin ecuația 4)
- f_{sw} este frecvența de comutație minima (valoarea din fișa tehnică =2,2MHz)
- $V_{R_{\text{ds_ON_max}}}$ este căderea de tensiune pe tranzistorul în comutație (valoarea din catalog = 200mV).

Factorul de umplere (Duty_Cycle) din relația (3.2) trebuie, de asemenea, să se considere în scenariul cel mai defavorabil. Nu este suficient să fie definit doar ca raport între tensiunea de ieșire și cea de intrare. Ecuația completă ține cont și de căderea de tensiune datorată diodei și de căderea de tensiune datorată tranzistorului. Valoarea factorului de umplere se deduce prin relația:

$$\text{Duty_Cycle} \cong \left(\frac{V_{\text{out_rated}} + V_{f_diode_max}}{V_{\text{in_max}} - V_{R_{ds_on_max}}} \right) \quad (3.3)$$

unde V_{f_diode} este căderea maximă de tensiune pe diodă (valoarea din fișa tehnică = 0,51V la $T_j=125^\circ\text{C}$), iar $V_{R_{ds_on}}$ este căderea maximă de tensiune pe transistor atunci când acesta comută.

Curentul minim prin bobină $I_{L_{min}}$ se calculează astfel plecând de la variația maximă a curentului de ieșire a regulatorului $V_{core} - \Delta I_L$:

$$\begin{aligned} \Delta I_L &\cong k I_{\text{out_max}} \\ I_{L_{min}} &\cong \frac{\Delta I_L}{2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

unde k reprezintă factorul de variație a curentului. Această valoare este aleasă empiric, iar de regulă se alege o valoare între 20-40%.

$I_{\text{out_max}}$ reprezintă curentul maxim de ieșire (1,5A) al regulatorului VCORE. Acesta reprezintă, de fapt, suma tuturor curentilor consumați de către componentele alimentate din VCORE.

Valoarea finală pentru bobină, obținută prin calcul, este aceea de 2,118μH. Cea mai apropiată valoare standard este de 2,2 μH. Pentru aplicație cele mai potrivite sunt, de exemplu IHLP1616BZER2R2M5A, ETQP2M2R2PFR, șamd.

Plecând de la această valoare, dar luând în considerare un curent maxim al VCORE de 1,5A și tensiunea cerută de 5V, se poate calcula și rețeaua de compensare necesară. În această direcție, producătorul SBC-ului oferă gratuit o interfață grafică (GUI) dezvoltată în Matlab pentru calculul rețelei de compensare necesar stabilității regulatorului VCORE (fig. 3.12). Pentru analiza stabilității, mai multe caracteristici logaritmice de frecvență de tipul Bode au fost analizate pentru a obține valorile optime pentru compensare. Pentru proiectarea actuală se consideră următoarele valori:

$$\begin{aligned} C_1 &= 330\text{pF} \\ R_1 &= 1,1\text{k}\Omega \\ C_2 &= 100\text{pF} \\ R_2 &= 47\text{k}\Omega \end{aligned}$$

În fig. 3.11 se pot vizualiza diagramele Bode pentru studiul stabilității regulatorului. Interfața grafică afișează o rezervă (unghi) de fază în jurul valorii de 55°, respectiv o amplificare la -20dB. Având în vedere că rezerva de fază obținută în urma selecției rețelei de compensare are o valoare mai mare de 45°, se poate afirma că regulatorul este stabil, dar cu siguranță există posibilitatea de îmbunătățire a parametrului.

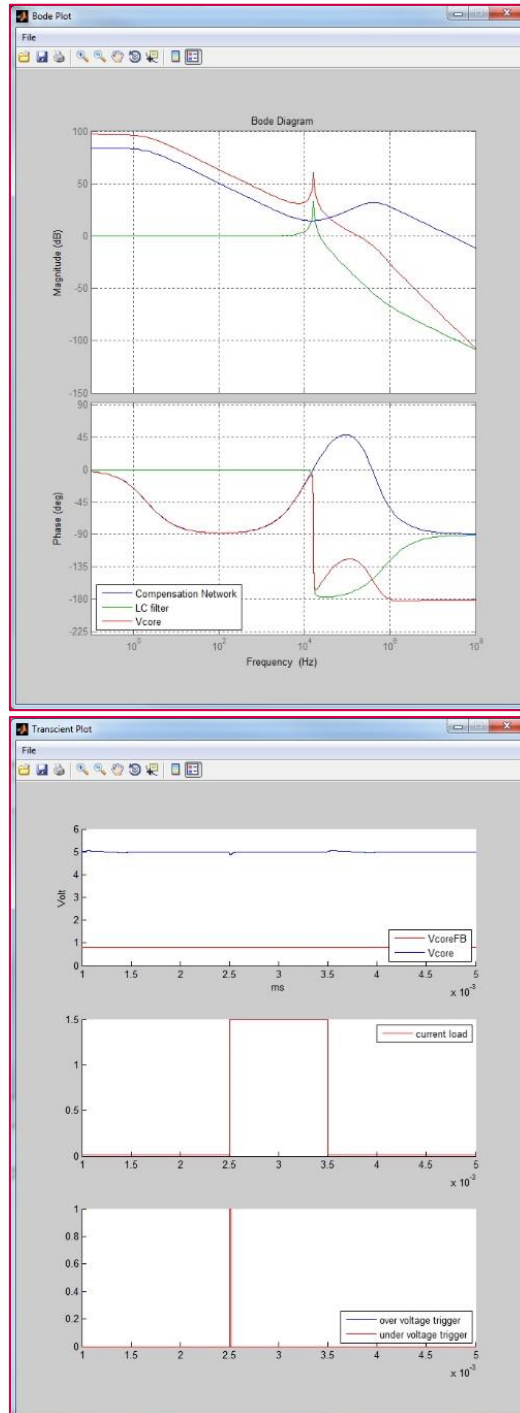


Fig. 3.11. Stabilitatea VCORE – caracteristici BODE

3.4 - Un nou concept de alimentare în configurație unică între microcontroler și SBC 67

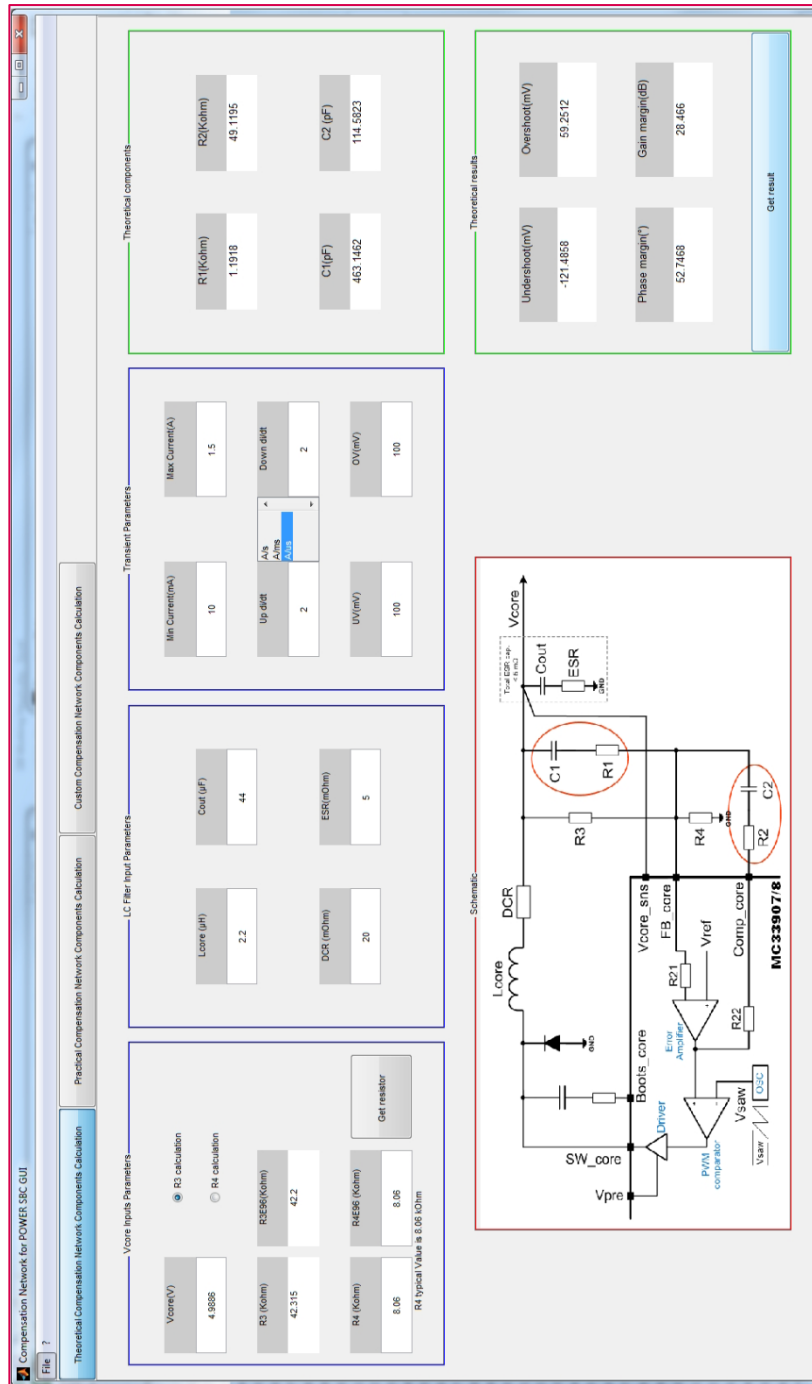


Fig. 3.12. Interfața grafică Matlab furnizată de producător pentru configurarea parametrilor rețelei de compensar

3.5. Studiu analitic privind durata de viață a microcontrolerului

Următoarea secțiune are la bază o analiză în detaliu privind conceptul de alimentare unică, cu accent pe durata de viață a componentelor principale. Astfel se pleacă de la întrebarea: Ce se poate întâmpla cu microcontrolerul TC397, pe întreaga durată de viață, dacă în proiectare se consideră doar valorile propuse de datele de catalog al componentei MC33FS65xx [60]. Conceptul de alimentare unică de nivel de 5V pare, pentru început, destul de simplu de proiectat. Tensiunea de 5V la ieșirea regulatorului VCORE se identifică printr-o selecție corespunzătoare a componentelor aferente regulatorului. Tensiunile de 3,3V, respectiv 1,25V se identifică printr-o selecție adecvată și o configurarea oportună a reguletoarelor. Acest lucru însă, nu este suficient! O analiză mai amplă trebuie efectuată, luând în considerare scenariile cele mai defavorabile. O astfel de analiză a cazurilor cele mai defavorabile (worst case analysis) este singura care certifică faptul că proiectarea aferentă respectă sau nu cerințele privind durata de viață a componentelor.

În plus, pentru aplicații, precum TCU, efectuarea analizei de tip "worst case" (WCA) devine obligatorie, nu doar o opțiune. Importanța aplicării acestei metode analitice este evidențiată la etapa a 4-a din procedură de proiectare propusă în subcapitolul 3.3. Orice inginer poate prevedea posibile defecte de proiectare care pot conduce la o diminuare a duratei de viață a componentelor. O astfel de analiză poate prezice erori sensibile în configurația SBC + Microcontroler. Extrapolând, se poate chiar spune că se pot reduce riscuri financiare, se pot reduce riscurile legale sau de siguranță. Într-o altă valență, WCA este o garanție a performanței pentru aplicație.

3.5.1. Cerințe de siguranță pentru selecția microcontrolerului

Pentru o proiectare robustă în ceea ce privește utilizarea conceptului unic de alimentare între SBC și microcontroler este absolut necesar să se analizeze VCORE peste valoarea tipică de 5V. Tensiunea de 5V evident nu e una perfectă, ci prezintă implicit o toleranță. Ceea ce e obligatoriu de analizat este toleranța maximă admisă de microcontroler, în modul normal de operare, dar și în modul de siguranță, în stare de resetare. În tabelul 3.4 se remarcă limitele maxime admise pentru 5V și durata în ore garantată de producător pentru TC397.

Tabel 3.4. Limite maxime admise ale microcontrolerului pentru 5V, în diferite moduri de operare

Limite	Durata de operare	Regimul de funcționare
5,6V–6,75V	<2 ore	Funcționare în regim siguranță, Mod resetare dezactivat, toleranța maximă admisă de +35%
5,6V–6,75V	2,8 ore	Funcționare în regim siguranță, Modul resetare activat toleranța maximă admisă de +35%
5,5V–5,6V	72 ore	Funcționare în regim siguranță, Mod resetare dezactivat, toleranța maximă admisă de +12%
4,5V–5,5V	100%	Funcționare normal permanentă, toleranța maximă admisă de ÷10%

Funcționarea normală este asigurată doar atunci când tensiunea V_{CORE} de 5V a SBC-ului MC33FS65xx este cuprinsă între 4,5V și 5,5V (corespunzător unei toleranțe de $\pm 10\%$). Practic, intervalul dat de această toleranță solicitată de microcontroler devine noua cerință pentru proiectarea regulatorului V_{CORE}. Pentru microcontroler în sine, și chiar pentru întreg sistemul TCU, nu este atât de critică limita inferioară, cât este cea superioară, conducând spre o supratensiune (overvoltage). Tensiunea maximă V_{CORE} trebuie să nu depășească 5,5V pentru a nu afecta durata de viață a microcontrolerului, acesta fiind supus unui proces de îmbătrânire prematură, sau chiar mai rău pentru distrugerea acestuia. La acest prag detectă de supratensiune trebuie activată.

Totuși, așa cum este de prevăzut și în tabelul 3.4, dacă se depășește nivelul de 5,5V nu înseamnă că are loc distrugerea totală, funcționarea microcontrolerului fiind permisă pentru 72h până la un nivel de 5,6V. Pentru mai puțin de 2,8h operarea este permisă în mod limitat până când tensiunea ajunge până la 6,75V. Pentru mai puțin de 2h operarea nu mai este permisă, microcontrolerul fiind în starea de resetare. Toate aceste valori sunt oferite de producător în baza unor teste de fiabilitate pe un lot de componente. Durata de viață limitată este evidentă pentru tensiuni mai mari de 5,6V. Dar, dat fiind faptul că în domeniul automotive, cerințele de siguranță și certitudinea bunei funcționări primează, proiectanții nu pot să accepte funcționarea în regim de avarie. Nu este admisă o funcționare cu limite de tensiune depășite pentru că niciun sistem nu poate identifica în ce măsură s-a afectat durata de viață a microcontrolerului. Nu se poate nici calcula, nici estima de către TCU durata pentru câte ore au mai rămas până la o distrugere completă a microcontrolerului pe perioada cât tensiunea a fost mai mare de 5,5V. Niciun inginer proiectant nu își asumă riscul de a defecta întocmai microcontrolerul, componenta principală a unității electronice nivel ridicat de siguranță, precum TCU de nivel ASIL C sau D.

Pentru mai mult de 5,5V sistemul va trebui să activeze măsurile de siguranță de dezactivare în caz de eroare. Pentru SBC-ul MC33FS65xx aceste măsuri se rezumă la detectia unei erori de supratensiune care să fie indicată pinului dedicat, numit FS0B. Având în vedere această limită critică de 5,5V, proiectanții trebuie să demonstreze prin diferite metode fie calcul, fie simulare că sistemul se dezactivează în caz de atingerea limitei maxime. Simularea este eficientă în astfel de situații numai atunci când există modele de simulare ale integratelor oferite de către producător care emulează funcționarea reală. Având în vedere complexitatea SBC, nu există un astfel de model, de aceea singura metodă ce rămâne de aplicat este cea analitică. Printr-un calcul riguros de tipul "worst case" (cel mai defavorabil caz probabil), inginerul hardware poate identifica ușor anomalii de proiectare.

3.5.2. Modelarea analitică a valorilor extreme pentru configurația de alimentare 5V

Ca și metodă de analiză a celor mai defavorabile cazuri (WCA) pentru validarea nivelului tensiunii de detecție pentru V_{CORE} se poate aplica metoda valorilor extreme denumită **EVA- Extreme Value Analysis** [48]. O altă metodă utilizată pe scară largă este și rădăcina pătrată a sumei pătratelor denumită RSS - Root Of Sum Of Squares [49]. Pentru aplicații cu nivel ridicat al siguranței funcționale nu este recomandată aplicarea metode RSS, întrucât este o metodă statistică și nu oferă un grad de încredere suficient de ridicat.

Având în vedere configurația propusă de alimentare unică, 5V, cu ASIL ridicat, se va aplica metoda celor mai defavorabile cazuri. Așa cum numele sugerează "extreme value", se iau în considerare valorile extreme obținute prin calcul. Valorile extreme (extrem minim, respectiv extrem maxim) se deduc în urma considerării tuturor toleranțelor aferente componentelor utilizate. Se iau în calcul atât toleranțele pozitive, cât și cele negative. Pentru această evaluare este critică partea de valoare maximă obținută ce corespunde de altfel unei supratensiuni (întrucât acesta poate fi distructivă). Pentru un calcul cât mai riguros, următoarele toleranțe sunt considerate: toleranța inițială dată de manufacturarea propriu-zisă, toleranțe de mediu înconjurător (temperatură, umiditate), toleranța de "aging" (îmbătrânire).

Un calcul "worst case" pentru VCORE este propus și implementat în programul Mathcad și analizat în cele ce urmează. **Acest calcul este prezentat în detaliu în Anexa 2.** Pentru o mai bună vizualizare a valorilor finale, toate calculele sunt dispuse sub forma unui vector cu 3 elemente ce conține valoarea maximă, nominală și minimă. Mai întâi se evaluează variația punții rezistive de feedback (R3, R4), variație ce este calculată în funcție de toleranțe. În aplicație s-au considerat rezistoare cu o toleranță inițială de 0.1% și un coeficient de temperatură de 25 ppm. Calculul variației în funcție de toleranțe se face conform relației 3.6 (**captură din calculul Mathcad**):

$$R_n(R, tolerance, ageing, temp_coeff, t) \cong \begin{bmatrix} R(1+tolerance)(1+ageing)(1+\Delta Temp \cdot temp_coeff) \\ R \\ R(1-tolerance)(1-ageing)(1-\Delta Temp \cdot temp_coeff) \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

unde $\Delta Temp$ reprezintă diferența dintre temperatura maximă de funcționare a TCU (125°C) și temperatura nominală, obținându-se astfel următoarele valori:

$$R_3 = \begin{pmatrix} 42.454 \cdot 10^3 \\ 42.2 \cdot 10^3 \\ 42.052 \cdot 10^3 \end{pmatrix} \Omega; \quad R_4 = \begin{pmatrix} 8.108 \cdot 10^3 \\ 8.06 \cdot 10^3 \\ 8.012 \cdot 10^3 \end{pmatrix} \Omega. \quad (3.7)$$

Valorile maxime, nominale și minime calculate pentru VCORE sunt corelate cu circuitul de feedback intern al SBC-ului FS6152. Prin urmare, valorile de feedback de subtensiune/supratensiune au fost extrase din datele de catalog ale SBC-ului. Acestea se consideră în calculul din Mathcad așa cum prevăzut în relația de mai jos:

$$VCORE_FB = \begin{pmatrix} 0.816 \\ 0.8 \\ 0.784 \end{pmatrix} V; \quad (3.8)$$

$$VCORE_FB_UV_{max} = 0.773V; \quad VCORE_FB_OV_{max} = 0.905V;$$

$$VCORE_FB_UV_{min} = 0.67V; \quad VCORE_FB_OV_{min} = 0.84V.$$

Tensiunea VCORE este calculată și ea prin prisma valorilor maxime, nominale și minime, având în vedere pe de o parte variația divizorului rezistiv și pe de altă parte variația tensiunii de feedback.

$$V_{CORE_5V} \cong \begin{pmatrix} V_{CORE_FB_{max}} \frac{R_{3_{max}} + R_{4_{min}}}{R_{4_{min}}} \\ V_{CORE_FB_{rated}} \frac{R_{3_{rated}} + R_{4_{rated}}}{R_{4_{rated}}} \\ V_{CORE_FB_{min}} \frac{R_{3_{min}} + R_{4_{max}}}{R_{4_{max}}} \end{pmatrix}; V_{CORE_5V} = \begin{pmatrix} 5.14 \\ 4.989 \\ 4.85 \end{pmatrix} V. \quad (3.9)$$

Valorile obținute cu 5V între 4,85V și 5,14V sunt admise, întrucât se încadrează în toleranța admisă de microcontroler de $\pm 10\%$. De interes sunt și limitele de detecție de subtensiune și supratensiune. Limitele maximă și minimă de supra tensiune pentru V_{CORE} sunt:

$$V_{CORE_5V_OV_{max}} \cong V_{CORE_FB_OV_{max}} \frac{R_{3_{max}} + R_{4_{min}}}{R_{4_{min}}}; V_{CORE_5V_OV_{max}} = 5.701V; \quad (3.10)$$

$$V_{CORE_5V_OV_{min}} \cong V_{CORE_FB_OV_{min}} \frac{R_{3_{min}} + R_{4_{max}}}{R_{4_{max}}}; V_{CORE_5V_OV_{min}} = 5.196V.$$

Limitele maximă și minimă de subtensiune pentru V_{CORE} sunt:

$$V_{CORE_5V_UV_{max}} \cong V_{CORE_FB_UV_{max}} \frac{R_{3_{max}} + R_{4_{min}}}{R_{4_{min}}}; V_{CORE_5V_UV_{max}} = 4.869V; \quad (3.11)$$

$$V_{CORE_5V_UV_{min}} \cong V_{CORE_FB_UV_{min}} \frac{R_{3_{min}} + R_{4_{max}}}{R_{4_{max}}}; V_{CORE_5V_UV_{min}} = 4.145V.$$

După cum poate fi descris din rezultatele calcului, funcționarea normală este asigurată în intervalul [4.85V÷5.15V]. Principalul dezavantaj apare în domeniul de detecție a comportamentelor monitorizate de subtensiune și supratensiune. Din graficul evidențiat în fig. 3.13, se poate observa că detecția este semnificativ în afara intervalului solicitat de aplicație. În cazul detecției subtensiunii în mod prematur, se poate genera o resetare a SBC-ului. Punctul critic, însă, este detecția întârziată a supratensiunii, atunci când microcontrolerul ar putea fi deteriorat complet pentru valori mai mari de 5,5V.

Din acest moment, este clar că proiectarea necesită îmbunătățiri pentru a funcționa în siguranță, cum de altfel este evidențiat și în etapa 5 a procedurii de proiectare propus. O primă opțiune este de a folosi componente cu performanțe mai bune, dar pentru circuitul de feedback s-au utilizat deja rezistoare de 0,1%, în pofida faptului că producătorul SBC specifică 1%. O altă opțiune este de a considera un circuit specific adițional. Acesta ar fi un circuit supervisor/ de monitorizare care ar putea limita sau opri funcționarea atunci când tensiunea V_{CORE} depășește 5,5V. O astfel de componentă de supraveghere a tensiunii aleasă pentru TCU este integratul TPS3702-DX50Q1 de la Texas Instruments. Acesta generează o stare de resetare atunci când tensiunea V_{CORE} este mai mare de 5,5V.

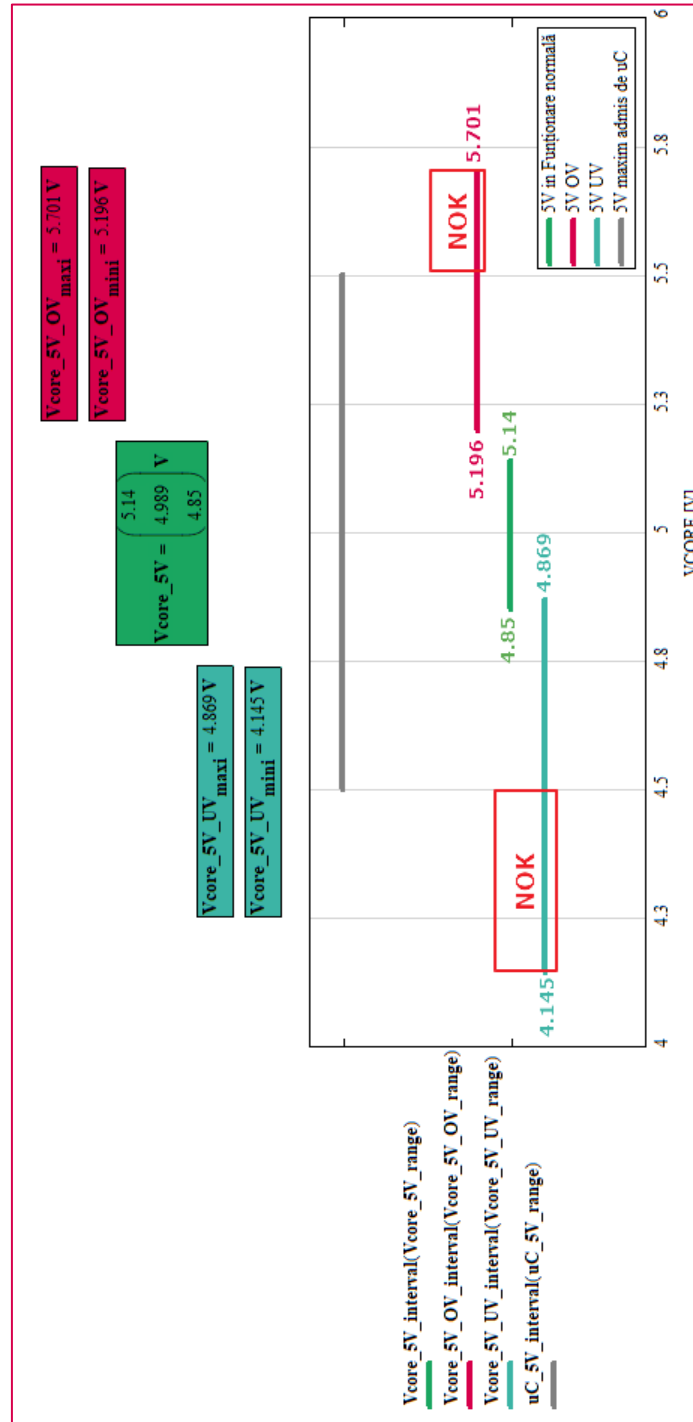


Fig. 3.13. Grafic de detecție a tensiunii Vcore

3.6. Concept de siguranță de dezactivare în caz de eroare

Având deja o proiectare îmbunătățită din punct de vedere al operării funcționale, este imperios necesar să se dezvolte și un concept de siguranță de dezactivare, așa cum se indică în etapa 6. Explorarea aspectelor critice de siguranță și de fiabilitate în cazul unei posibile supratensiuni a condus la necesitatea implementării unui mecanism complex de detecție pentru VCore. Deoarece detecția supratensiunii, așa cum rezultă din calculul worst case, nu se poate face din punct de vedere al componentelor, s-a luat în considerare un circuit suplimentar. Este evident că o componentă în plus pentru TCU va crește complexitatea, dar și costul. Dată fiind cerința primordială în ceea ce privește gradul ASIL cerut pentru TCU, acest cost suplimentar nu poate fi evitat. Practic prevalează afirmația „Siguranța pe primul loc” (Safety First) [44].

Efortul depus pentru ca proiectarea să îndeplinească cerințele automotiv de siguranță se transpune în sarcina de a asigura 3 funcții emergente: monitorizare, resetare și dezactivare [50]-[52]. Pentru TCU aceste funcții se concretizează prin capacitatea de a monitoriza tensiunile sistemului (în special VCore), funcția de a reseta microcontrolerul și nu în ultimul rând funcția de a crea o cale de oprire a motoarelor de tip BLDC sau de tip electrovalve. Această cale, denumită în literatură SWOP – switch-off path, se realizează astfel prin intermediul celor trei circuite deosebite prin capabilitate de monitorizare: SBC, microcontroler, circuit de supraveghere a supratensiunii/subtensiunii. Având în vedere toate cele 3 funcții solicitate, în această secțiune se propune un concept complex de detecție, diagnosticare și validare a stării de eroare la supratensiune.

3.6.1. Verificarea activării stării de eroare pentru SBC

Gradul de conștientizare în materie de siguranță nu poate fi definit prin apelative, precum „suficient”, „adevat” sau „adițional”, ci pur și simplu aceasta e OBLIGATORIU. De aceea, producătorii de SBC-uri din domeniul automotiv au speculat foarte bine că integratele lor trebuie să asigure funcționarea în condiții de siguranță, dar să ofere și posibilitatea aducerii sistemului din care fac parte într-o stare stabilă.

Din toate cele prezentate anterior, este evident că SBC-ul MC33FS65xx joacă un rol deosebit de important în definirea TCU din punct de vedere al siguranței, iar pentru a înțelege mai bine modul în care acesta operează se va detalia în continuare mecanismul implementat pentru dezactivare în caz de eroare. Acest mecanism este numit Fail-Safe Machine (FSM) și este dedicat pentru a aduce și a menține aplicația TCU în starea de siguranță. În cadrul FSM sunt prezente următoarele blocuri de interes:

- Driverile pentru generarea semnalului de ieșire pentru oprirea ASIC-ului, pinul de ieșire dedicat fiind **FS0B**. Pentru că nu este permisă o stare de înaltă impedanță (HighZ), producătorul trebuie să asigure o stare certă de nivel 0 atunci când pinul devine activ (FS0B este „active low”). Ca măsură suplimentară, în afara SBC-ului se conectează un rezistor de pull-up și un condensator pentru filtrare. FS0B este disponibil pentru a activa/dezactiva controlul GDU (se dezactivează gate driver-ul pentru puntea invertor necesară controlului motoarelor) și al altor circuite care

cer un grad ridicat de siguranță (se întrerupe alimentarea unor senzori ai sistemului). În plus poate fi aplicat în redundanță cu un alt semnal de la microcontroler.

- Drivele pentru resetarea microcontrolerului, pinul aferent fiind numit **RSTB**, și în acest caz, semnalul este activ pe frontul de 0, "active low". În caz de activare pinul rămâne la nivel 0 pentru 1 sau 10 ms, în funcție de configurarea registrului INIT_FSSM, bitul RSTB_DURATION. De specificat este că pinul RSTB este bidirecțional ceea ce permite și microcontrolerului de a reseta SBC-ul printr-un mesaj primit pe SPI. Activarea RSTB este solicitată de microcontroler doar pentru a verifica existența conexiunii hardware dintre cele 2. Această solicitare poate fi făcută doar pe durata cât semnalul FSOB este low. Ca măsură suplimentară, circuitul de resetare este monitorizat intern, semnalul de ieșire de la pin fiind în permanență comparat cu o control digitală. O diferență între cele două conduce la activarea stării de fail-state și implicit la activarea pinului FSOB.
- **Watchdog** pentru monitorizarea microcontrolerului, acestuia solicitându-i-se în permanență răspunsuri într-un anumit interval de timp. Întrucât aplicația prezintă o sensibilitate crescută, tipul circuitului watchdog implementat este de temporizator cu fereastră (windowed watchdog). Practic acesta va acționa atunci când microcontrolerul rulează prea lent sau prea rapid ceea ce rezultă din alte erori survenite fie în programul software, fie din comportamentul incorect al hardware-ului. Practic în cadrul circuitului sunt prevăzute 3 temporizatoare incrementale numite: WD error counter, WD refresh counter și Fault error counter. În cadrul registrului specific WD_WINDOW se configurează timpul ferestrei, iar acesta poate fi ales de la 1 ms a 1024ms. Pentru TCU, ASIL C, este nevoie de un timp de reacție al sistemului de maxim 10ms, prin urmare 3ms este configurația necesară pentru a îndeplini această cerință. Mesajul cerut de SBC este transmis pe 8 biți și se configurează aleatoriu prin intermediul unui circuit numit linear feedback shift register (LFSR). Codul generat este disponibil la registrul WD_LFSR, în timp ce răspunsul microcontrolerului atunci când fereastra este deschisă, este disponibil la registrul WD_ANSWER. După mai multe răspunsuri greșite ce conduc la incrementarea Fault error counter, se va activa starea de Fail-safe, ceea ce conduce la activarea pinilor RSTB și FSOB.
- Pentru a semnala alte informații de eroare ale watchdog-ului sau întreruperi legate de funcționalitatea reguletoarelor (Tabelul 113 din cadrul fișei tehnice [60]), SBC-ul furnizează un puls la pinul **INTB**. Acesta se conectează la interfața de întrerupere nemascabilă a microcontrolerului (NMI – No Masked Interruption). Durata pulsului se configurează prin intermediul registrului INIT.
- O altă posibilitate de preluare a feedback-ului de la microcontroler, pe lângă SPI, este de a conecta 2 pini: pinul dedicat monitorizării erorilor interne ale microcontrolerului (FSP – Fault Signaling Pin) la pinul aferent SBC, denumit IO_2 sau IO_3. Aceștia sunt conectați la circuitul **FCU**

(Fault Collection and Control Unit), iar recepția este clar bistabilă. În cazul în care se recepționează un semnal logic 0, se vor activa atât RSTB, cât și FS0B pentru a aduce sistemul în starea de siguranță.

- **Monitorizarea tensiunii V_{CORE}** (pentru sub și supratensiune), inițializarea făcându-se în registrul INIT_VCORE_OVUV_IMPACT. Tensiunea de feedback V_{CORE} (cea divizată prin intermediul rezistoarelor R3-R4) este monitorizată prin intermediul pinului **FB_CORE**. În caz de supratensiune la V_{CORE}, se vor activa ambele reacții pentru RTSB și FS0B, în timp ce pentru subtensiune se poate activa, doar FS0B. Este evident că în implementarea detecției erorii sunt prevăzuți anumiți timpi de filtrare întocmai pentru a evita detecții sporadice cauzate de posibile oscilații. Ca metodă redundantă de monitorizare, se poate conecta încă un divizor rezistiv la pinul **FCRBM** pentru a monitoriza posibile variații ale rezistoarelor, așa cum sunt prevăzute în fig. 3.14 (captură din data de catalog a SBC-ului).

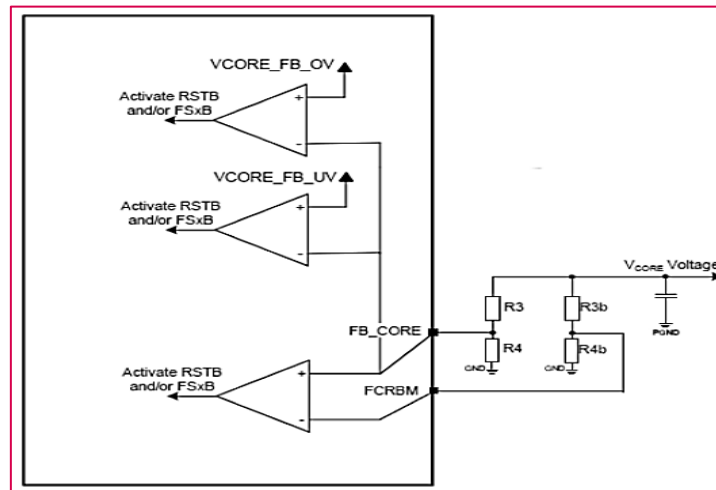


Fig. 3.14. Monitorizare V_{CORE} și activare FS0B/ RSTB [60]

În conceptul de alimentare propus dintre TC379 și MC33FS65xx, monitorizarea supratensiunii/subtensiunii V_{CORE} este esențială, un beneficiu pentru aplicație fiind faptul că acesta este inclusă în mecanismul fail-safe machine a SBC-ului. Pentru o raportare mai clară a limitelor tensiunii V_{CORE}, în fig. 3.15 se ilustrează tensiunea divizată în 6 secțiuni de operare.

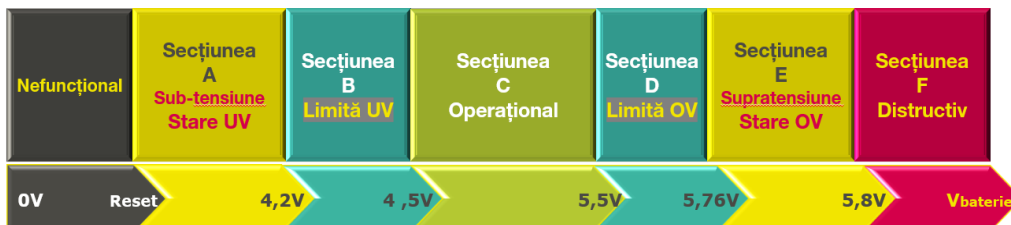


Fig. 3.15. Diagrama limitelor tensiunii V_{core}

Prin această diagramă se poate deduce că secțiunile B, D și E introduc un risc semnificativ pentru operare în condiții de siguranță. De aceea, atenția rămâne îndeosebi pe partea de supratensiune, fiind critică pentru microcontroler. Prin urmare sunt necesare măsuri suplimentare pentru a reduce aceste riscuri.

3.6.2. Verificarea activării stării de eroare pentru Microcontroler

Pentru a îndeplini cerințele tehnice de siguranță, microcontrolerul TC397 dispune de un modul PMS (Power Management Systems), care implementează un software de monitorizare eșalonată a tensiunii. PMS este construit pe o monitorizare primară și secundară, oferind o redundanță adecvată pentru a activa starea de siguranță în cazul defecțiunilor de sub/supratensiune. Circuitul primar poate genera doar o detecție de subtensiune, pentru toate tensiunile 5V, 3,3V și 1,25V, așa cum este ilustrat în fig.3.16 (captură din data de catalog a microcontrolerului)

În cazul detecției subtensiunii, în unitatea primară de monitorizare a PMS, va fi generată o resetare la pornire. Blocul de monitorizare secundară are implementate ambele funcții de protecție la subtensiune și la supratensiune. La momentul detecției în unitatea secundară de monitorizare a PMS, SMU (Unitatea de monitorizare a siguranței) va genera o alarmă la pinul de eroare (FSPx). Pragurile de detecție pot fi setate în codul software prin biții SWDUVVAL /SWDOVVAL în registrele PMS_EVRUVMON/PMS_EVROVMON. Semnalul furnizat de microcontroler la pinul FSP trebuie să facă parte din conceptul de siguranță de dezactivare în caz de eroare.

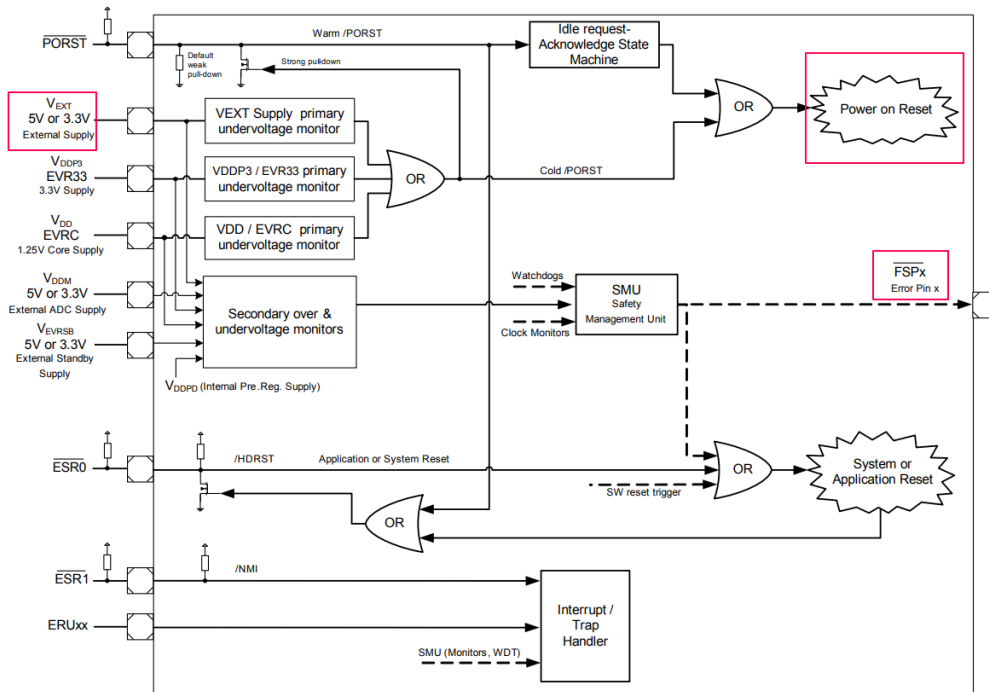


Fig. 3.16. Diagrama bloc a unității PMU din microcontroler TC397 [55]

3.6.3. Propunerea unui concept de dezactivare a sistemului în condiții de siguranță funcțională

În aplicațiile critice din punct de vedere al siguranței, așa cum este și unitatea electronică de control al transmisiei automate, doar monitorizarea nivelurilor de tensiune nu este suficientă pentru a defini conceptul SWOP de dezactivare a controlului motorului. O monitorizare defectuoasă reprezintă un real motiv de îngrijorare în ceea ce privește capacitatea de detecție a erorilor și dezactivarea sistemului. Orice vulnerabilitate sau orice eveniment de defecțiune raportat de către SBC, de microcontroler sau de către circuitul de supraveghere reprezintă unelte de verificare a siguranței și trebuie să contribuie la dezactivarea sistemului.

Atunci când este creat un astfel de concept de oprire/pornire, proiectanții vor lua în considerare într-o logică redundantă toate semnalele de activare pentru a garanta starea de siguranță funcțională a aplicației și pentru a răspunde necesităților ASIL C sau D. O abordare simplă, dar eficientă este de a crea un circuit SAU logic. Conceptul de arhitectură de siguranță propus pentru TCU, reprezentat în fig. 3.17, este implementat prin colectarea în mod redundant într-un nod de control al tuturor semnalelor de activare/dezactivare, după cum urmează:

- Semnalul FS0B de la SBC
- Semnalul FSP furnizat de microcontroler
- Semnalul GPIOR ieșire digitală redundantă de la microcontroler
- Ieșirea de sub/supratensiune de la circuitul de supraveghere a tensiunii 5V.

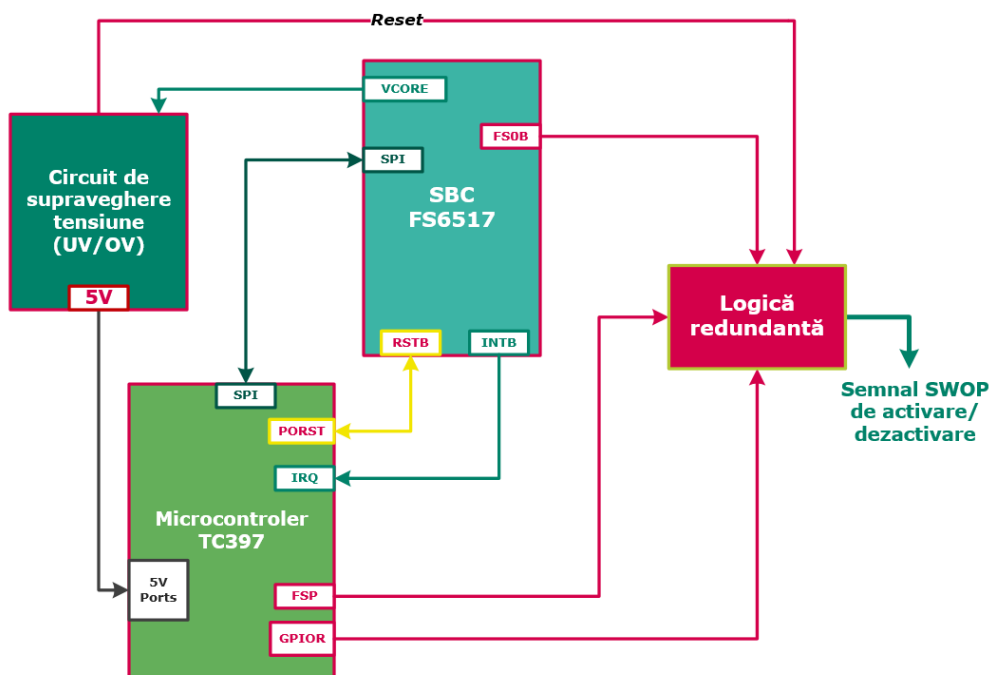


Fig. 3.17. Diagrama bloc propusă pentru dezactivare TCU în caz de eroare

Semnalul comun din logica redundantă va determina pornirea/ oprirea driverelor de control al motoarelor și/sau al electrovalvelor. Pentru a observa cât mai precis comportamentul acestui circuit, s-a realizat o simulare în Orcad Pspice (fig. 3.18). În simulare se consideră toate cele patru moduri redundante ce contribuie la reacția de dezactivare în cazul apariției defecțiunilor de subtensiune sau supratensiune: o soluție bazată pe monitorizarea internă a SBC-ului (FS0B), 2 generate de microcontroler (SMU, uC_GPIO) și o soluție hardware bazată pe circuitul extern de supraveghere (UV_OV). Acestea sunt definite ca și surse cu tren de impulsuri digitale.

Prin intermediul simulării se poate crea scenariul în care doar un semnal devine activ și se urmărește semnalul SWOP de ieșire, însă se pot considera și scenarii în care două sau mai multe semnale de eroare se activează, modificând timpul de propagare a tensiunilor controlate pentru generarea semnalelor de eroare. Aceasta reprezintă o manieră prin care se pot detecta disfuncționalitățile electrice acoperind toate cazurile/ combinațiile posibile.

Prin simulare se poate observa dacă circuitul este capabil de a genera dezactivarea sistemului, atenuând riscurile și pagubele cauzate în cazul unor teste reale ce eșuează. Este evident că acestea urmează a fi efectuate pentru o justificare clară a bunei funcționări a produsului proiectat, dar și pentru validarea modelului propus.

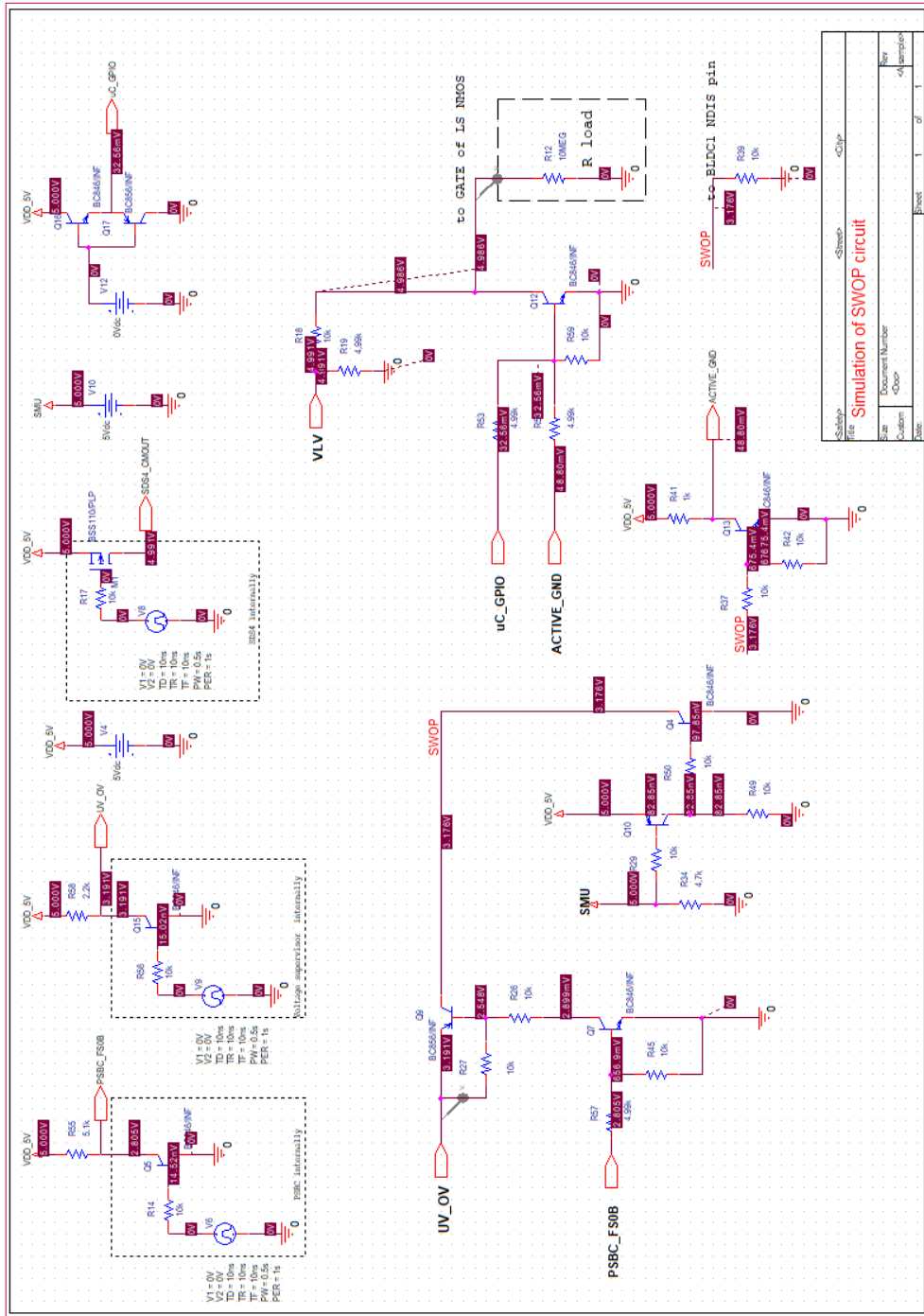


Fig. 3.18. Simulare concept de dezactivare TCU în caz de eroare

Considerând diagrama bloc propusă, după finalizarea etapei de simulare a circuitului de dezactivare în condiții de siguranță, s-a realizat și schema electrică în vederea implementării fizice (fig.3.19). Schema a fost realizată utilizând programul Zuken CR-8000. Componentele pasive au fost alese din biblioteca de componente ale programului. Fiind semnale digitale, se folosesc rezistoare pull-up/pull-down pentru a asigura un nivel logic stabil.

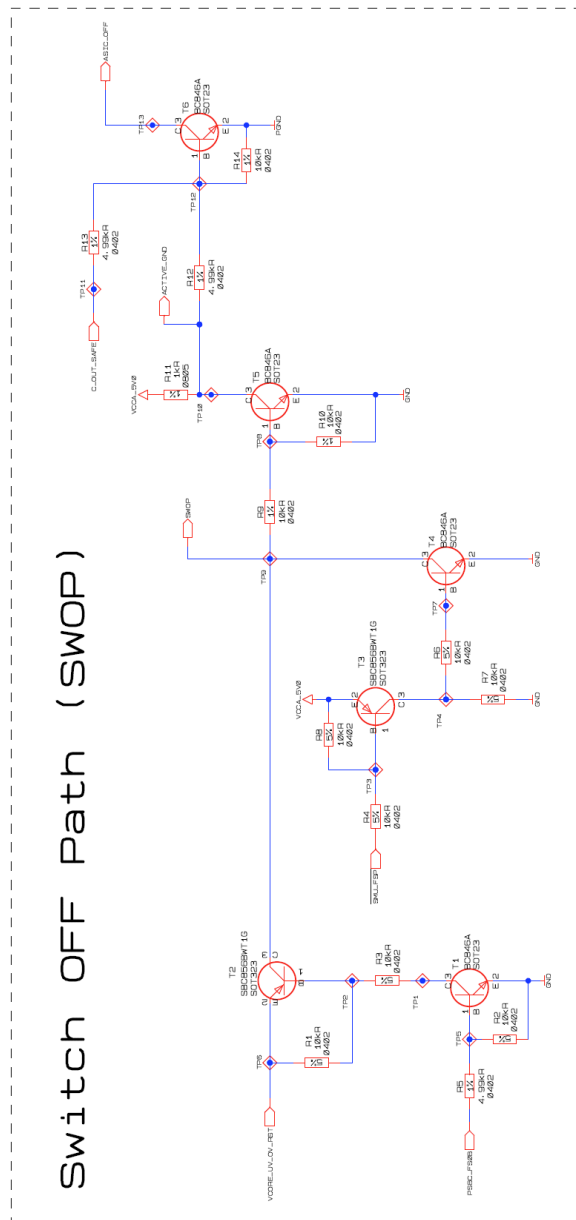


Fig. 3.19. Schema electrică a circuitului de dezactivare în caz de eroare de sub/supratensiune

O dată ce proiectarea circuitului s-a optimizat în urma analizei WCA, iar conceptul de dezactivare în condiții de siguranță a fost validat prin simulare, se poate trece la ultima etapă a procedurii de proiectare propusă în sub-capitolul 3.3. În această ultima etapă are loc implementarea fizică a proiectului prin realizarea PCB-ului. Plasarea componentelor de interes este evidențiată în fig. 3.20.

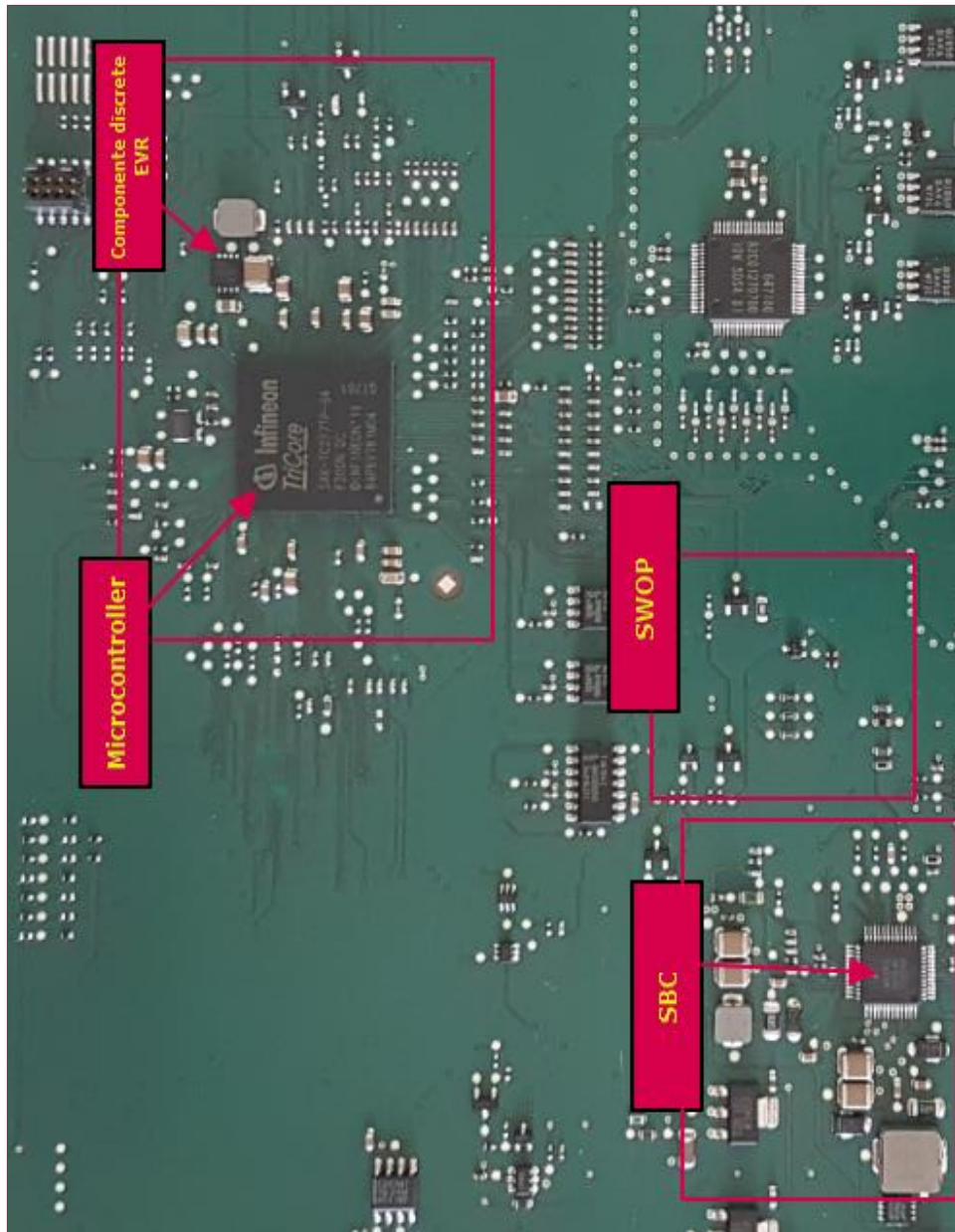


Fig. 3.20. Plasarea componente pe PCB

După realizarea fizică a unității de control, a urmat și validarea circuitului propus prin monitorizarea atentă a circuitului de alimentare. Procesul de testare este încă în etapa de dezvoltare la momentul de față, evaluarea variației tensiunilor de alimentare realizându-se doar la temperatura mediului ambiant de 25°C. În fig. 3.21 este ilustrat procesul de pornire cascadată a reguletoarelor. Fiecare canal al osciloscopului (LeCroy Waverunner 44Xi-A) monitorizează câte o tensiune furnizată de SBC după cum urmează:

- **Canalul 1** este asociat tensiunii furnizate de pre-regulator (semnal denumit **VPRE**). Valoarea medie citită este de 6,55V și este în limite, deoarece conform datei de catalog aceasta trebuie să fie cuprinsă între 6,25V și 6,75V. Cu toate acestea se remarcă o variație de 500mV la pornirea regulatorului VCore, riplu care necesită investigații suplimentare. O posibilitate ar fi studiul condensatorului de intrare și capacitatea acestuia de a prelua curentul de scurgere.
- **Canalul 2** este utilizat pentru tensiunea de alimentare în configurație unică 5V furnizată de regulatorul VCore (semnal denumit **VCore_5V0**). Valoarea medie citită este de 4,98V, având o variație de doar 42mV, de unde rezultă o bună stabilitate a convertorului la pornire și în funcționare.
- **Canalul 3** este asociat tensiunii auxiliare de 3,3V (semnal denumit **C_3V3**), valoarea medie monitorizată de 3,269V fiind în limitele SBC-ului: 3,201-3,339V
- **Canalul 4** este utilizat în vederea monitorizării tensiunii furnizate de regulatorul intern al microcontrolerului de 1,25V (semnal denumit **C_CORE**).

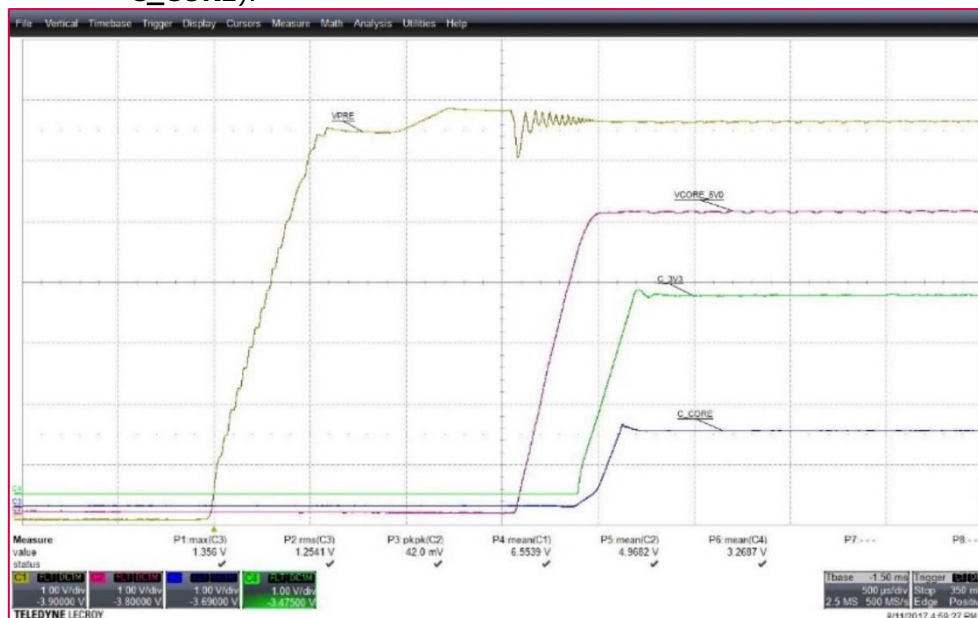


Fig. 3.21. Măsurarea nivelurilor de tensiune ale SBC + variația VCore

3.7. Concluzii

În acest capitol, accentul a fost pus pe diversitatea celor mai performante componente (microcontroler și circuit de alimentare SBC) aferente domeniului automotive - elemente de bază din construcția oricărei unități electronice de control. S-a oferit o analiză comparativă și multicriterială în ceea ce privește componentele de ultimă generație, considerând producători de top. Selecția componentelor propuse a fost adaptată la cerințele noilor tehnologii de unități electronice de control al transmisiei. De aceea, selecția propusă nu numai că ține cont de proprietățile componentelor în funcție de punctele forte ale acestora, dar ia în considerare și aplicația unde sunt integrate. Plecând de la aceste tabele comparative, prin combinația oricărui microcontroler și SBC, se pot dezvolta soluții extrem de inovatoare, relevante pentru aplicații cu provocări complexe.

Pentru că o proiectare hardware are la bază pe de o parte performanța, iar pe de altă parte siguranța în automotive, s-a propus o procedură de proiectare într-o manieră bazată pe expertiza acumulată din activitatea profesională a autorului. Această procedură a fost împărțită pe etape de proiectare, menționând în detaliu cerințele fiecărei etape cu scopul de a obține în final un produs robust și stabil. S-a ilustrat întregul flux de dezvoltare a unui circuit nou, aplicând procese, precum: analiza conceptuală, calcule, simulări, implementare, demonstrații.

Procedura propusă a fost aplicată în proiectarea sistematică a unui nou concept de alimentare aferent unității electronice de control al transmisiei automate TCU. S-a propus alimentarea unică de 5V între microcontroler și SBC. Această arhitectură inedită reprezintă un concept coerent, bine susținut, puternic, scalabil și capabil să contribuie la simplitatea proiectării și dezvoltării TCU-urilor, în general. Proiectarea circuitului propus a respectat fiecare etapă descrisă în procedura de dezvoltare, plecând de la cerințele sistemului, până la validare și revizuire. Cel mai important de menționat este aspectul referitor la ajustarea componentelor din circuit, iar selecția adecvată s-a realizat în urma unui calcul laborios. Autorul a subliniat că este imperios necesar să se considere cazul cel mai defavorabil, luând în calcul variația extremă a parametrilor și nu valorile nominale oferite de către producătorii acestora, mai ales în aplicațiile care au un nivel de siguranță funcțională ridicat. În caz de eroare, se impune o reacție din partea ansamblului microcontroller MCU - SBC.

Unitatea TCU este performantă din punctul de vedere al siguranței funcționale, dacă este suficient de sensibilă încât să detecteze erorile generate de tensiunea noului concept. Este esențial să se asigure starea de siguranță a întregului sistem prin reconfigurare, ajustare sau oprire imediată a funcționării. Prin urmare, s-a prezentat și dezvoltarea unei strategii activare a stării de siguranță în caz de eroare. O astfel de arhitectură completă denumită SWOP (Switch-off Path) a fost propusă de autor în vederea asigurării siguranței funcționale pentru detecția, prevenirea și izolarea defectelor. Principalul beneficiu pe care această arhitectură îl aduce este faptul că este un concept generalizat și se poate aplica oricărei combinații MCU - SBC.

Descriere sintetică:

- Analiza detaliată a tendințelor de optimizare a componentelor electronice: microcontroler și SBC
- Trecerea în revistă a proprietăților aferente siguranței funcționale pe care le prezintă componentele principale dintr-o unitate (MCU - SBC), în vederea proiectării unui sistem tolerant la defect care să asigure stabilitatea și performanțele dorite
- Definirea procedurii de proiectare: propunerea, în baza experienței din activitatea profesională și în baza modelului teoretic V-cycle, a unei proceduri de proiectare de referință pentru interconectarea a unor circuite de top (MCU - SBC), în baza lucrării proprii [38]
- Descrierea fiecărei etape din procedura de proiectare pentru a-i conferi portabilitatea necesară în vederea dezvoltării oricărui circuit nou, nu doar aferent unității electronice de control al transmisiei automate
- Studiu analitic și comparativ: investigarea "pieței" semiconductorilor la momentul actual, în vederea selectării adecvate și de înaltă calitate a componentelor: MCU - SBC
- Propunerea unui concept inedit de alimentare unică, doar 5V între microcontroler și SBC, plecând de la cerințe, precum cele legate de tensiuni de alimentare, de cost, de integrare, de timp, de posibilități de diagnoză și management al erorilor, de condiții de operare.
- Evidențierea faptului că o proiectare robustă are nevoie de analize/ simulări ce cuprind scenarii în cele mai defavorabile cazuri. Nu se vor lua în considerare valorile tipice oferite de obicei în specificațiile tehnice oferite de către producătorii de componente
- Urmărirea celor mai restrictive reglementări privind siguranța funcțională și propunerea unui nou concept de activare a stării de siguranță funcțională în caz de eroare, cuprinzând toate cazurile de defectare
- Definirea conceptului de activare a stării de siguranță într-un mod scalabil-modular. Cele două atribute sunt absolut necesare pentru a aduce progrese pentru un ciclu de dezvoltare de o durată cât mai scurtă, fiindcă circuitul propus se poate integra cu ușurință în orice arhitectură
- Atât arhitectura de alimentare unică 5V, cât și arhitectura de activare a stării de siguranță sunt create pentru a fi reutilizabile cu eforturi minime de adaptabilitate.

4. CONTRIBUȚII LA SISTEMUL DE ALIMENTARE ÎN CONDIȚII DE SIGURANȚĂ A UNITĂȚII ELECTRONICE DE CONTROL – SISTEM HIBRID 48V

Așa cum s-a prezentat în capitolul anterior, performanța unității electronice de control depinde de operarea eficientă a două dintre cele mai importante dispozitive electronice: microcontrolerul (MCU) și circuitul de alimentare (SBC – System Basis Chip). Pentru că digitalizarea și electrificarea platformei automotivă este o tendință de neoprit, în momentul de față, și producătorii de componente electrice urmăresc același trend. Cu toate acestea, există o diferență majoră între valoarea tensiunii de 12V a sistemelor convenționale și valoarea tensiunii de 400/800V a sistemelor complet electrice. Ca și pas intermediar, în prezent, producătorii investesc masiv în dezvoltarea mult mai diversificată a semiconductoarelor pentru sisteme hibride, oferind soluții inovatoare pentru componente în tehnologia de 48V [65].

Această evoluție la scară globală se aplică implicit și sistemului de transmisie automată, iar proiectarea unei unități electronice de control al transmisiei automate necesită în mod fundamental utilizarea de componente aferente tehnologiei hibride de 48V. De notat este faptul că pentru sistemele hibride, 48V nu reprezintă doar de patru ori 12V, ci și o mare diversitate de cerințe de operare și de siguranță funcțională.

Cercetarea din cadrul acestui capitol este axată pe studiul dispozitivelor electronice de 48V care operează într-un mediu mai dur [66]. Provocarea inginerilor este dată de faptul că toate circuitele trebuie să fie proiectate pentru categoria de supratensiune corespunzătoare și pentru o gamă largă de temperaturi. Studiul bunei funcționalități al unui TCU în sistem de 48V are la bază **trei obiective** principale:

- *Abordarea provocărilor majore de mobilitate hibridă într-o cadență măsurată pentru o arhitectură TCU 48V*
- *Identificarea soluțiilor de eficientizare a procesului de dezvoltare a unui TCU în sistem de 48V printr-o platformă ce emulează aplicația*
- *Certificarea produsului în vederea susținerii capacității esențiale de management al siguranței funcționale.*

Pentru îndeplinirea obiectivelor propuse, capitolul de față este structurat pe **5 teme** importante după cum urmează:

- Prezentarea trendului actual în ceea ce privește mobilitatea electrică
- Studiul sintetic privind cercetarea științifică și standardele de securitate elaborate și aplicabile sistemului 48V
- Propunerea unei platforme scalabile și capabile să contribuie la simplificarea proiectării și dezvoltării unui produs complet nou
- Propunerea arhitecturii TCU în sistem 48V cu abilitatea de a funcționa fiabil și stabil o dată cu aplicarea unor tensiuni extreme
- Validare experimentală prin metoda injectării defectelor.

4.1. Introducere

Există două mari tendințe care guvernează domeniul automotive, și anume: reducerea emisiilor de dioxid de carbon (CO₂) și tranziția către conducerea autonomă, sinergia celor două fiind cunoscută în mediul industrial sub numele de **electrificare** [67]. La momentul actual, aceste direcții domină practic cercetarea și dezvoltarea: de la nivel de componentă electrică și electronică, la unitatea electronică de control și până la nivel de autovehicul. În acest sens, o dată cu revoluția în materie de mobilitate, cresc considerabil și provocările la care vor fi spuși inginerii hardware pentru a oferi produse competitive, performante, inovative și stabile din punct de vedere al siguranței. Nu în ultimul rând, la provocările tehnice se vor alătura inevitabil și constrângerile legate de cost, spațiu, fiabilitate și nu în ultimul rând, constrângerile termice.

Electrificarea grupului motopropulsor nu mai este o viziune îndepărtată, ci devine un obiectiv concret, sub formă de vehicule electrice hibride (HEV – Hibrid Electric Vehicle) și vehicule electrice (EV – Electric Vehicle). În prezent, vehiculele complet electrice (Full Electric Vehicle) nu sunt competitive din punct de vedere al prețului, însă au început să câștige din ce în ce mai multă popularitate așa cum este redat de evoluția vânzărilor ilustrată în fig.4.1. O soluție tranzitorie o reprezintă autovehiculele hibride [68]-[71]. Deși este destul de evidentă tendința de manufacturare se îndreaptă către vehicule electrice, se conturează mai multe întrebări pentru a înțelege de ce autovehiculele hibride reprezintă încă o soluție destul de cerută pe piața automotive [72].

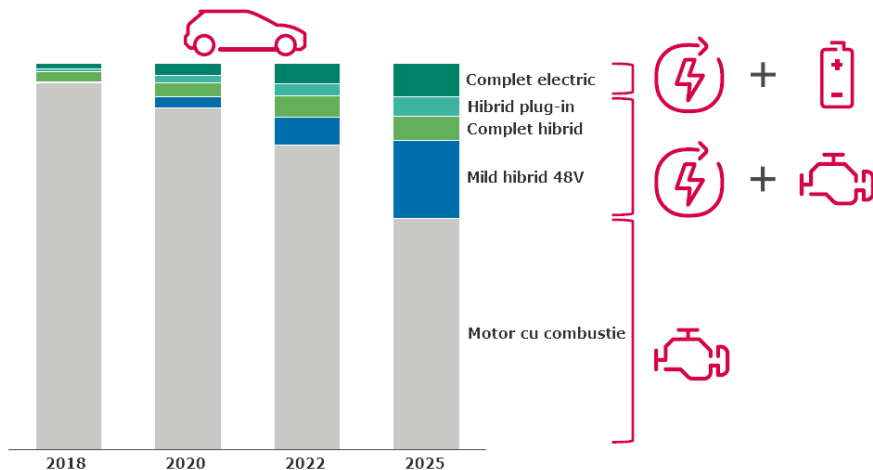


Fig. 4.1. Evoluția actuală a autovehiculelor în funcție de tipul de propulsie

Autovehicul hibrid. Configurații actuale.

Definiția general acceptată a unui autovehicul hibrid este următoarea: un autovehicul al cărui grup motopropulsor este compus din două sau mai multe motorizări, folosite fie separat, fie simultan. Există mai multe tipuri de autovehicule care fac uz de termenul "hibrid" și anume: micro-hibrid, mild-hibrid, full hibrid și plug-in hibrid, a căror descriere se detaliază în cele ce urmează.

Un autovehicul **micro-hibrid** este acela care dispune de tehnologia start-stop ce oferă posibilitatea de a opri motorul în momentul staționării. În situații, precum staționarea la semafor sau în trafic, motorul funcționează inutil. Sistemul Stop-Start oprește automat motorul atunci când automobilul se oprește și îl repornește imediat după ce șoferul ridică piciorul de pe frână sau calcă ambreiajul. Acest proces duce la o reducere parțială a emisiilor de CO₂, dar la o reducere semnificativă a consumului de carburant. Mașinile care dispun de tehnologia micro-hibrid dispun de o baterie mai performantă, precum și de un alternator adaptat acestui tip de exploatare. Aceste sisteme nu angrenează roțile - mașina nu poate parcurge distanțe în mod electric. Astăzi majoritatea autovehiculelor beneficiază de această funcționalitate, astfel încât termenul nu este atât de folosit.

Mild-Hibrid. Autovehiculele de tipul mild-hibrid sunt cele care prezintă un sistem starter – generator integrat și o baterie suplimentară de 48V. Acest sistem înlocuiește demarorul și alternatorul clasic, asistând motorul cu ardere internă (convențional) la pornire și la accelerare. Prin intermediul acestui starter-generator există o îmbunătățire a economiei de carburant, deci implicit o diminuare a emisiilor de CO₂. Bateria suplimentară de 48V este reîncărcată automat la frânare (concept ce poartă denumirea de frânare regenerativă) în timpul deplasării în pantă sau pur și simplu la orice frânare. Folosind energia electrică recuperată, stocată în bateria de 48V, starterul – generator integrat doar stimulează motorul termic în timpul pornirii și al accelerării, autovehiculul nu poate rula 100% în mod electric [73]-[80]. În fig. 4.2 se pot observa distribuția elementelor constitutive ale unui autovehicul mild-hibrid.

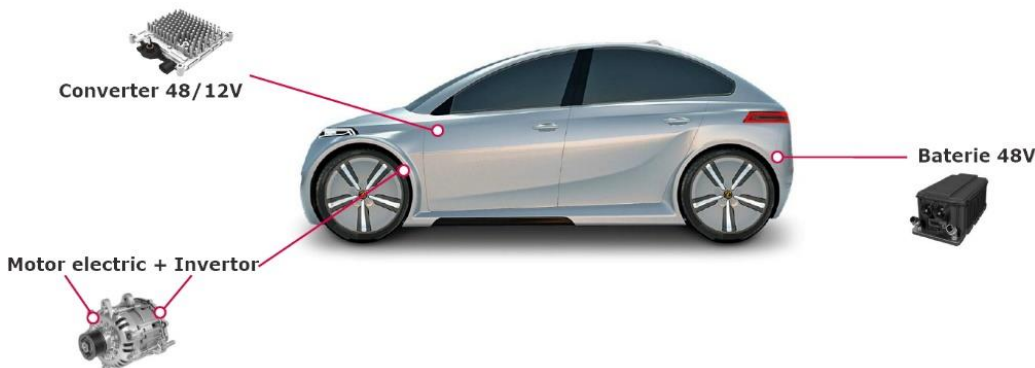


Fig. 4.2. Elementele principale ale unui autovehicul de tipul mild-hibrid

Full Hibrid. Un autovehicul comercializat sub numele de full hibrid poate rula 100% termic, 100% electric sau folosind ambele tipuri de motorizări. În mod 100% electric, prezintă totuși anumite limitări dintre care faptul că pot rula electric doar maxim 10-20 de km cauza fiind imposibilitatea încărcării de la priză, ci doar prin frânare regenerativă. Sunt de evitat accelerările bruște, întrucât acestea vor duce la scăderea autonomiei electrice. Având în vedere distanțele scurte care pot fi parcurse, modul electric de condus se pretează mai mult în parcuri sau în aglomerație, acolo unde pornirile și opririle sunt dese. Motorul electric preia o parte din sarcina motorului termic, de unde rezultă și marele avantaj de a beneficia de o reducere considerabilă de consum de carburant.

Hibrid plug-in. Un autovehicul electric de tipul plug-in hibrid (PHEV) dispune de un grup motopropulsor termic și unul electric și un acumulator mai mare de 200-400V. Un autovehicul de tip hibrid plug-in are o topologie asemănătoare cu a autovehiculelor full hibrid, însă, în plus, acesta poate fi reîncărcat de la priză convențională sau de la stații speciale de reîncărcare. PHEV prezintă și funcția de încărcare a bateriei prin frânare regenerativă, dar atunci când nu este suficientă energie pentru a acționa motorul electric, sarcina este preluată de către motorul termic. Autonomia autovehiculelor de tipul plug-in hibrid este mai mare oferind o gamă mai mare de funcționare pur electric de la 30 până la 60 de km, dar pot atinge și viteze mai mari în acest mod.

Semnificația valorii de 48V pentru sisteme mild-hibrid

Consortiul automotive a propus la începutul anilor '90 înlocuirea sistemului clasic de 12V cu un sistem complet nou de 42V. Această propunere s-a dovedit a fi un eșec total, întrucât aducea mai multe pierderi decât beneficii [81]. În schimb, modelele hibride de 48V practic completează sistemul de 12V, nu îl înlocuiesc complet. Cu alte cuvinte, un motor electric nou și o baterie de 48V sunt pur și simplu adăugate la motorul cu ardere internă și la bateria clasică de 12V.

De notat este faptul că 48V nu reprezintă doar de patru ori 12V, ci progresul tehnologic al autovehiculelor hibride, însemnând astfel un salt important pentru conducere autonomă și pentru electro-mobilitate. În momentul actual, într-un autovehicul de nivel mediu, sunt peste 75 de mecanisme de acționare de mici dimensiuni, iar numărul lor este într-o continuă creștere. Motoarele electrice cu o putere de până la 100 W se ocupă de funcții, precum reglarea oglinzilor laterale sau închiderea ușii portbagajului. Sunt posibile și alte mecanisme de reglare automată, în funcție de condițiile de utilizare, incluzând nu numai scaunele, ci și oglinzile interioare și tetierele, de exemplu, sau chiar ușile compartimentelor, ce pot fi comandate prin gesturi, de exemplu pentru a deschide și închide torpedoul. Deoarece micile motoare se bazează pe tensiunea de 12V de la bordul autovehiculului, acestea pot fi alimentate direct prin intermediul bornei 30 (KL30- baterie) sau al bornei 15 (KL15- post-aprindere). Aceste motoare reprezintă, parțial, motivul pentru care sistemul electric de 12V nu va dispărea de pe autovehiculele viitorului. Trecerea completă la tehnologia de 48V, tot mai populară la acest nivel de putere, nu ar oferi deocamdată beneficii semnificative în ceea ce privește reducerea costurilor de producție și dezvoltare. Totuși, dacă ne uităm la secțiunile transversale mai mici ale cablurilor și la curenții de sarcină nominali ai unui sistem electric de 48V, a căror valoare se situează la doar un sfert față de cea a sistemului de 12V, acestea sunt argumente care ar trebui luate în considerare pe termen lung.

Perspectivă de dezvoltare a tehnologiei de 48V

Răspunsul este unul afirmativ întrucât noile sisteme de tensiune 48V deschid oportunități mai rentabile pentru electrificare. Dacă se ia în calcul întregul lanț valoric al unui autovehicul pur electric: de la producerea energiei, a autovehiculului în sine, până la infrastructura existentă, este clar că este imposibil să se realizeze această trecere instantaneu. Sistemul de alimentare de 48V permite fabricarea autovehiculelor având costurile de investiții rezonabile, costuri ce implică pe de o parte fabricarea propriu-zisă, iar pe de altă parte infrastructura globală. De asemenea, costurile mai mici se regăsesc și prin reducerea la minimum a complexității și facilitarea întreținerii autovehiculului [81]. Investiția în tehnologia de 48V încă merită. Acest lucru arată că 48V nu este doar o soluție de tranziție – va continua să ofere în

viitor o cale către o mobilitate cu emisii reduse de carbon și, prin urmare, va continua să ofere beneficii în numeroase scenarii de aplicații [82]. Experții din domeniu afirmă că investițiile și optimizările de sistem pentru utilizarea unei surse de alimentare de 48V la bordul autovehiculului vor merita în continuare efortul.

Avantajele tehnologiei de 48V

Utilizarea tehnologiei de 48V aduce o serie de alte avantaje pe lângă cele menționate mai sus, iar o vizualizare explicită este redată în fig. 4.3.



Fig. 4.3. Avantajele sistemului 48V mild-hibrid

Principali consumatori alimentați din bateria de 48V

Bateria de 48V are ca și consumatori principali elementele de putere, în timp ce circuitele auxiliare rămân alimentate din bateria de 12V. Sistemul de 48V este cuplat cu sistemul de 12V prin intermediul unui convertor DC/DC [83]. Consumatorii alocați la domeniul de 48V au o putere de la 1 până la 5kW, iar aceștia sunt: turbocompresorul electric (eBooster) [84], unitatea electronică de control pentru servodirecție (EPS- electronic power steering), unitatea electronică de control pentru stabilizarea rulaajului (Roll stabilisation), sisteme electrice de aer condiționat (compresor AC), încălzitoare electrice (convertizoare catalitice, de tip PTC -positive temperature coeficient sau dispozitive de dezghețare a parbrizului), actuatoare sau ventilatoare pentru diferite utilizări. Distribuția consumului de putere se poate vizualiza din diagrama de mai jos.

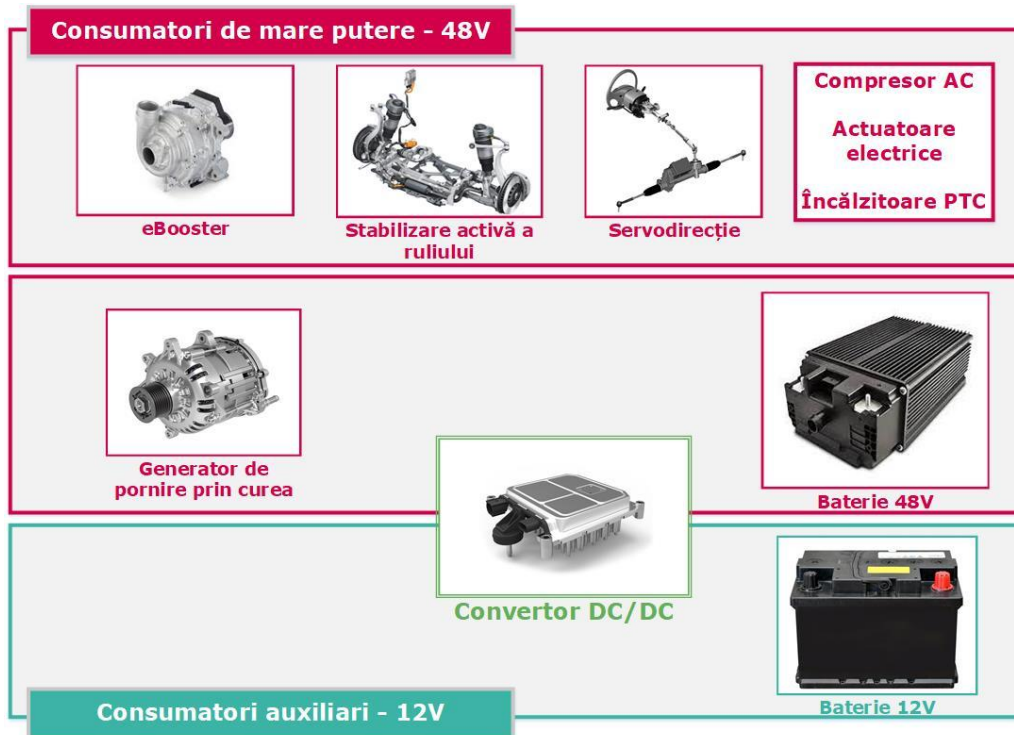


Fig. 4.4. Distribuția consumatorilor principali într-un sistem mild-hibrid 48V

Cerințele noi impuse semiconductoarelor pentru utilizarea acestora în sistemul 48V

Sistemele de alimentare cu 48V de la bordul autovehiculului mild-hibrid sunt controlate electronic. Fiecare unitate electronică de control conține circuite de alimentare inteligente de tip SBC (System Basis Chip), microcontrolere, regulatoare de tensiune, comunicație și ASIC-uri (Application Specific Integrated Circuit) pentru controlul motoarelor sau chiar a altor dispozitive.

Furnizorii de componente electronice investesc masiv în tehnologia de 48V, astfel încât oferă un portofoliu larg de produse, inclusiv produse ce au specificații ridicate din punct de vedere al siguranței [85]. Sunt deja disponibile sisteme complete și soluții integrate SBC pentru circuitul de alimentare și circuitele integrate ASIC utilizate ca și drivere de putere pentru controlul sistemelor electrice. De interes sunt și elementele de comutație de tip MOSFET de tensiune de 80V sau chiar 100V, care au o rezistență scăzută și capacități de comutație îmbunătățite, întocmai pentru a reduce pierderile. Rămâne astfel provocarea de a integra componentele în cadrul unităților electronice de control utilizate în sistemul mild-hibrid pentru a oferi soluții cât mai competitive și performante.

4.2. Cerințele impuse de sistemul de alimentare aferent unității de control în sistem hibrid – 48V

Industria automotive se mândrește cu mai bine de un secol de experiență, însă dezvoltarea din ultimii ani s-a arătat a fi una foarte dinamică. Cu toate acestea, pe măsură ce autovehiculele evoluează, regulile și cerințele pentru dezvoltare produselor și proceselor se consolidează și ele. Se sintetizează în continuare provocările inginerilor hardware de a crea produse conform noilor tehnologii versus noile reguli/norme/standarde, așa cum e cazul și sistemelor hibride. Atât unitățile de control electronic, cât și componentele aferente trebuie să se supună standardelor tehnice de specialitate și normelor ce privesc siguranța și calitatea.

4.2.1. Sinteza cerințelor prevăzute de standardul VDA320

Standardul **LV148/ VDA320** specifică norme și cerințe în ceea ce privește condițiile de funcționare și testele aferente pentru componentele, sistemele electrice și electronice utilizate la autovehiculele ce prezintă și o sursă de alimentare de 48V. După cum sugerează și numele, acesta a fost elaborat în 8 august 2014 de către asociația germană VDA (Verband der Automobilindustri): "Electric and Electronic Components in Motor Vehicles 48 V On-Board Power Supply" [32].

La nivel mondial, însă, a fost necesară introducerea unui standard internațional, mai larg, care să cuprindă cerințele mai multor producători de autovehicule din regiuni diferite. Plecând de la VDA320 [32], dar de data aceasta la nivel global, comitetul ISO (International Organization for Standardization) au creat în 2019 standardul **ISO21780:2020** [35] (Road vehicles - Supply voltage of 48 V). În aceeași manieră, ISO21780 prezintă cerințele de proiectare și testare a sistemelor alimentate la 48V, incluzând: cerințe generale pentru sistemele de 48V, nivelurile de operare admise și fluctuații de tensiune tranzitorii permise. Ultima versiune revizuită a fost publicată la data de 01 august 2020.

Conform standardelor menționate, tensiunea de 60V este definită ca fiind tensiunea de contact maximă permisă și sigură pentru operatorii umani. Pentru domeniul automotive, tot ce depășește valoarea de 60V este considerată ca fiind tensiune înaltă. Astfel, peste 60V, sistemul necesită protecție împotriva șocurilor electrice. Intervalele de tensiune cuprind mai multe regimuri de funcționare, iar limitele permise se pot vizualiza și în fig.4,5. Acestea trebuie respectate cu strictețe în vederea proiectării unui TCU alimentat de la 48V.

- Intervalul de supratensiune cu toate toleranțele luate în considerare este între $U_{48_{max, limitat}}$ (54V) și $U_{48_{static}}$ (58V). În acest interval, protecția la supratensiune trebuie să fie activă, iar sistemul să ia măsura de siguranță corespunzătoare. Limita maximă este $U_{48_{max, dinamic}}$ (60V), iar toate valorile care depășesc această valoare, indiferent de durata cât este aplicată această tensiune (fie tranzitorie, fie continuu) pot duce până la defectarea întregului sistem
- Intervalul dintre $U_{48_{min, nelimitat}}$ și $U_{48_{max, nelimitat}}$ reprezintă regimul normal de funcționare. Practic, în acest interval de tensiune se permite sistemului să funcționeze neîntrerupt și fără restricții

- Operarea în intervalul de la $U_{48_{min,limitat}}$ la $U_{48_{min,nelimitat}}$ este permisă fie temporar, fie limitând consumul de curent solicitat. În tot acest timp, sunt necesare acțiuni de remediere pentru a reveni la intervalul de tensiune de funcționare fără limitare funcțională
- Toate tensiunile sub pragul $U_{48_{min,limitat}}$ (24V) sunt definite ca fiind erori de subtensiune. Eroarea de subtensiune trebuie memorată, iar sistemul trebuie să ia măsurile de siguranță aferente
- Tensiunea minimă, necesară stocării datelor este definită la 20V (U_{48} stocare).

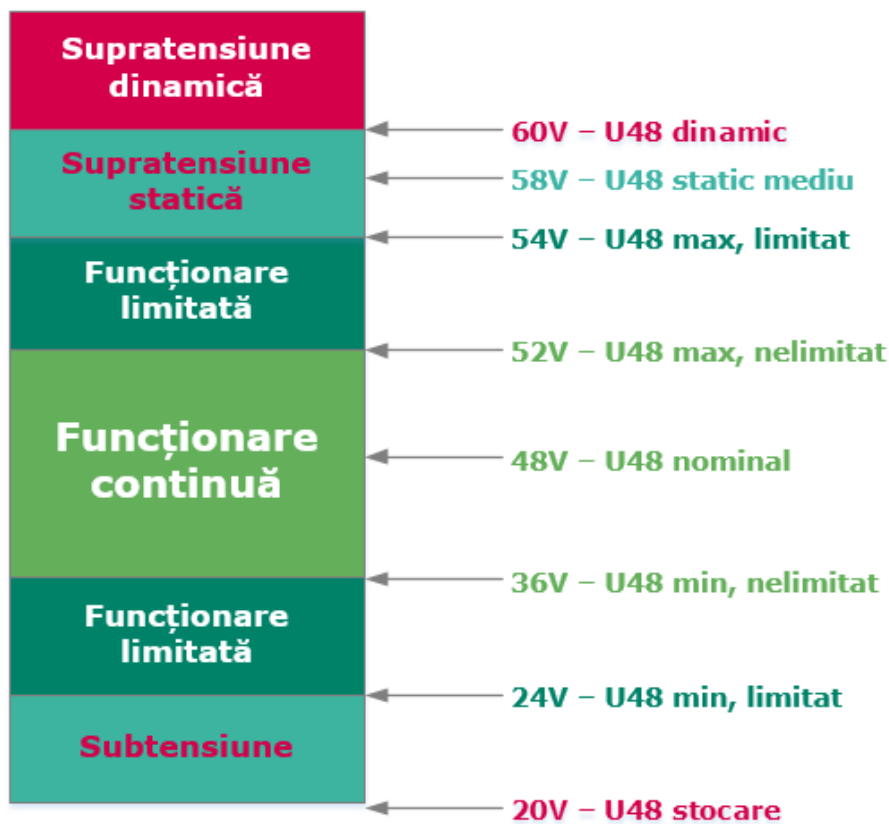


Fig. 4.5. Definirea nivelurilor de tensiune pentru sistem 48V conform VDA320

Alte cerințe critice prevăzute în standard, de asemenea cu interes pentru unitatea electronică de control al transmisiei automate, sunt cele cu privire la raportul între cele două domenii de alimentare care coexistă în sistem: 48V versus 12V. Dintre cele mai importante reglementări se amintesc:

- Nu este admis ca nicio eroare survenită din cauza unității electronice de control să provoace scurtcircuit între bateria de alimentare de 48V și bateria de 12V
- Nu este admis ca nicio eroare survenită din cauza unității electronice de control să provoace scurtcircuit între bateria de alimentare de 48V și masă
- Între cele două sisteme de alimentare trebuie să existe o separare fizică. Practic, componentele alimentate simultan la 48V și 12V au nevoie de propriile conexiuni la masa de punere la pământ
- În cazul în care o componentă alimentată la 48V nu mai are conexiune la masă, nu este permis ca aceasta să influențeze funcționarea altor componente sau comunicația sistemului
- Nicio componentă aferentă unității electronice de control nu poate cauza o eroare de supratensiune în modul dinamic
- În cazul în care tensiunea bateriei de 48V ajunge la un nivel static de supratensiune, trebuie să se ia măsuri la nivel de aplicație pentru a asigura siguranța sistemului;
- În cazul în care tensiunea bateriei de 48V ajunge la un nivel de subtensiune, trebuie să se ia măsuri la nivel de aplicație pentru a asigura siguranța sistemului.

4.2.2. Sinteza cerințelor prevăzute de standardul ISO26262

Un standard de industrie obligatoriu legat de funcționarea în siguranță este cel amintit și în capitolele anterioare: **ISO26262** (Road vehicle – Functional Safety) [33]. Standardul ISO26262 asigură respectarea și menținerea unor niveluri suficiente de siguranță pe tot parcursul ciclului de viață al vehiculului. Acesta se aplică și pentru dezvoltarea produselor pentru sistemele aferente tehnologiei mild-hibrid 48V. Standardul definește cerințele, procesele și metodele care trebuie îndeplinite de sistemul de alimentare în genere, însă provocările tehnice pentru sistemul de 48V se transpun și în acest caz pe două direcții [86],[87]:

- **Detectarea erorilor din sistem**
- **Reacția sistemului în caz de eroare**

Pentru sursa de alimentare de 48V este absolut necesară monitorizarea tensiunii: dacă depășește domeniul de supratensiune admisibil de până la 60V sau dacă scade sub nivelul de tensiune inferior de 20V. În ambele situații trebuie luate contra-măsurile de siguranță, întrucât sistemul trebuie să reacționeze la oricare abatere de la valoarea de referință [88]. Starea de siguranță garantează că tensiunea de alimentare este menținută într-o stare controlată și statică, deci implicit întreg sistemul este stabil.

În aceeași manieră și unitățile electronice de control al transmisiei automate, care controlează motoare BLDC pentru sistemul mild-hibrid, implementează mecanisme de monitorizare funcțională a tensiunilor de alimentare, și nu numai [89]-[91]. De obicei, cum tehnologia mild-hibrid este nouă pentru TCU, se folosesc proiecte pilot pentru a demonstra punerea în aplicare a standardului și efectele pe care le are asupra proceselor actuale. Analiza erorilor și reacția sistemului în caz de eroare se aplică încă de la început în procesul de dezvoltare [90]. În arhitectura de siguranță

propusă, așa cum se reflectă și din schema bloc, elementele cu rol principal sunt circuitul de alimentare, microcontrolerul și ASIC-ul -circuitul de control al punții trifazate. Acțiunile de monitorizare și managementul diagnosticării potențialelor erori survenite la circuitul de alimentare 48V și 12V reprezintă o caracteristică cheie pentru menținerea unei funcționări în siguranță a întregii unități electronice de control.

Există o întrebare care se prefigurează privind siguranța sistemului de transmisie: Dacă ASIC-ul va detecta o eroare de tensiune, cât de repede va declanșa sistemul de acționare al motorului BLDC o stare de siguranță? În ISO26262 [33], acest interval de timp care combină timpul de detectare a defecțiunilor și timpul de reacție la eroare este denumit interval de timp tolerant la eroare (**FTTI – Fault Tolerant Time Interval**), așa cum se arată în fig.4.6.

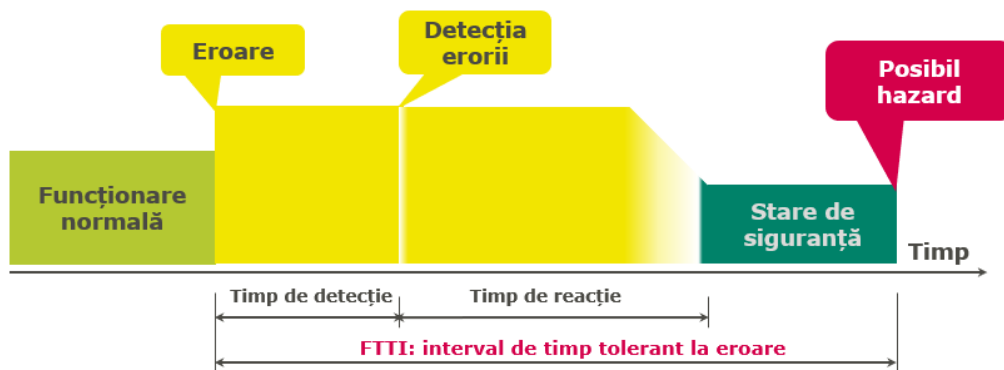


Fig. 4.6. Definirea intervalului de timp tolerant pentru detecția erorii (FTTI) conform ISO26262 [33]

Intervalul de timp tolerant la eroare FTTI pentru circuitul de alimentare aferent sistemului mild-hibrid este pur și simplu timpul în care pot fi prezente erori de sub sau supratensiune, înainte de apariția unui eveniment neprevăzut. FTTI reprezintă astfel, acel timp total pe care sistemul trebuie să îl îndeplinească pentru a trece la o stare sigură. Este obligatoriu ca sistemul trebuie să treacă la o stare sigură în timpul maxim alocat intervalului FTTI. De pildă, pentru cazul unui ASIC ce controlează puntea invertor trifazată, producătorii de autovehicule au definit intervalul FTTI între 10 μ s și 100 μ s, depinde cât de critică și de rapidă trebuie să fie reacția sistemului.

4.3. Platforma de validare a conceptului de alimentare pentru sisteme de 48V

Procesul de dezvoltare al unei unități electronice de control al transmisiei automate, TCU are o durată de aproximativ 2-3 ani. Având în vedere că tehnologia mild-hibrid este relativ nouă, acest timp de dezvoltare pare practic insuficient: 1 an, 1 an și jumătate este alocat etapei de proiectare, iar restul este pentru verificarea în raport cu parametrii de proiectare, în raport cu cerințele clientului și în raport cu standardele automotivă. În plus, pe întreg procesul de proiectare este necesar să se acorde o atenție deosebită standardelor stricte de siguranță și de calitate.

Având în vedere acest timp limitat, o strategie pentru dezvoltare cât mai eficientă a unui TCU este de a avea o platformă ce emulează aplicația. Avantajul major al acestei **platforme de validare** este testarea precoce a performanței produsului final. Dacă validarea s-a realizat având rezultatele urmărite, rămâne doar o singură etapă, integrarea pentru produs de serie și calificarea în autovehicul. Această platformă având conceptul deja validat, integrarea într-un produs de serie aduce numai beneficii, precum:

- Timpul de proiectare se reduce considerabil, întrucât proiectanții au deja o soluție validată pe care o vor lua în considerare pentru proiectarea unui produs solicitat
- Erorile de funcționare sunt descoperite într-o fază timpurie, astfel încât din nou se câștigă timp pentru aplicațiile de serie. Odată ce sunt descoperite, acestea pot fi corectate, iar proiectarea poate fi îmbunătățită fără costuri adiționale
- Costul de dezvoltare este și el mai redus nu numai prin prisma anticipării unor posibile erori de proiectare sau de funcționare, ci și prin faptul că având deja un concept testat în prealabil, 1-2 ingineri hardware sunt suficienți pentru dezvoltarea produsului de serie. Responsabilitatea acestora este doar de a adăuga cerințele specific clientului
- Costul BOM-ului electronic este implicit anticipat, întrucât componentele aferente sunt cele care se vor utiliza ulterior pentru proiectul de serie. În plus, și aici se poate adăuga o reducere de timp în cazul în care o componentă trebuie introdusă în baza de date, iar discuțiile cu furnizorii deseori se întind pe o mare durată de timp.
- Platforma poate avea o foarte bună amplasare a componentelor (layout assembly), cu efecte parazite minime. Un mic dezavantaj este dat doar de prezența conectorilor intermodulari necesari testării propriu-zise
- Fiind vorba de o tehnologie nouă, este deosebit de important ca orice producător să aibă un produs demonstrativ pentru etapa de cotații. Acest lucru oferă credibilitate clienților, denotă că există un interes de a câștiga acel business. O astfel de platformă poate fi deci folosită ca și produs demonstrativ, ca și prototip

4.3.1. Propunerea unei noi arhitecturi TCU pentru sistemul mild-hibrid 48V

Dezvoltatorii unităților de control electronic, în cazul de față a unității electronice de control al transmisiei automate TCU, trebuie să se adapteze cât mai rapid tehnologiilor din ce în ce mai complexe, necesare mobilității cu trend spre electrificare, cum este și tehnologia mild-hibrid. TCU aferente sistemelor hibride, în mod similar cu sistemele clasice de 12V, au un ASIL ridicat și trebuie implicit să satisfacă cele mai înalte standarde de calitate, de securitate cibernetică și de siguranță funcțională. Capacitatea lor de a funcționa fără cusur, la urma urmei reprezintă îndeplinirea criteriului de siguranță funcțională. Astfel, standardul ISO26262 [33] rămâne fără îndoială, ca și în cazul sistemelor clasice de 12V, pilonul de bază pentru definirea arhitecturii unui sistem de alimentare a unui TCU. La standardul de siguranță se adaugă și VDA320 [32], unde provocările tehnice sunt legate de nivelul tensiunii de alimentare de 48V.

Respectarea și proiectarea corectă aferentă standardelor se aplică în cazul dezvoltării oricărui produs cu nivel de siguranță ridicat, fie că este vorba de un concept complet nou, fie că sunt doar îmbunătățiri de performanță. Și în cazul dezvoltării TCU aferent sistemului mild-hibrid, fiabilitatea acestuia depinde de un sistem de alimentare robust, proiectat conform standardelor și specificațiilor. TCU trebuie să asigure un mecanism de siguranță de oprire a motoarelor în cazul unor defecțiuni hardware sau software (fiind astfel necesare protecții la supratensiuni, subtensiune, scurtcircuit, supra-temperatură).

În capitolul 3 al acestei teze s-a evidențiat și s-a detaliat o procedură complexă pentru proiectarea unui sistem de alimentare de 12V care să corespundă ASIL C. S-a putut astfel remarca foarte ușor complexitatea și atenția pentru fiecare detaliu până la nivel de componentă. Având în vedere toate aspectele discutate pentru sistemul de 12V și plecând de la procedura de proiectare propusă, în această secțiune se va prezenta în mod similar o arhitectură de alimentare pentru TCU pentru sistemele mild-hibrid de 48V. Această arhitectură este ilustrată în fig.4.7, iar valorile tensiunilor nominale prezente sunt:

- **48V**: provenit de la conector de la bateria de 48V
- **12V**: provenit de la un regulator de tensiune intern în comutație
- **5V**: provenit de la un regulator de tensiune intern în comutație
- **3,3V**: provenit de la un regulator de tensiune intern de tip liniar

În vehiculele electrice hibride de tip mild-hibrid, tensiunea principală este cea alimentată de la bateria de 48V ale cărei borne poartă denumirea convențională de KL40 și KL41. KL40 reprezintă borna "+", iar KL41 reprezintă borna "-". Pentru alimentarea continuă a bateriei de 12V, este obligatoriu însă un convertor DC/DC (CC/CC) în comutație de tipul BUCK (Step-down - coborâtor) de la 48V la 12V. ASIC-ul necesită 48V pentru alimentarea blocului de putere necesar controlului tranzistoarelor din partea superioară și 12V pentru alimentarea blocului de putere necesar controlului tranzistoarelor din partea inferioară. În funcție de aplicație, dacă există un sistem unic de alimentare de 5V, așa cum a fost propus în capitolul anterior, cu tensiunea de 5V se alimentează atât partea digitală, cât și cea analogică. În caz

contrar, se utilizează și tensiunea 3,3V. Tot cu 5V se alimentează și interfața senzorilor, dar acest 5V este provenit de la un regulator liniar de tip „tracker”.

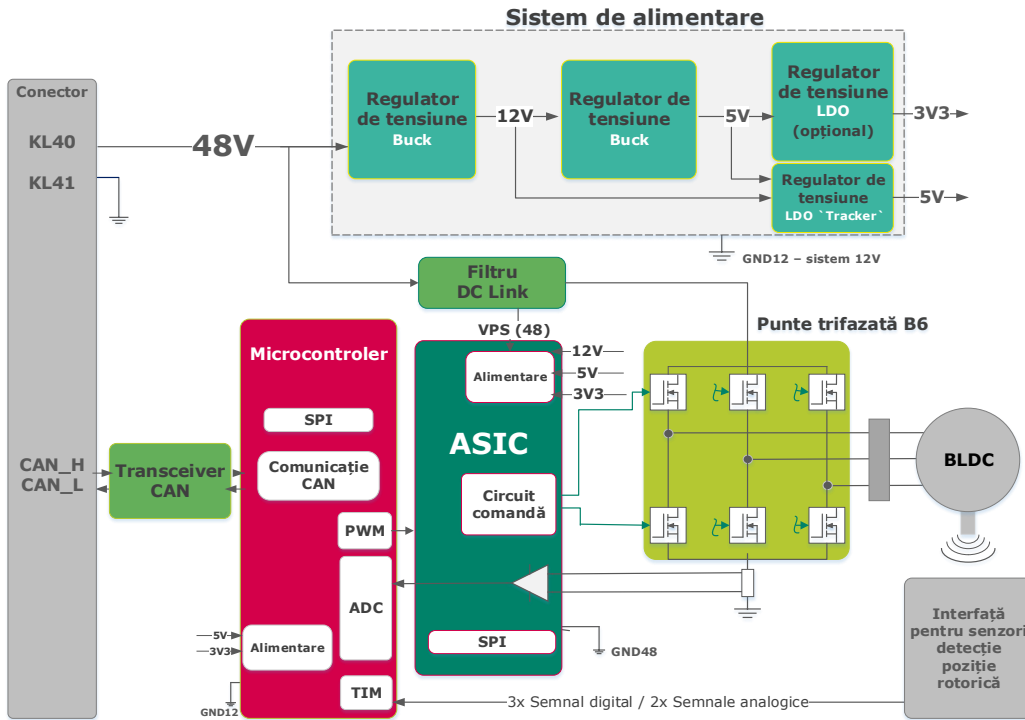


Fig. 4.7. Schema bloc TCU – sistem de alimentare 48V pentru control motor BLDC

Așa cum este ilustrat în fig. 4.7, TCU de 48V, asemenea celui convențional de 12V, pe lângă sistemul de alimentare, mai are în componență și alte componente cheie, precum: microcontrolerul, dispozitivele de comunicație și semiconductoarele de putere - circuitul de control al punții invertoare- ASIC. Acesta împreună cu puntea trifazată de tranzistoare și senzorii aferenți controlează un motor electric de tipul BLDC. Există configurații de control pentru mai multe motoare electrice, practic se multiplică circuitul de putere ASIC -punte invertoare pentru fiecare motor în parte.

Și în acest caz, similar cu sistemul convențional 12V, ca elemente de comutație cele mai uzuale sunt tranzistoarele de putere de tip MOSFET. Dacă pentru 12V convențional era suficient ca tensiunea maximă de drenă să fie de 60V, pentru sistemele hibride este nevoie de tranzistoare de 80V sau chiar 100V. Se pot utiliza și tranzistoare de tip IGBT, dar principalul motiv pentru care se preferă MOSFET este faptul că acestea din urmă au pierderi reduse în comutație. Ele sunt controlate prin intermediul unor drivere ASIC -circuite integrate de amplificare a puterii, a căror comandă PWM este furnizată de către microcontroler. Stare de funcționare sigură este asigurată prin capacitatea ASIC-ului de monitorizare a defectelor, precum supra sau sub tensiune, scurtcircuit sau deconectare.

4.3.2. Descrierea plăcii de test propusă pentru TCU mild-hibrid

Plecând de la premisele enumerate mai sus, pentru sistemul mild-hibrid 48V a fost elaborată o platformă de validare pentru TCU 48V. Această platformă de validare se poate vedea în fig.4.8. Această placă prototip este destinată emulării unei unități electronice de control al transmisiei automate care controlează un motor de tipul BLDC. Deși este doar o placă prototip, selecția componentelor s-a realizat pe baza cerințelor tehnice de performanță în conformitate cu standardul automotive AEC-Q100 și cu standardul LV148/VDA320 [32] pentru sisteme de alimentare de 48V. Cu toate că "piața" componentelor industriale este mult mai ofertantă, este mult mai util în a alege componente aferente domeniului automotive, tocmai pentru a fi validate și integrate ulterior în produse de serie.

Placa prototip are la bază arhitectura TCU propusă în secțiunea 4.2.3. Componentele principale sunt: sistemul de alimentare, comunicația, microcontrolerul, ASIC-ul de control al punții trifazate invertoare, puntea trifazată propriu-zisă și nu în ultimul rând circuitele de filtrare specifice. În comunicarea internă (SPI – 32 de biți), microcontrolerul este componenta "master", iar ASIC și celelalte circuite integrate sunt "slave". Diagnoza erorilor prezente în ASIC, cum este de altfel eroarea de sub / supratensiune, se transmite prin SPI la microcontroler pentru a lua măsurile de siguranță. Interfața de comunicare cu exteriorul se realizează prin CAN prin intermediul unui dispozitiv de conversie CAN la USB.

Sistemul de alimentare de 48V al ASIC-ului destinat controlului inverterului responsabil cu motorul BLDC comută alimentarea cu energie electrică de la sistemul de alimentare de 48V. Un filtru de bandă largă și un filtru DC link sunt luate în considerare la sursa principală de alimentare cu tensiune (VPS – Voltage Power Supply) pentru a stabiliza tensiunea în cazul variațiilor de sarcină externe. În cazul de față, alimentarea de 12V este generată de o sursă de alimentare în comutație, de un convertor în topologie BUCK, doar pentru a avea posibilitatea de a genera și celelalte tensiuni necesare. În realitate, în aplicațiile de serie, 12V este derivat din sistemul de alimentare a bateriei de 12V. Converterul Buck este necesar pentru a fi corelat cu semnalul de aprindere (KL15). Doar când semnalul KL15 devine activ, convertorul buck se va activa și va furniza tensiunea de ieșire 12V.

Toate celelalte tensiuni necesare, precum (5V și 3,3V) sunt derivate din 12V cu regulatoare fie liniare LDO, fie în comutație de tip Buck. Tensiunea de bază (1,3V) a microcontrolerului este generată intern de regulatorul de tensiune încorporat EVR, conform arhitecturii propuse în capitolul 3, referitor la conceptul unic de alimentare cu 5V. Se remarcă totuși și prezența tensiunii de 3,3V. Deși tendința este așa cum se preciza anterior, de a converge spre alimentare unică 5V, sunt aplicații care din varii motive nu pot renunța la tensiunea de 3,3V. Pentru a spori versatilitatea plăcii, deci a proiectului prototip, s-a menținut și se monitorizează și această valoare.

Din punctul de vedere al validării, este important însă de avut în vedere modul de testare (manual, automat), respectiv granularitatea testării. Aceste aspecte conduc la alegerea conectorilor. Prin conectori se oferă semnalele exterioare, precum KL40, KL41, KL15, CAN_TX, CAN_RX, ș.a.m.d. Totodată, pentru placa de validare se pun în plus conectori de testare/validare pentru introducerea semnalelor externe. De asemenea, și interconexiunile sunt necesare pentru a accesa unele semnale interne

în scopul testării. Sunt prevăzute astfel, pini de întrerupere, denumiți pini jumper, prin intermediul cărora se poate decupla un semnal sau se poate introduce un ampermetru pentru măsurarea consumului de curent. Costurile acestor conectori de test sau pini de întrerupere evident nu sunt luate în calcul.

În cazul testării automate, placa permite alimentarea cu ASIC chiar și atunci când alimentarea cu 48V nu este disponibilă pe conectorul principal KL40. Semnalele de alimentare pot fi alterate doar dacă se aplică extern, iar acestea pot fi aplicate prin intermediul releelor de alimentare. Ele pot fi conectate direct la mediul de testare automată (ATE – automated test equipment). Semnale de alimentare externe sunt numite în placa de evaluare: EXT_VPS, EXT_3V3, EXT_12V și EXT_5V. Fig.4.8 reprezintă o diagramă bloc pentru arhitectura mild-hibrid 48V propusă de autor

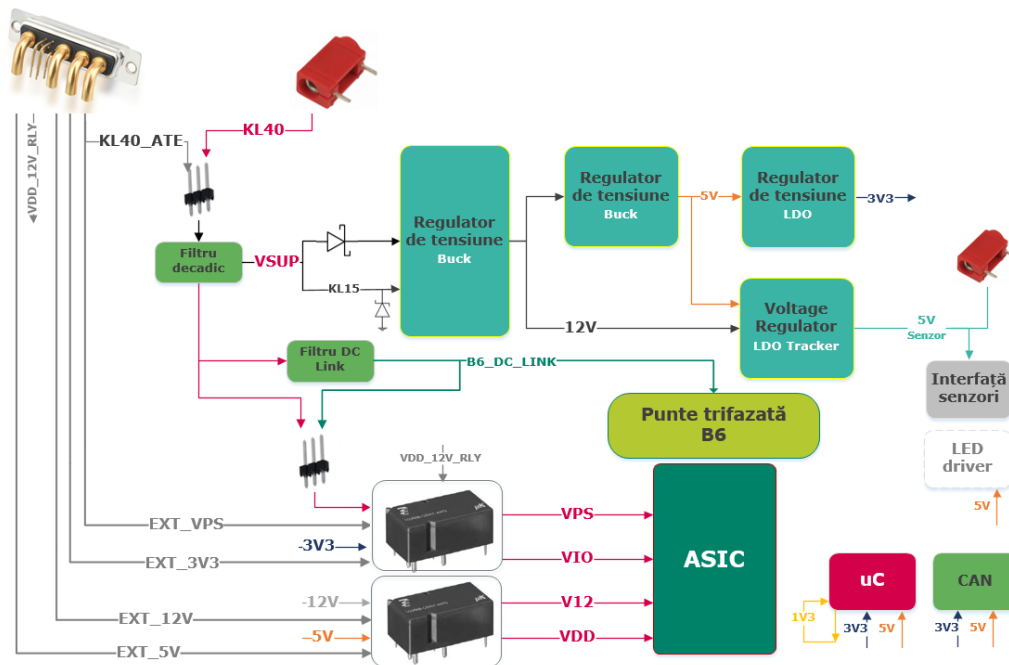


Fig. 4.8. Schemă bloc a plăcii de test propuse pentru validarea unui TCU 48V

4.3.3. Descrierea conceptului propus pentru proiectarea și validarea circuitului de alimentare a ASIC-ului pentru TCU mild-hibrid

Orice abatere a tensiunilor de la valoarea nominală de referință, peste limitele admise, este raportată de ASIC și el însuși are capacitatea de a activa starea de siguranță pentru a preveni un posibil hazard. Raportarea unui eveniment de subtensiune sau supratensiune se face intern prin comunicație SPI la microcontroler. ASIC-ul are prevăzuți în registrul SPI biți de monitorizare a tensiunilor. În denumirea biților apar acronimele: "_UV" ce provine de la undervoltage – subtensiune și "_OV" ce provine de la overvoltage-supratensiune. Pragurile de detecție pentru fiecare tensiune, în conformitate cu standardele în vigoare, sunt specificate în tabelul 4.1. În continuare se prezintă modul de abordare a testării pentru fiecare pin în parte.

Pinul VDD este dedicat alimentării circuitelor analogice de joasă tensiune ale ASIC-ului. Tensiunea nominală VDD este de 5V. În mod implicit, pinul este alimentat de la regulatorul Buck 5V, dar dacă releul este controlat, pinul poate fi alimentat extern cu semnal provenit de la pinul denumit EXT_5V. VDD este monitorizat în cazul erorilor de supratensiune sau subtensiune. Atunci când tensiunea VDD este mai mică decât pragul VDD_UV, este setat indicatorul VDD_UV corespunzător regiștrilor SPI. Această schimbare de paritate a bitului va fi transmisă pe SPI la microcontroler. Când VDD este mai mare decât pragul VDD_OV, se setează indicatorul VDD_OV aferent regiștrului de monitorizare și se transmite mai departe pe SPI la microcontroler.

Pin-ul VIO este răspunzător pentru alimentarea circuitelor digitale ale ASIC-ului. Pin-ul poate fi alimentat cu 5V, dacă se optează pentru conceptul de alimentare unică 5V sau poate fi alimentat și cu 3,3V de la regulatorul LDO. Dacă releul este controlat, pin-ul va fi alimentat prin intermediul semnalului EXT_3V3. În caz de încălcare a pragurilor sub/supratensiune, sunt setate indicatoarele pe biți SPI corespunzătoare VIO.

Intrarea sursei de alimentare V12 este utilizată pentru alimentarea circuitului de control al punții invertoare. Alimentarea este asigurată de regulator sau extern prin intermediul EXT_12V. De asemenea, starea V12 este supravegheată, iar în caz de nerespectare a valorilor minime/maxime admise, ASIC-ul va lua măsuri de siguranță corespunzătoare. Alimentarea principală VPS 48V se poate realiza în aceeași manieră fie extern (EXT_VPS), fie intern după filtrele aferente. Și în acest caz se va activa starea de siguranță, dacă valorile tolerate nu sunt respectate. Cu atât mai mult în acest caz în care valoarea tensiunii în sine este una ridicată. În figura 4.9 se prezintă schema electrică ce cuprinde principalele regulatoare de alimentare pentru alimentarea ASIC-ului, respectiv relele care pot comuta pentru alimentare externă (VDD, VIO, VPS, 12V). În fig. 4.10 se prezintă implementarea propriu-zisă a plăcii prototip.

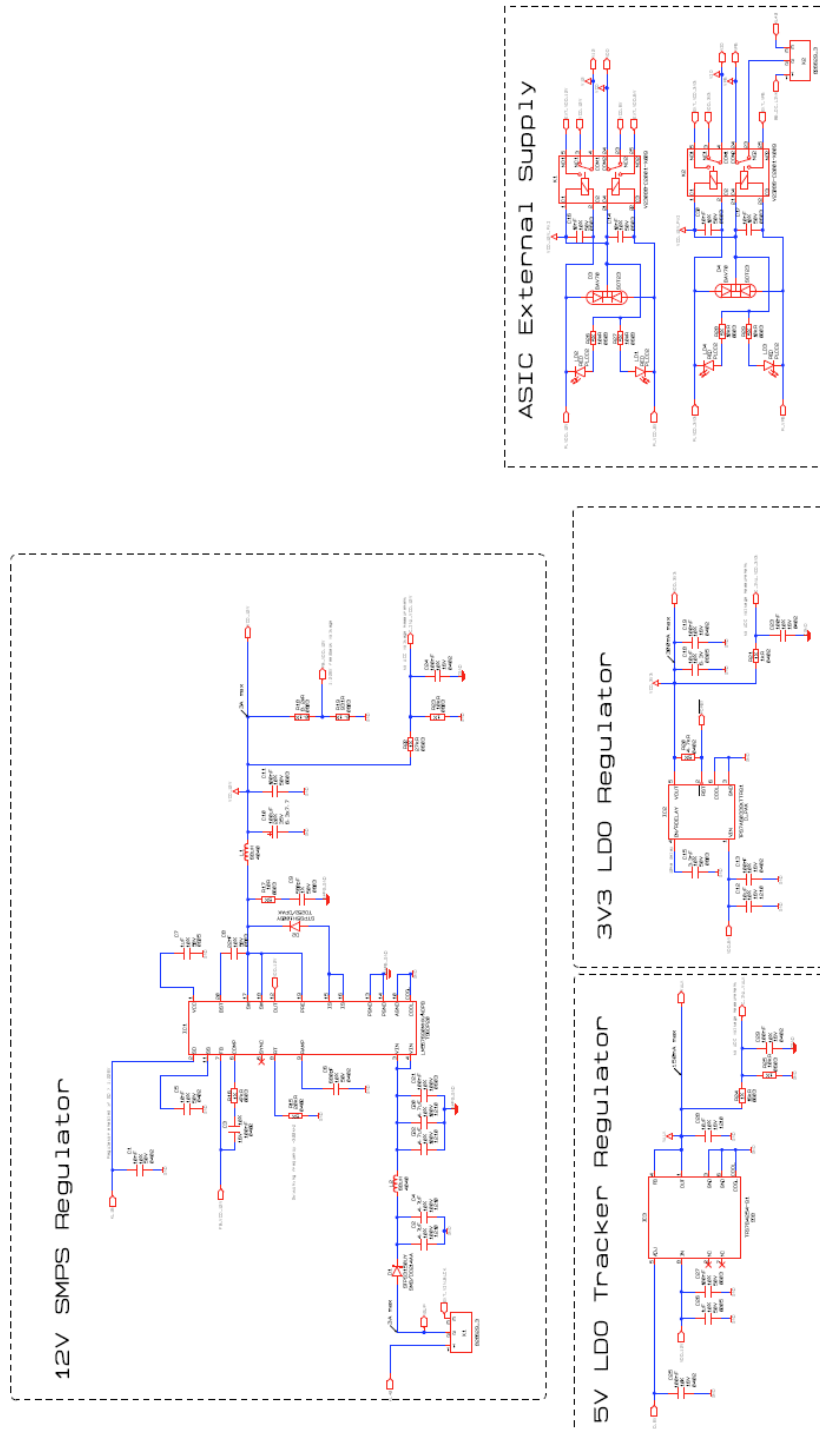


Fig. 4.9. Schema electrică a circuitului de alimentare intern și extern pentru TCU 48V

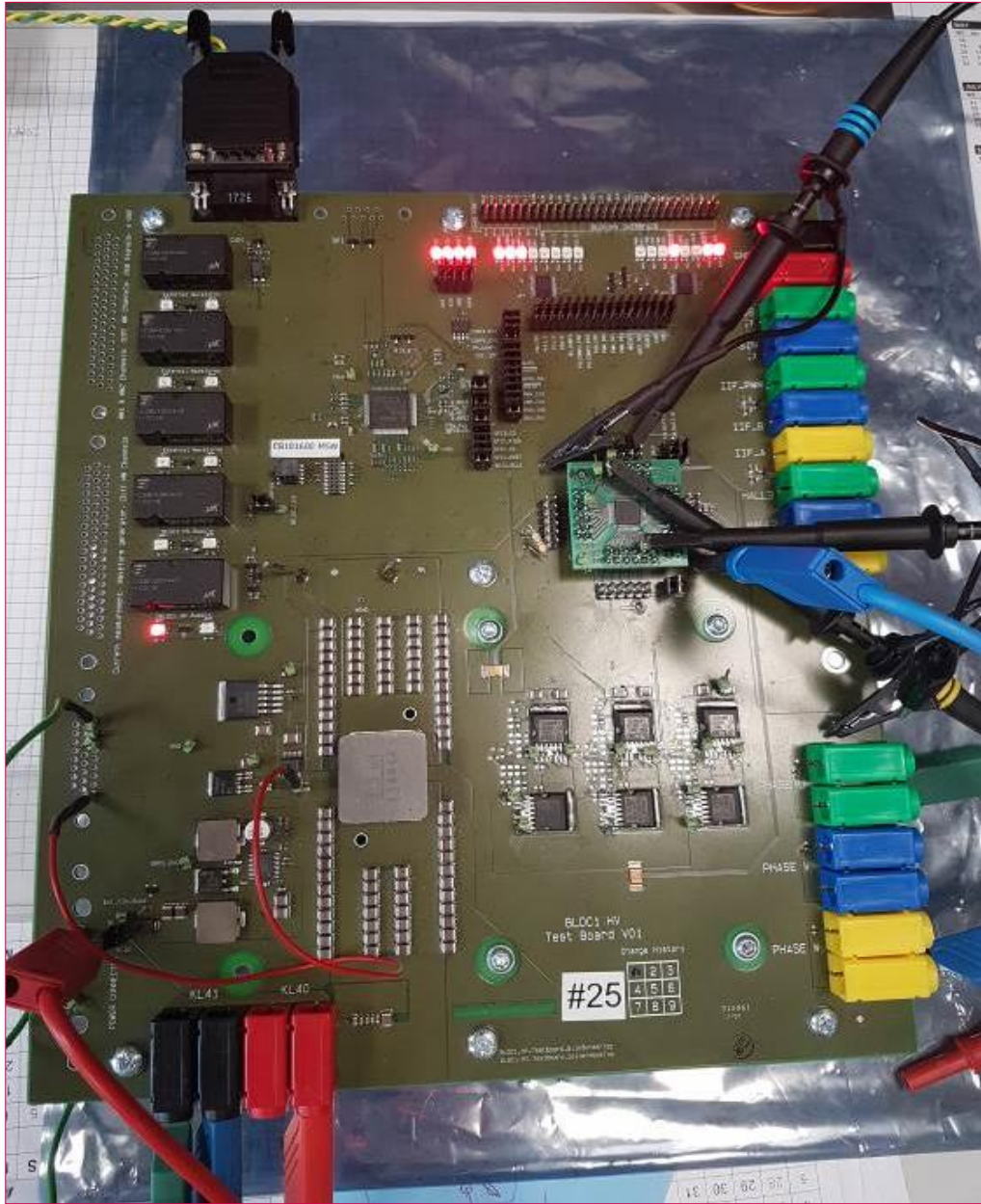


Fig. 4.10. Placa de validare propusă

Întrucât aplicația TCU pentru sistemele de 48V are un nivel ASIL ridicat, este necesar să se asigure siguranța funcțională corespunzătoare. Pentru circuitele de alimentare integritatea siguranței funcționale include monitorizarea și detecția de subtensiune și supratensiune. Includerea acestor funcții doar în circuitul inteligent SBC care le și furnizează, apoi măsurarea doar de microcontroler este pentru a asigura un nivel ASIL C. Pentru un nivel și mai ridicat de siguranță se cere și monitorizare redundantă, iar această monitorizare se poate efectua chiar de ASIC. De aici rezultă importanța selecției unui astfel de driver care să aibă și capabilitatea de diagnoză individuală a circuitului de alimentare.

Tabel 4.1. Niveluri de detecție de subtensiune și supratensiune

Sursă de alimentare	Denumire eroare	Prag minim de detecție [V]	Prag maxim de detecție [V]
VPS 48V	VPS_UV	18	20
	VPS_OV	60	64
V12 12V	V12_UV	9,5	10,5
	V12_OV	13	14
VDD 5V	VDD_UV	4,5	4,75
	VDD_OV	5,3	5,5
VIO 3,3V	VIO_UV	2,5	3
	VIO_OV	5,5	6,25

ASIC-ul selectat oferă informații complete de diagnoză, iar acestea sunt corelate cu tensiunea de alimentare internă a circuitului de control, denumită charge pump. Nu este întâmplătoare această asociere, deoarece se preciza anterior că această tensiune de încărcare este răspunzătoare pentru controlul tranzistoarelor din etajul superior, care este de altfel conectat direct la tensiunea VPS, adică a bateriei de 48V. Conform uneia dintre cerințele VDA [32], nu este admis ca nicio eroare survenită din cauza unității electronice de control să provoace scurtcircuit între bateria de alimentare de 48V și masă. Plecând de la această reglementare, cel mai simplu mod de a asigura decuplarea tensiunii VPS 48V de masă în caz de eroare este de a opri funcționarea tranzistoarelor superioare, iar acest lucru se poate realiza prin dezactivarea circuitului de alimentare internă (a circuitului charge pump). Tranzistoarele din etajul inferior nu prezintă un pericol întrucât acestea sunt conectate implicit la masă.

4.4. Validarea nivelurilor de detecție a erorilor de tensiune în sistem 48V

Respectarea unei specificații de standard în proiectare este validă, numai atunci când se demonstrează practic prin experiment. În cele ce urmează, se pune accent pe validarea conceptului de siguranță propus, prin determinarea nivelurilor de detecție a erorilor de subțensiune și supratensiune. În plus, se arată și activarea stării de siguranță, măsurând totodată și timpul de eroare FTTI al circuitului de control ASIC.

Implementarea propriu-zisă implică introducerea unor erori de forma unor pulsuri tranzitorii pentru toate cele patru tensiuni de alimentare. Acest procedeu este cunoscut în literatura de specialitate sub denumirea de "fault injection" [92].

Pentru experiment s-a definit o procedură manuală de test, aplicabilă pe rând pentru toate tensiunile de alimentare monitorizate de ASIC. Acesta procedură de generare a erorilor de supratensiune sau de subțensiune constă în următorii pași:

- 1. Pregătire semnal de eroare:** Se alimentează releele în modul în care acestea alimentează pinii ASIC-ului prin sursele externe: EXT_VPS, EXT_3V3, EXT_12V și EXT_5V. Contactul normal închis este conectat implicit la semnalele de alimentare ale plăcii de evaluare
- 2. Injectarea erorii:** se aplică un semnal rampă pe pinul extern pentru a genera o supra/sub tensiune (limitele de funcționalitate prevăzute în tabelul 4.1 trebuie respectate pentru a evita distrugerea sau ambalarea termică a ASIC-ului)
- 3. Monitorizare valoare de detecție:** Pragurile de tensiune sunt măsurate atunci tensiunea de alimentare internă, adică tensiunea de charge pump a ASIC-ului este dezactivată.

4.4.1. Detecția pragurilor de supratensiune și subțensiune

Pentru a crea o subțensiune pentru valoarea nominală de 48V a tensiunii principale de alimentare s-a urmărit procedura descrisă mai sus. Practic s-a aplicat o tensiune externă prin intermediul pinului EXT_VPS. S-a aplicat un semnal de tip rampă, coborâtor, cu o simetrie de 50% și o frecvență de 1 kHz. Având în vedere că se monitorizează eroarea de subțensiune, numele tensiunii 48V – VPS a fost denumit VPS_UV. Acest semnal a fost generat cu ajutorul unui generator de semnal (Agilent 33250A), conectat în serie cu un amplificator de putere (TOE7610). Cele două echipamente s-au conectat în serie și cu o sursă de alimentare (TOE8872).

Pentru a evita semnalul periodic, funcția "burst" a generatorului de semnal a fost utilizată având o fază de pornire de 90 de grade. Setările generatorului de semnal implică și configurarea tensiunii superioare (high level voltage), tensiunea inferioară (low level voltage) și tensiunea de compensare. Toate au fost configurate a atinge pragul de 48V (inclusiv câștigul amplificatorului de putere și tensiunea furnizată de sursa de alimentare în serie). Măsurarea pragului de subțensiune VPS_UV s-a efectuat prin intermediul osciloscopului (LeCroy Waverunner 44Xi-A).

Interconectarea tuturor echipamentelor aferente standului experimental este ilustrată în fig. 4.11.

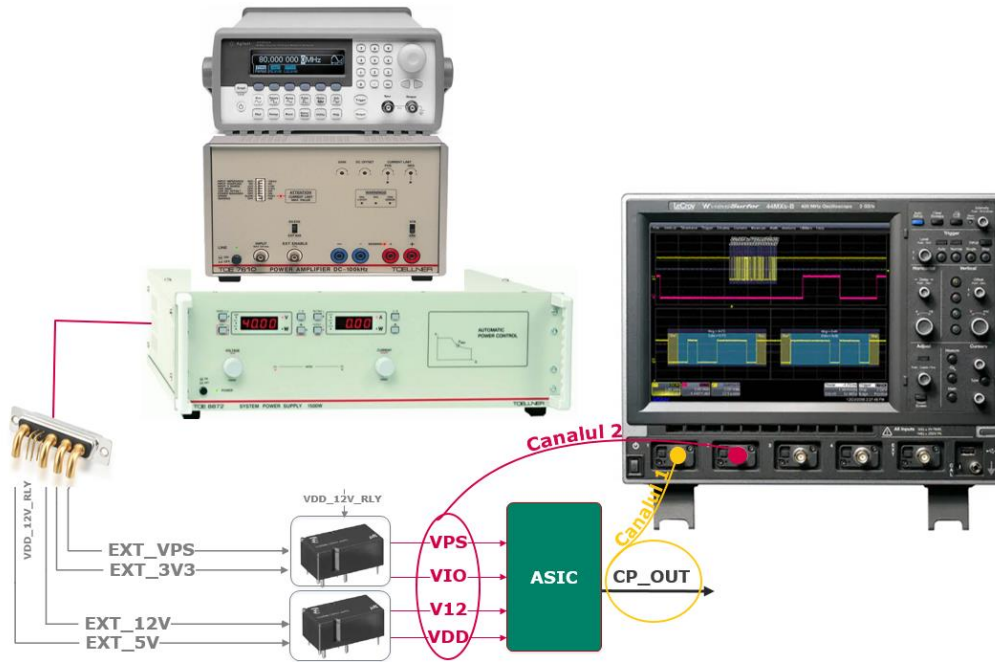


Fig. 4.11. Montaj experimental pentru detecția pragurilor de subțensiune și supratensiune

- **Canalul 1** este asociat tensiunii circuitului de alimentare intern provenit de la charge pump (semnal denumit **CP_OUT**)
- **Canalul 2** este pentru tensiunea de alimentare (semnal denumit **VPS**).

Așa cum s-a descris și în subcapitolul 2.2.3, există o dependență între tensiunea de alimentare (semnalul VPS) a punții trifazate invertoare și tensiunea internă a charge pump-ului pentru comanda etajului superior al porții (semnal CP_OUT). Atâta timp cât VPS este în limite normale de funcționare, tensiunea CP_OUT este generată corespunzător și se poate controla puntea invertoare. Când VPS atinge pragul de eroare (subțensiune sau supratensiune), tensiunea de alimentare internă nu mai poate fi generată intern, prin urmare nu se mai poate controla nici puntea invertoare, deci nici motorul aferent.

Detecția pragului de subțensiune VPS_UV este așadar dependentă de comportamentul circuitului charge pump. Momentul în care circuitul de alimentare internă ASIC, charge pump, este dezactivat, corespunde momentului în care VPS atinge pragul de sub tensiune. Valoarea pragului de detecție a subțensiunii măsurat cu osciloscopul este de VPS_UV = 18,76V. Oscilograma poate fi vizualizată în fig.4.12.

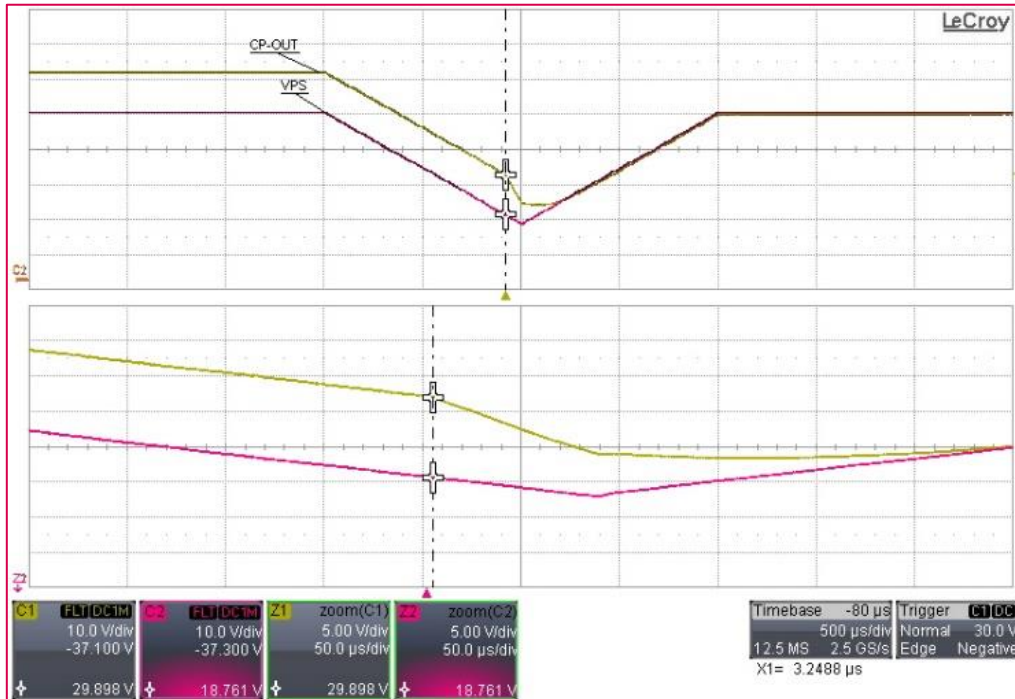


Fig. 4.12. Detecție prag subtensiune: VPS_UV = 18,76V

Testarea pragului de supratensiune VPS_OV a fost efectuată prin aplicarea externă a unui semnal rampă, în același mod ca pentru subtensiune. De asemenea, și în acest caz, pentru a avea disponibil semnalul numai atunci când utilizatorul îl declanșează, funcția Burst a fost utilizată pentru o fază de pornire de 270 de grade. Nivelul ridicat, nivelul scăzut și tensiunea de compensare au fost stabilite în mod corespunzător pentru a seta rampa de la 48V în stare constantă la limita supratensiunii.

Momentul în care tensiunea charge pump este dezactivată corespunde momentului în care VPS atinge nivelul de supratensiune. Rezultatul măsurărilor este redat de oscilograma ilustrată de fig.4.13.

Pentru toate alimentările necesare V12, VIO și VDD aceeași procedură a fost aplicată pentru a valida pragurile în caz de defecțiuni ale tensiunii monitorizate. În continuare, fig.4.14 și fig.4.15 prezintă nivelurile de detecție pentru VDD.

4.4 – Validarea nivelurilor de detecție a erorilor de tensiune în sistem 48V
107

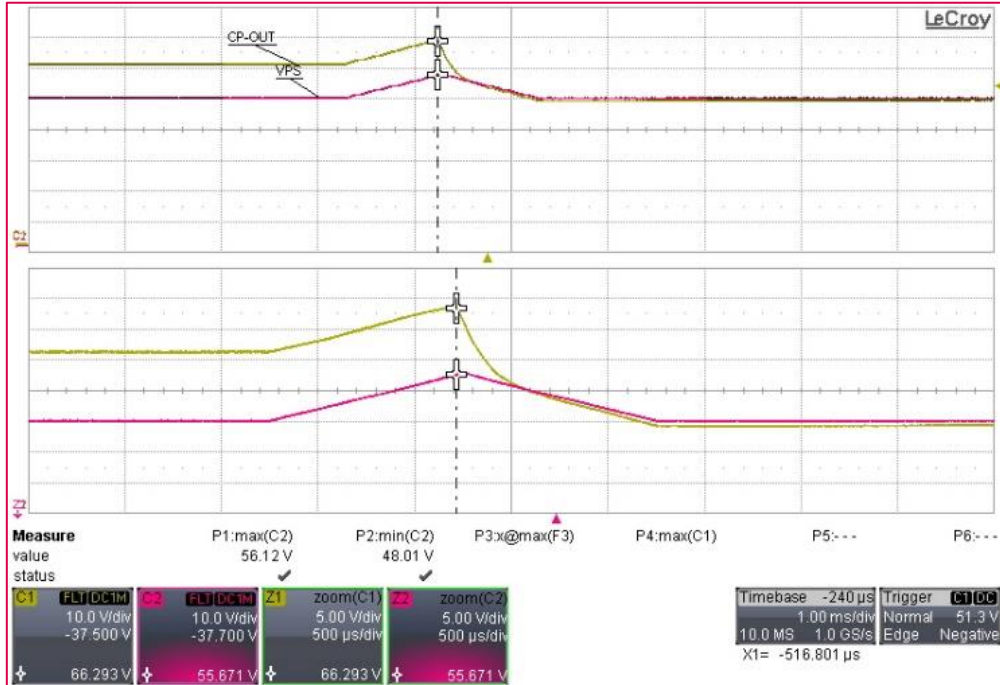


Fig. 4.13. Detecție prag supratensiune: VPS_OV = 55,67V

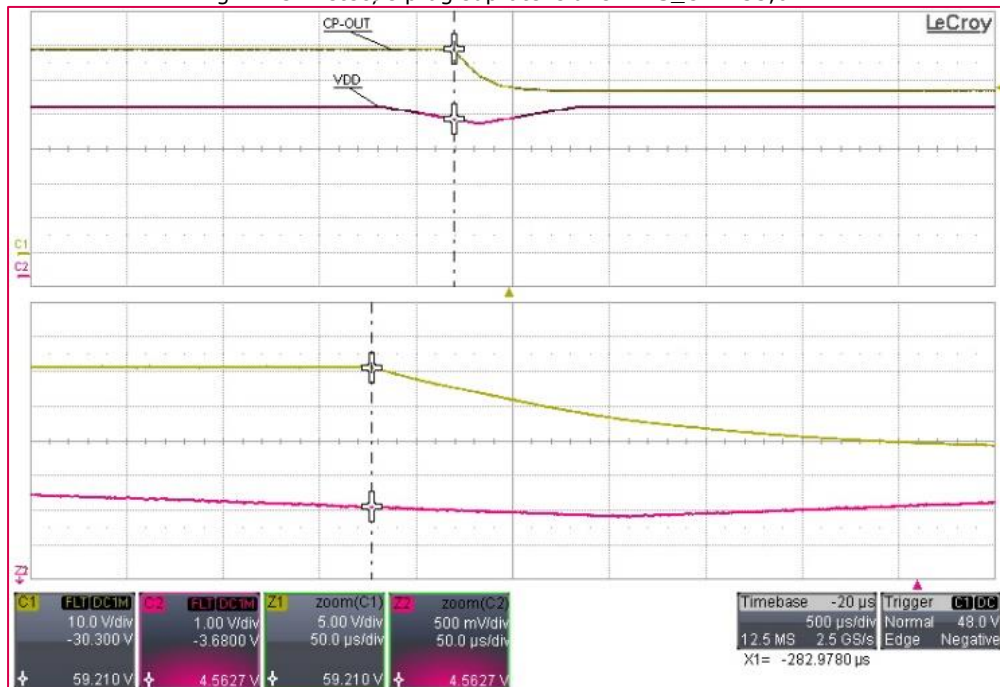


Fig. 4.14. Detecție prag subtensiune VDD: VDD_UV = 4,56 V

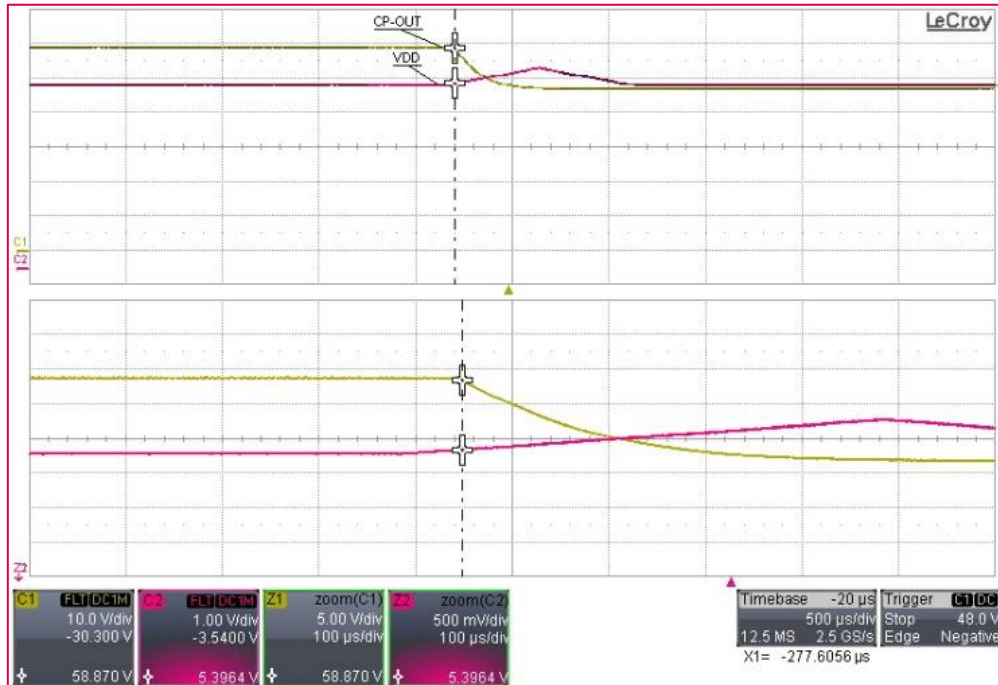


Fig. 4.15. Detecție prag supratensiune VDD: VDD_OV = 5,4V

Pentru V12, în mod similar, s-a determinat pragul de supratensiune la nivelul de 13,65V, iar pragul de subtensiune a fost detectat la 9,8V. Rezultatele măsurărilor pragurilor VIO sunt pentru supratensiuni VIO_OV de valoarea 5,97V, iar pentru VIO_UV de valoarea 2,71V.

Toate valorile măsurate ale pragului de detecție se află în intervalele prevăzute în tabelul 4.1. Se poate concluziona așadar că este garantată o funcționare sigură, întrucât erorile în tensiune sunt monitorizate corespunzător și sunt încadrate în limitele maxime permise. Se pune însă problema timpului de detecție și a timpului de reacție, întrucât nu numai motorizarea în sine contează, ci și în cât timp se detectează, iar sistemul reacționează.

Cu cât capabilitatea de detecție și de reacție rapidă este implementată încă din primele faze de dezvoltare, se va reduce efortul de rezolvare a defectelor dar și efortul ulterior investit pentru detecția lor. Mai precis, detecția cu 10% a mai multor erori în faza de design software sau în cea de implementare, poate genera creșterea costurilor totale de dezvoltare a unui produs cu 3%. Costul corecției unei erori de proiectare sau a unui defect de produs poate crește de până la 90 de ori în faza de producere serială față de faza de concept. Pe lângă costurile de reparare a erorilor, rechemările la service în faza de post-producție implică atât costuri de litigii legale cât și afectarea imaginii companiei producătoare de autovehicule și cu atât mai mult companiei producătoare a unității electronice.

4.4.2. Evaluarea intervalului de timp tolerant pentru detecția erorii (FTTI) de sub și supratensiune

Circuitul de alimentare propus al ASIC-ului utilizat în controlul unui BLDC este conceput pentru a fi integrat de TCU aferente unui sistem motopropulsor micro-hibrid de nivel ASIL C(D). Așa cum era menționat și anterior, atât conceptul de alimentare, cât și ASIC-ul propriu-zis trebuie să fie dezvoltate în conformitate cu regulile ISO262626 [33] pentru a evita eventuale erori în timpul funcționării atunci când TCU se află deja în etapa de serie. Cerințele de proiectare care se deduc din standard sunt obligatorii, prin urmare pe lângă monitorizarea efectivă este la fel de important să se studieze și comportamentul sistemului în cazul unei erori survenite în funcționare, la inițializare sau chiar și în repaus.

În cazul unei abateri de la valoare nominală a tensiunilor de alimentare, prin monitorizarea tensiunii se poate deduce tipul erorii: supratensiune sau subtensiune. Așa cum solicită și standardul de siguranță, trebuie să fie respectat cu strictețe timpul de detecție, dar și timpul de reacție al sistemului. Acest timp al cărui acronim este FTTI se poate defini simplist drept intervalul de timp cât poate persista o eroare înainte de un posibil hazard. Acest FTTI se solicită pentru fiecare obiectiv de siguranță (safety goal), iar valoarea de ordinul microsecundelor este stabilită de către producătorii de autovehicule.

Pentru sistemul de alimentare, FTTI se definește ca fiind intervalul de timp dintre eroarea (subtensiune sau supratensiune) care are potențialul de a provoca un eveniment periculos și timpul efectiv până la care trebuie detectată și activată starea de siguranță pentru a preveni producerea hazardului. Pentru TCU, starea de siguranță înseamnă oprirea motorului. Dezactivarea se poate realiza și ea în două moduri, fie prin aducerea inverterului în starea de impedanță ridicată, fie prin controlul inverterului într-un mod în care motorul va fi în modul de frânare.

Fig. 4.16 evidențiază activarea stării de siguranță a unui TCU, adică puntea invertoare este controlată pentru a fi în stare de înaltă impedanță (HighZ). Atunci când este detectată o eroare de tipul subtensiune, este oprit controlul pentru toate cele 6 tranzistoare (adică PWM este 0). FTTI este măsurat din momentul în care VPS ajunge la pragul VPS_UV (în momentul în care tensiunea de alimentare este mai mică de 18,96V). FTTI are valoarea de 4,92μs în cazul în care sistemul de alimentare este în stare de subtensiune (undervoltage).

Fig. 4.17 evidențiază activarea stării de siguranță a unității electronice atunci când este detectată o eroare de tipul supratensiune. Similar ca și în cazul anterior, puntea invertoare este controlată pentru a fi în stare de înaltă impedanță (HighZ), adică se oprește controlul pentru toate cele 6 tranzistoare (PWM este 0). FTTI este măsurat din momentul în care VPS depășește valoarea pragului VPS_OV (în momentul în care tensiunea de alimentare este mai mare de 55,6V) până când tensiunea grilă-sursă VGS a tranzistoarelor scade sub 1V. Timpul FTTI în acest caz, sistemul de alimentare cu defecțiune de supratensiune (overvoltage), are valoarea de 4,23μs.

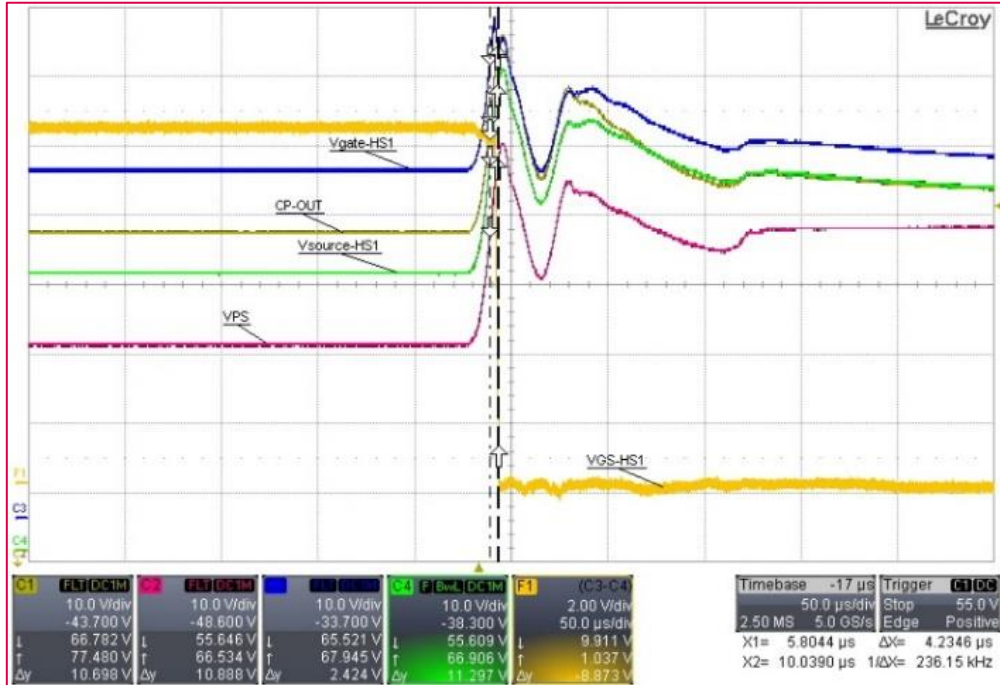


Fig. 4.16. FTI în caz de control HighZ și supratensiune VPS

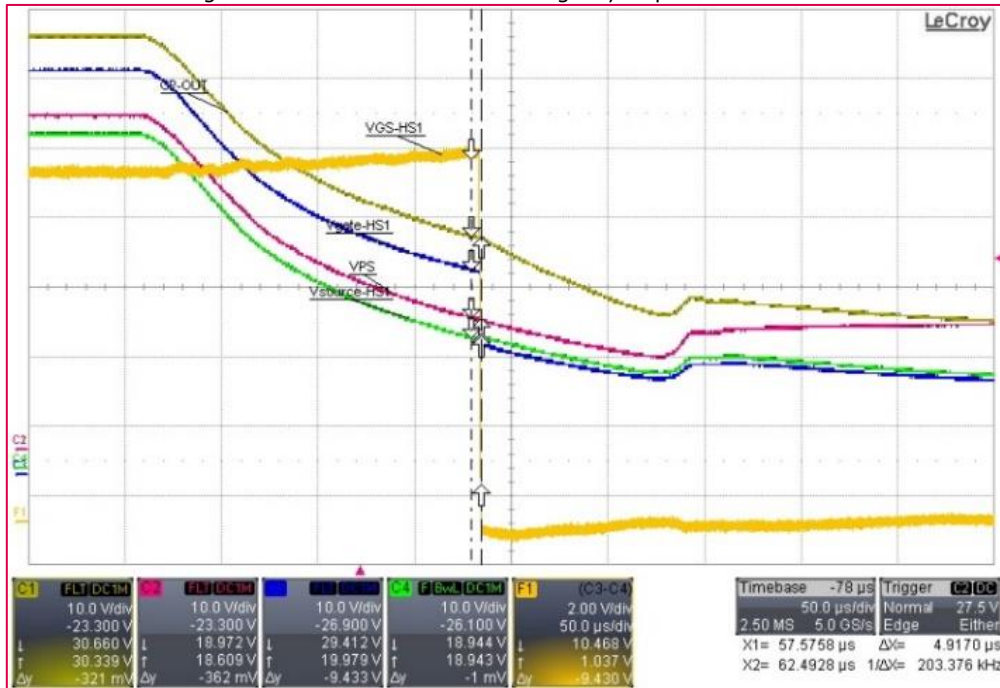


Fig. 4.17. FTI în caz de control HighZ și subtensiune VPS

Ambii FTTI măsurati (în caz de subtensiune și în caz de supratensiune) au fost mai mici de $10\mu\text{s}$. De regulă, $10\mu\text{s}$ este un obiectiv de siguranță la cererea producătorilor de automobile pentru aplicații cu nivel de siguranță ridicat. În acest caz, putem concluziona că ASIC-ul este validat și că siguranța este asigurată în mod corespunzător: Suma timpului de indicare a defecțiunilor și timpul de reacție în condiții de siguranță nu este aproape și nici nu depășește limita impusă.

O altă stare de siguranță poate fi considerată și frânarea activă motorului BLDC. PWM-urile de control nu sunt direct 0 ca în cazul stării de înaltă impedanță (HighZ), ci tranzistoarele din partea inferioară (lowside) a punții sunt controlate activ. În acest caz, FTTI se măsoară din momentul în care circuitul integrat ASIC detectează fie o subtensiune, fie o supratensiune (pragul determinat este atins) până când tranzistoarele din partea inferioară a punții intră în conducție. În fig. 4.18 este surprins momentul în care puntea invertor acționează în modul de frânare și există în sistem o eroare de supratensiune.

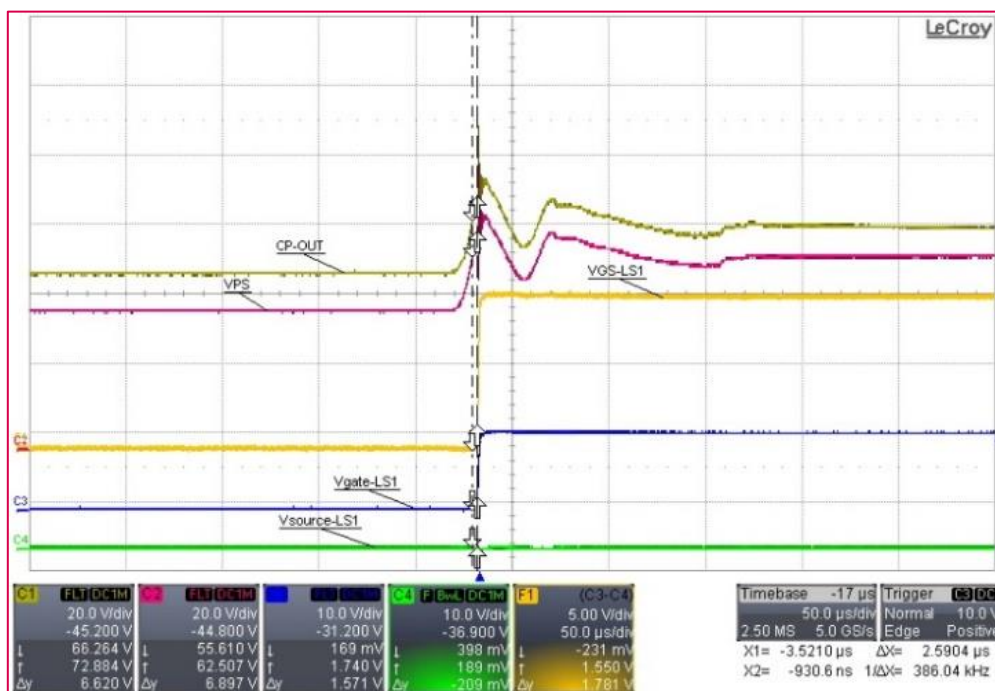


Fig. 4.18. FTTI în caz de frânare activă și supratensiune VPS

FTTI este măsurat din momentul în care VPS ajunge la pragul VPS_OV ($\sim 55.6\text{V}$) până când tensiunea grilă-sursă a tranzistoarelor din partea inferioară atinge pragul de conducție. Timpul FTTI măsurat a fost de $2,59\mu\text{s}$. S-a detectat o valoare similară pentru UV. Și în acest caz, FTTI este mai mic de $10\mu\text{s}$, ceea ce duce la concluzia că sistemul este stabil din punct de vedere al siguranței funcționale.

4.5. Concluzii

Capitolul 4 analizează procesul de transformare al mobilității, definit printr-un singur cuvânt: electrificarea. Normativele privind emisiile, tehnologiile legate de confortul și sistemele de conducere autonomă au impulsat creșterea electrificării automobilelor. Mulți dintre producătorii autovehiculelor au venit cu soluții diverse: de la simplul sistem start-stop, la tehnologiile hibride și până la vehiculele 100% electrice. S-a demonstrat totuși că tehnologia hibridă reprezintă o soluție de tranziție mai ușor de implementat, aceasta fiind susținută și de către producătorii de componente electronice care oferă o gamă variată de produse.

Tot în cadrul capitolului s-au evidențiat și avantajele acestei tehnologii: pot contribui la realizarea de economii de energie dacă se face raportarea în comparație cu sursele de alimentare de 12V și, de asemenea, în comparație cu sursele de 400/800V prezintă simplificarea instalării și funcționării, oferind astfel un potențial de optimizare. Acest aspect a reprezentat de fapt motivația studiului conceptual în ceea ce privește dezvoltarea autovehiculelor de tip mild-hibrid în tehnologie de 48V.

Sistemele mild-hibrid 48V au ocupat un loc important în trendul de electrificare a mobilității. În prima parte a capitolului, autorul a oferit o clasificare explicită privind sistemele hibride. Provocările în dezvoltarea sistemelor hibride sunt evidențiate pentru topologia mild-hibrid 48V. Responsabilitatea abordării noilor tendințe se propagă și asupra furnizorilor de semiconductori și a unităților de control electronic. În acest sens, proiectanții trebuie să se adapteze la noile cerințe de tensiune mai ridicată și de siguranță funcțională enumerate și explicate în cadrul tezei prin raportarea la standardele VDA320 [32] și ISO26262 [33].

Plecând de la cerințele reglementate de standard, s-a propus o arhitectură la nivel de concept a unei unități de control automat al transmisiei. În scopul validării conceptului, a fost dezvoltată o placă de evaluare prototip care emulează unitatea TCU. De asemenea s-a mai prezentat și de ce e avantajoasă o testare conceptuală chiar în faza timpurie a proiectării. Testarea încă din etapa de început a dezvoltării unui TCU este esențială deoarece eventualele greșeli de concept sau proiectare pot fi depistate devreme și pot fi remediate înainte de implementarea serială a unității. Toate defectele descoperite după ce unitatea s-a produs, aduc doar costuri uriașe în ceea ce privește re-proiectarea și re-fabricația. Autorul a identificat principalele atribute care pot fi asociate testării timpurii prin intermediul plăcilor prototip: rapiditate, cost redus, eficacitate în validare.

Și în cazul acestui capitol, ca și în cele anterioare, s-a pus accent pe managementul siguranței funcționale. Odată cu creșterea nivelului de tensiune, cresc și riscurile și provocările monitorizării acesteia. Pentru a certifica buna funcționare a monitorizării acesteia, s-a propus o metodă experimentală al cărei procedeu implică injectarea unor erori de tensiune. În urma verificărilor practice s-au măsurat nivelurile obținute urmărindu-se dacă acestea respectă limitele maxime admise, iar în caz de eroare TCU să activeze starea de siguranță într-un anumit interval de timp FTTI.

Luând în considerare toate investigațiile prezentate în teză, se poate concluziona că ASIC-ul funcționează corespunzător în ceea ce privește monitorizarea tensiunii, îndeplinește cerințele de siguranță, luate în considerare în conformitate cu

standardele ISO26262 [33] și VDA320 [32]. Conceptul propus s-a dovedit a fi unul valid, întrucât se respectă obiectivele de siguranță (safety goals). Placa prototip poate fi așadar integrată cu ușurință și cu certitudine în aplicațiile de serie, constituind baza dezvoltărilor ulterioare.

Descriere sintetică:

- Descrierea amănunțită a tendinței de electrificare, o abordare cuprinzătoare a sistemelor mild-hibrid 48V prin evidențierea stării actuale de dezvoltare și a provocărilor de proiectare
- Prezentarea succintă a sistemului mild-hibrid a cărui sursă principală de alimentare are nivelul de 48V
- Sintetizarea reglementărilor în vigoare și a cerințelor pentru dezvoltarea unităților electronice, cu referire la standardele VDA320 și ISO26262
- Ca urmare a complexității sistemului mild-hibrid și a cerințelor noi impuse de siguranță și fiabilitate, s-a propus o nouă arhitectură de alimentare pentru unitatea electronică de control al transmisiei automate de 48V
- Propunerea unei noi arhitecturi TCU pentru un sistem mild-hibrid de 48V, în baza lucrării proprii [66]
- Propunere platformă de validare pentru arhitectura propusă, având ca și interes monitorizarea tensiunilor de alimentare, dar și reacția întregului sistem în caz de eroare
- Identificarea și expunerea tuturor avantajelor de a avea un concept validat încă din timpul fazei de dezvoltare a unui produs
- Proiectarea și implementarea unei platforme de testare pentru a acoperi o diversitate de erori (supratensiune, subtensiune), fiind utilizabilă atât pentru testare manuală, cât și automată
- Validarea experimentală a nivelurilor maxim admise pentru tensiunile aferente. Aceasta se face printr-un procedeu de injecție de erori descris detaliat. Nu în ultimul rând, importanța siguranței funcționale este de asemenea demonstrată prin definirea și validarea FTI pentru astfel de sisteme
- Consolidarea conceptului de alimentare validat care va putea fi integrat oricând pentru aplicații TCU de serie de tipul hibrid.

5. CONTRIBUȚII PRIVIND EVALUAREA PERFORMANȚELE TERMICE ALE SISTEMULUI DE CONTROL AL MOTORULUI- SISTEM HIBRID 48V

În capitolele anterioare, cercetarea s-a axat pe siguranța funcțională a circuitului compus din microcontroler – SBC aferent aplicațiilor cu nivel de siguranță ridicat, precum unitățile electronice de control al transmisiei (TCU). Pentru a considera toate elementele constituente ale unui TCU, în cadrul acestui capitol se va analiza și siguranța funcțională a circuitului de control pentru motorul electric al transmisiei automate, circuit compus din ASIC-ul de control al punții trifazate și elementele de comutație propriu-zise (tranzistoarele MOSFET de putere).

Puterea disipată (căldura) emisă de componente (în special de tranzistoarele de putere) în timpul funcționării prezintă un anumit risc, atât pentru durata de viață a componentelor în sine, cât și pentru o funcționare corespunzătoare a întregii aplicații [93]. Se poate afirma că pentru circuitul de putere din cadrul TCU, siguranța funcțională este echivalentă cu "siguranța" termică. De aici derivă și necesitatea de a implementa încă din faza de proiectare circuite dedicate pentru măsurarea temperaturii TCU.

Astfel, măsurarea temperaturii și prezicerea efectului său asupra performanței și fiabilității unei unități electronice de control este unul din cele mai importante aspecte ale proiectării. Pentru a avea însă o abordare completă care corespunde ciclului de dezvoltare descris în capitolul 2 ("V cycle"), managementul termic trebuie astfel consolidat prin implementarea în cele trei etape esențiale:

- **Definirea** condițiilor de operare (limitele de temperaturi maxim admise)
- **Proiectarea** circuitelor de detecție a temperaturii ambientale a unui ECU
- **Validarea termică** prin măsurare cu precizie a temperaturii ambientale ECU și a temperaturii joncțiunii componentelor cu probabilitate ridicată de a disipa căldură

Plecând de la cele 3 etape definitorii pentru un management termic în domeniul automotive, capitolul de față urmărește **evaluarea performanței termice a sistemului de control al motorului (tranzistoare de putere + ASIC).**

Studiul influenței termice are la bază **două obiective:**

- *Definirea circuitului de detecție a temperaturii ambientale potrivit pentru aplicații cu nivel de siguranță ridicat*
- *Definirea unei proceduri modulare de selecție a tranzistoarelor MOSFET bazată pe măsurarea corectă și completă a temperaturii joncțiunii*

Pentru rezolvarea obiectivelor propuse, capitolul de față este organizat pe **4 direcții** importante după cum urmează:

- O revizuire a posibilităților existente de proiectare a circuitelor electronice de detecție a temperaturii interioare a unui TCU
- Identificarea metodelor de măsurare a temperaturii joncțiunii componentelor cu aplicabilitate în domeniul automotive
- Definirea unei proceduri de identificare a temperaturii joncțiunii componentelor, cu posibilitate de reutilizare și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat ce integrează elemente în comutație
- Validarea procedurii experimental prin implementarea procedurii pentru selecția de tranzistoare MOSFET pentru aplicația de interes TCU

5.1. Introducere

În capitolele anterioare s-a evidențiat faptul că în proiectarea circuitelor aferente aplicațiilor automotive este necesar să se țină cont de siguranța funcțională. În plus, un alt factor decisiv este și nivelul intens de integrare al componentelor electronice, ele având capsule din ce în ce mai mici. Este astfel extrem de important să se studieze și siguranța funcționării din punct de vedere termic, și anume proiectanții trebuie să ia în considerare limitele termice maxime de funcționare ale componentelor alese. Denumirea consacrată a acestor limite este de **AMR - absolute maximum ratings**.

Producătorii de autovehicule solicită pentru **temperatura ambientală (T_a)** un interval ce variază de la -40°C până la $105\text{-}125^{\circ}\text{C}$. **Temperatura joncțiunii (T_j)**, însă, este dată de producătorii de componente. Intervalul de temperatură al aplicației T_a nu este echivalent cu intervalul de temperatură al componentelor T_j . Evident, în cazul componentelor integrate ce aparțin unităților de control, intervalul poate varia chiar de la -50°C până la $+175^{\circ}\text{C}$. Elementele semiconductoare au chiar o limitare superioară mai mare, ajungând cu temperatura joncțiunii până la 175°C . **Prima fază din modelul "V cycle" este definirea limitelor** de operare pentru temperatura ambientală. Astfel, luând în considerare AMR în cazul tranzistoarelor de putere, temperatura joncțiunii va trebui să fie cuprinsă astfel între $-40^{\circ}\text{C} \div 175^{\circ}\text{C}$.

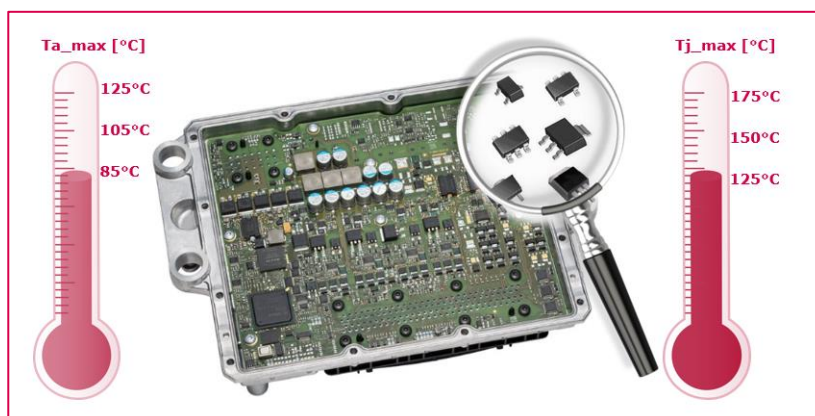


Fig. 5.1. Nivel maxim al temperaturii ambientale vs. Temperatura joncțiunii

Pentru a avea certitudinea că unitatea electronică va avea o funcționalitate stabilă pe toată durata de viață a acesteia, temperatura din interiorul componentelor electronice nu trebuie să depășească limitele maxime definite în cele mai defavorabile condiții (AMR). Acest lucru poate fi critic, deoarece durata de viață a circuitului integrat este invers proporțională cu temperatura de funcționare a joncțiunii [94]. Studiile au arătat că o creștere a temperaturii cu 10°C peste valoarea maximă permisă scurtează durata de viață a componentelor electrice cu mai mult de 50%. În [95] se menționează că 21% din defectele unei unități electronice de control (ECU) sunt cauzate de defectarea semiconducătorilor, 30% din cauza condensatoarelor, în timp ce până la 55% din defecte sunt atribuite supraîncălzirii termice.

Având astfel definite limitele de operare ale temperaturii, se continuă cu **etapa a 2-a din modelul "V cycle" și anume proiectarea propriu-zisă**. Prin proiectare se înțelege pe de o parte alegerea potrivită a componentelor de putere care să se încadreze în limitele solicitate de aplicație, iar pe de altă parte înseamnă și implementarea circuitului de detecție a temperaturii interne [96]. Proiectarea care conține astfel de componente electronice trebuie să fie cât mai eficientă și să evite efectele de suprasolicitare termică. Cele mai frecvente efecte de supraîncălzire pentru un sistem electronic de control aferent unui TCU sunt: oprirea sistemului, pierderi crescute (puterea disipată crește, o scădere a eficienței) sau îmbătrânirea prematură.

Pentru a încheia **modelul "V cycle"** este nevoie de **ultima etapă de validare/ verificare**. Prin urmare, se impune măsurarea temperaturii ambientale a TCU și a joncțiunii componentelor de putere. Din motive de fiabilitate, pentru a limita defectiunile în timp din cauza suprasarcinii termice, evaluarea va fi mai precisă dacă este efectuată în timpul funcționării. Eroarea de măsurare și limitele maxime admise AMR pentru componente sunt corelate așa cum se poate deduce din fig. 5.2. Cu cât eroarea de măsurare este mai mică, cu atât există o marjă de siguranță mai mare pentru inginerul proiectant: componenta nu va fi suprasolicitată termic.

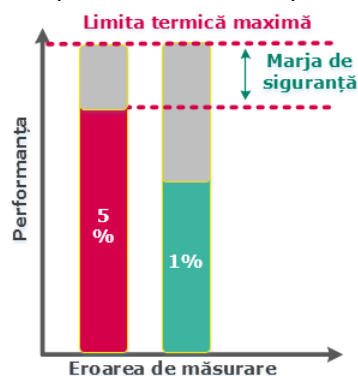


Fig. 5.2. Eroarea de măsurare termică versus limita maximă de funcționare

Consecințele grave vor apărea pentru componentele electrice supraîncălzite, cele mai multe dintre ele ireversibile. Acesta este motivul pentru care selectarea componentelor adecvate este o provocare constantă pentru toți cercetătorii și dezvoltatorii de hardware în domeniul unităților de control electronice al transmisiei automate. Componentele trebuie să își îndeplinească în mod eficient funcția prevăzută și să reziste la condiții de funcționare de înaltă tensiune și temperatură ridicată.

5.2. Circuite de detecție termică dintr-o unitate electronică și metode de validare termică

Temperatura, pe lângă tensiune, este un parametru foarte frecvent măsurat. În aceeași măsură se poate afirma că este și parametrul cel mai puțin înțeles și mai dificil de evaluat, cu atât mai mult, cu cât se dorește să se măsoare cu precizie. Evaluarea termică în faza incipientă de proiectare oferă garanția pentru o funcționare fiabilă, calificată și sigură pentru cerințele stricte din domeniu pentru a înlătura orice suspiciune de supraîncălzire.

Din analiza siguranței termice, derivă totuși întrebarea ce face trimitere la efecte în caz de supratemperatură: Care va fi consecința asupra întregului sistem auto în cazul în care componentele electronice, în special tranzistoarele de putere se vor deteriora din cauza supraîncălzirii? Răspunsul este evident, dar acțiunile pe care inginerii hardware trebuie să le considere sunt și ele la fel de eficiente și constituie așa-numitul management termic pe cele 2 direcții:

- Proiectarea circuitului de detecție a temperaturii interioare din unitatea electronică de control cu siguranță funcțională ridicată
- Validarea termică prin măsurare cu precizie a temperaturii ambientale ECU și a temperaturii joncțiunii componentelor cu probabilitate ridicată de a disipa căldură

5.2.1. Circuite de detecție a temperaturii interioare din unitatea electronică de control cu siguranță funcțională ridicată

Există diferite circuite de detecție a temperaturii componentelor unui circuit, iar o prezentare detaliată este prevăzută în [97]. Acestea sunt la rândul lor, fie discrete [98], fie sunt integrate în structura internă a componentelor electrice, precum microcontrolerele, SBC-uri, ASIC-uri. Varianta optimă depinde evident de cerințele aplicației în ceea ce privește protecția termică. Pentru aplicații cu ASIL ridicat, precum TCU, unii producători de autovehicule pot solicita măsurarea temperaturii cu o anumită precizie, alții nu. Există și cazuri când măsurarea temperaturii componentelor se folosește doar în interiorul unității, ca o măsură de protecție pentru a evita defecte survenite din cauza ambalării termice. Monitorizarea temperaturii va fi astfel, parte integrantă din conceptul de siguranță funcțională a aplicației.

Cert este faptul că pentru a asigura robustețea unității electronice de control al transmisiei automate pe toată durata de viață, este necesar să se măsoare temperatura ambientală din interiorul unității. În acest domeniu, se pretează mai multe soluții care pun în balanță elemente definitorii, precum precizia măsurării, costul implementării, amplasarea pe PCB, complexitatea și alte caracteristici funcționale. În cele se urmează se sintetizează o revizuire a posibilităților existente de detecție termică existente în aplicații automotive, cu focus pe unitățile de control electronic.

A. Măsurarea temperaturii cu termistori

Una dintre cele mai simple metode de măsurare a temperaturii componentelor dintr-un circuit este amplasarea unor rezistoare de tip termistor în zona considerată a fi cea mai predispusă la încălzire. Există două categorii de termistoare: cele cu

coeficient negativ de temperatură (NTC – negative temperature coefficient) și cu **coeficient pozitiv de temperatură** (PTC – positive temperature coefficient). Principiul de funcționare este legat de dependența între temperatură și variația rezistenței: în timp ce temperatura crește, rezistența scade în cazul NTC, respectiv crește în cazul PTC. De regulă, termistorii de tip NTC necesită o calibrare, în timp ce PTC au o dependență liniară temperatură-rezistență și nu au nevoie de o ajustare suplimentară. Printre avantajele se pot enumera simplitatea implementării în proiectare, aceștia fiind ușor de interfațat cu alte module, gamă largă de temperaturi, cost redus, sensibilitate ridicată. Poziția lor este fixă în circuit și practic se evaluează doar temperatura circuitului și nu disiparea componentelor predispuse la încălzire. Ca și dezavantaj se menționează ieșirea de tip neliniar.

În ceea ce privește precizia măsurării, aceasta poate fi influențată de lățimea de bandă a rezistorului și/sau de erorile suplimentare de filtrare. De regulă, termistorii se aleg atunci când nu există cerințe de acuratețe sau de siguranță în funcționare. În cazul în care există totuși un nivel ridicat de siguranță, este necesar să se implementeze corecție software sau o diagnoză externă, ceea ce mai aduce în proiectare și necesitatea unui comparator suplimentar și a unei tensiuni de referință precise, caz în care crește și costul total al circuitului de evaluare a temperaturii. Un astfel de circuit este prezentat în fig. 5.3 ilustrată mai jos.

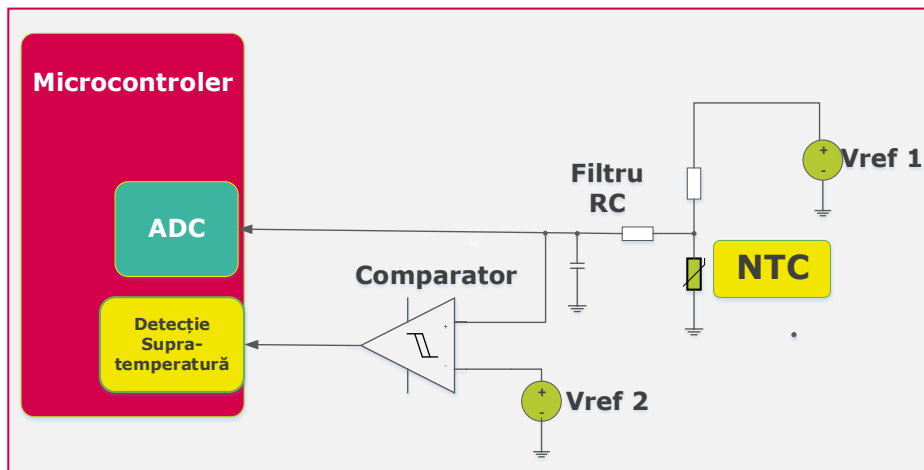


Fig. 5.3. Măsurarea temperaturii cu termistor NTC și diagnoza unui prag de temperatură prin comparator – soluție discretă

Cele mai utilizate termistoare sunt de tip0 SMD NTC și sunt disponibile în capsule EIA 0402 și 0603. Rezistențele nominale cele mai comune sunt de 4,7k Ω și 10k Ω cu clasele de toleranță de $\pm 1\%$, $\pm 3\%$ și $\pm 5\%$.

B. Măsurarea temperaturii prin componente electrice de tip senzor de temperatură externi

O altă variantă de a măsurare care înlătură dezavantajul neliniarității termistoarelor, este utilizarea **circuitelor integrate dedicate**. Acestea au în

componența lor un senzor de temperatură integrat și în plus acel comparator și referința de tensiune, prin intermediul căruia se poate realiza mult mai precis diagnoza termică. Printre avantajele pe care le prezintă se remarcă: protecția termică pe o gamă largă de temperaturi, nu necesită software suplimentar, costul e mai redus comparativ cu soluția discretă cu termistoare. În plus, există posibilitatea de a alege valoarea de detecție a temperaturii pentru a semnaliza starea de eroare, bineînțeles având și un histerezis implementat, la unele chiar ajustabilă. Senzorii de temperatură de tip circuite integrate pot ajunge la acuratețe de detecție de sub 2% atunci când au o referință exactă [99]. Există variante de senzori de temperatură care pot incorpora două astfel de comparatoare pentru monitorizarea deopotrivă a temperaturilor ridicate, dar și a celor scăzute. Pragurile pot fi setabile, fie la nivel hardware prin rezistoare, fie la nivel software. O descriere detaliată a modului de funcționare, respective implementare în proiectare se regăsește în [100]. O vedere de ansamblu despre structura internă a unui astfel de senzor este data de fig 5.4., unde ieșirile senzorului sunt logice (digitale). Există însă și variante distincte de astfel de senzori cu ieșire de tensiune sau serială.

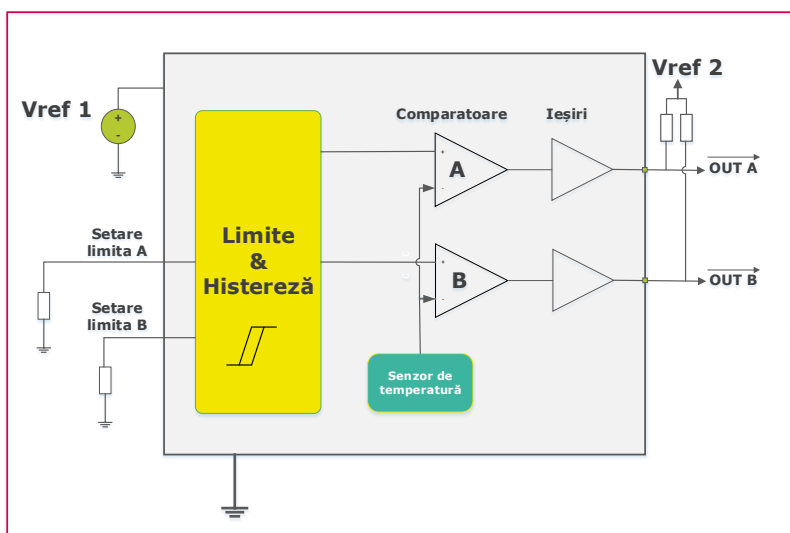


Fig. 5.4. Măsurarea temperaturii cu senzor de temperatură circuit integrat și diagnoza a două praguri de temperatură prin comparator – soluție integrată

Totuși, pentru a beneficia de o acuratețe mare de măsurare, este necesar să se acorde o atenție deosebită pe de o parte plasării lor pe PCB, iar pe de altă parte factorilor perturbatori din mediu [101]. Factorii de mediu (temperatura, umiditatea, vibrațiile) pot influența într-un mod semnificativ performanța. Pentru a evita coroziunea pinilor circuitului integrat de măsurare sau a unui consum adițional datorat curenților de scurgere (leakage currents), este necesar ca senzorii să fie poziționați într-un mediu uscat, chiar izolat. În acest sens, de multe ori se recurge la a aplica un film polimeric peste componente si PCB (procedeu denumit "conformal coating"), ceea ce duce inevitabil la un adaos de cost pentru aplicație.

C. Măsurare prin intermediul senzorului intern de temperatură (doar în cazul componentelor integrate)

Gestionarea încălzirii componentelor electronice active, precum microcontrolerele cu putere de procesare mare, ASIC-uri, SBC-uri este deosebit de importantă și totodată destul de complexă. Acest aspect are o importanță deosebită, întrucât acestea au o densitate mare de încapsulare, integrând foarte multe funcționalități. Fizic, acestea se implementează printr-o densitate mai mare de tranzistoare la nivelul pastilei de siliciu și pot conduce spre o încălzire proprie suplimentară, denumită **auto-încălzire sau self-heating**. Există studii care arată că mai mult de 50% din componentele integrate prezintă defecte datorate efectelor termice de supraîncălzire.

Dacă luăm spre exemplu arhitectura TCU, descrisă în capitolele anterioare, se deduce implicit că pentru a asigura fiabilitatea și totodată și siguranța funcțională a unității este necesar ca cele trei componente cheie (microcontroler, SBC și ASIC de control puntea invertoare) să funcționeze la rândul lor în siguranță din punct de vedere termic [102],[103]. Practic, dacă se analizează sub influența temperaturii de funcționare, este clar că temperatura lor trebuie să fie sub limitele maxime permise. Pentru a se asigura de acest aspect, proiectanții ar trebui să considere câte un circuit de măsurare de temperatură pentru fiecare dintre ele. Chiar și plasate în proximitatea componentelor de interes, cu termistoarele sau cu senzorii inteligenți de temperatură, se măsoară doar temperatura ambiantă din interiorul unității. Temperatura joncțiunii componentelor este evident diferită. Pe lângă dezavantajul că nu se poate cunoaște temperatura propriu-zisă a componentelor, ci a ambientului, se poate aduce în discuție și costul suplimentar pentru implementare a trei circuite de măsură.

Determinarea exactă a temperaturii de joncțiune pentru componente integrate se poate face mult mai simplu dacă acestea beneficiază de un senzor de temperatură intern. Acest senzor determină fix temperatura pastilei de siliciu a componentei, cunoscut sub numele **de on-die temperature sensor – DTS** [104].

Dacă temperatura monitorizată intern depășește un anumit prag setat, componenta ce are integrat un DTS are o funcție de alarmă care poate genera un semnal de întrerupere a întregului sistem sau se poate ajusta în mod dinamic limitând capacitatea de consum pentru evitarea supraîncălzirii. Această tehnică de adaptare a rutinei pentru a asigura totodată performanța sistemului chiar și sub constrângeri termice poartă numele de management termic dinamic (Dynamic thermal management - DTM) [105]. Provocarea cea mai mare pentru a asigura un management termic dinamic constă în adaptarea funcționării atunci când apar vârfuri de consum de putere. În acest sens, măsurarea cu DTS trebuie efectuată cât mai precis și cât mai rapid. O estimare eronată sau întârziată poate afecta întreaga performanță a unității electronice de control, a sistemului sau privind mai de departe, chiar a autovehiculului.

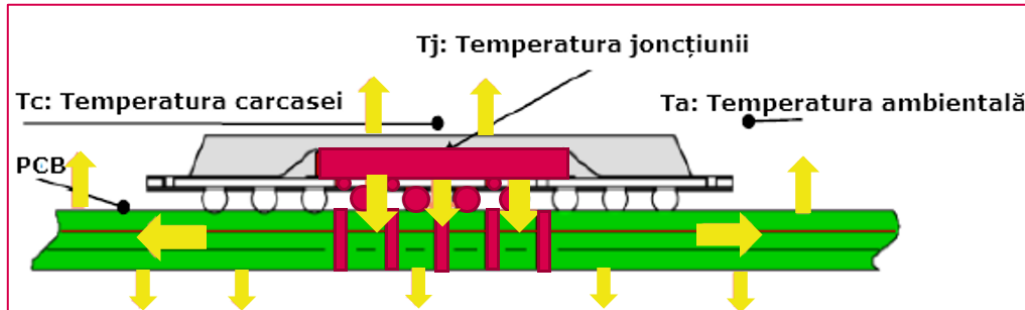


Fig. 5.5. Vedere transversală influența temperaturii [116]

Pentru tehnologii de fabricație CMOS, un DTS este constituit dintr-un tranzistor bipolar de tip PNP care pentru monitorizarea temperaturii se folosește de joncțiunea PN dintre bază și emitor. În fig. 5.6 este ilustrată configurația internă a unui DTS sub forma unui tranzistor PNP. Funcția de transfer este predictibilă, întrucât variația temperaturii este stric dependentă de variația de tensiune a diodei PN și se poate măsura prin intermediul celor doi curenți I_1 și I_2 .

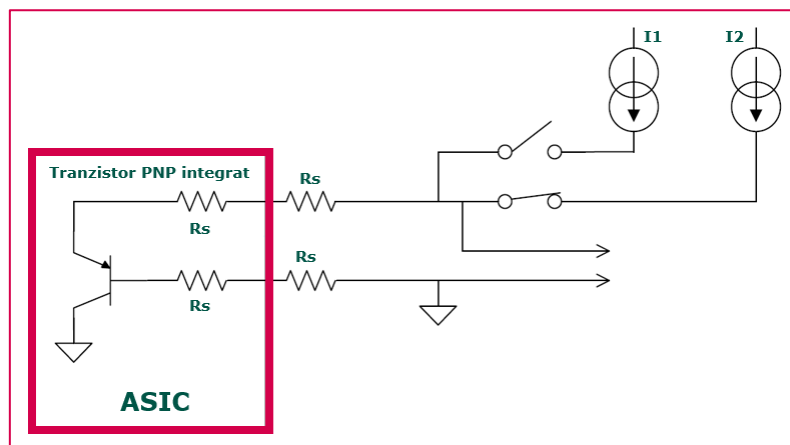


Fig. 5.6. Configurare internă DTS

Variația procesului de fabricație face ca senzorii DTS să nu ofere cea mai bună precizie a măsurării temperaturii. Principalii factori care perturbă precizia măsurării sunt:

- Factorul de idealizare al diodei: caracteristicile termice ale diodei sunt dependente de geometrie și de procesul de fabricație. Dacă factorul de idealizare este cunoscut, atunci eroarea se poate ajusta din software
- Rezistența serială: aceasta poate produce un decalaj (offset) în măsurare. Se poate implementa un algoritm de compensare a rezistenței ce înlătură eroarea chiar și în cazul în care în afara componentei se plasează filtre RC
- Compensarea factorului beta (β): pentru astfel de senzori, tranzistorul trebuie să aibă un factor β mai mic de 1

- Susceptibilitatea la zgomot: emisiile (EMI) sau cuplajul inductiv pot influența joncțiunea pn a DTS, mai ales atunci când în aplicație există semnale cu frecvență ridicată. O atenție deosebită este necesară atunci când se plasează componenta monitorizată pe PCB.

Fiecare dispozitiv trebuie calibrat pentru a elimina acest efect de variație a procesului. Această calibrare poate fi considerată la mai multe niveluri:

- Componenta vine cu un DTS deja calibrat de producător, acuratețea poate fi undeva la 5%. Aceasta reprezintă varianta optimă în proiectare dacă acuratețea este suficientă pentru monitorizarea temperaturii interne a componentelor. Nu necesită costuri suplimentare
- Calibrarea se face prin intermediul altor componente denumite senzori de temperatură externi - remote temperature sensors. Aceștia oferă o bună compensare a rezistenței seriale asigurând o cădere minimală de tensiune de doar 100μV, factorul beta atinge valori de sub 0,3, factorul de idealizare poate fi între 1,01- 1,008. Practic este o măsură redundantă de monitorizare termică, dar implică anumite costuri suplimentare. Există din nou același aspect financiar, pentru 3 componente monitorizate – 3 senzori suplimentari. Lăsând la o parte costurile, acuratețea de măsură este de sub 1%, iar riscul de a avea la nivelul aplicației defecte termice este minimal
- Calibrare la nivelul aplicației
- Calibrare la nivelul fabricației unității electronice de control pe linia de producție.

Acest nivel ridicat de integrare simplifică proiectarea, reduce costul total al listei de materiale și reduce cerințele de spațiu pe PCB cu 30% sau mai mult. Luând în considerare toate variantele de detecție a temperaturii, este evident că există avantaje și dezavantaje pentru toate tehnologiile. Soluția câștigătoare trebuie să țină cont de parametri/ cerințele aplicației, de aceea o analiză amănunțită trebuie să se aplice.

5.2.2. Metode de măsurare a temperaturii necesare validării termice

Indiferent de metoda de detecție a temperaturii implementată în proiectare pentru măsurarea temperaturii interne, buna funcționare și precizia măsurării trebuie dovedite. Conform ciclului de dezvoltare al unui produs, modelul "V cycle" din domeniul automotive, prezentat în capitolul 2, orice proiectare trebuie să fie supusă validării în toate condițiile de operare. Unitatea electronică de control trebuie să funcționeze în toată gama de temperaturi conform cerințelor. Implicit, componentele aferente ale unității trebuie să funcționeze între limitele de temperaturi solicitate de aplicație și totodată să respecte limitele conform specificațiilor tehnice (AMR) în orice condiții – sarcină maximă și cu auto-încălzire (self-heating).

Pentru procesul de validare termică se pot considera mai multe metode de măsurare a temperaturii joncțiunii componentelor electronice. Acestea se pot clasifica în **metode directe** de măsurare și în **metode indirecte** de evaluare a temperaturii.

Pentru validarea unității electronice de control în scopul de a dovedi că s-a efectuat alegerea potrivită pentru componente în ceea ce privește temperatura, se pot folosi diferite metode directe apelând la senzori de tip termocuple sau sisteme de termoviziune. Există de asemenea și posibilitatea de a deduce temperatura componentelor, în mod indirect apelând la parametrii de funcționare sau la structura internă. În cele ce urmează se sintetizează câteva metode de măsurare care se pretează pentru validarea termică a unui TCU. De interes vor fi următorii factori: **precizia măsurării, mărimea și plasarea în circuit, complexitatea, costul, nevoia de calibrare.**

A. Măsurarea directă cu ajutorul unui termocuplu

O metodă comună de măsurare directă este de a plasa un **senzor de tip termocuplu** direct pe capsula componentei electronice de interes. Termocuplul reprezintă o pereche de conductori astfel conectați împreună încât să producă o tensiune termo-electromotoare atunci când joncțiunile lor sunt la temperaturi diferite. Fenomenul termoelectric a fost descoperit în 1821 de către Seebeck, iar mai multe detalii se regăsesc în [106]. Printre avantajele pe care le prezintă, se poate preciza ușurința de a măsura temperatura, termocuplul se montează direct pe capsula componentei monitorizate. De asemenea, acestea pot măsura o gamă largă de temperaturi. Cel mai adesea se alege un termocuplu de tip K, a cărui gamă de temperaturi este cuprinsă între -50°C și 1300°C . Cu toate acestea, se poate spune că această tehnică nu este foarte precisă, deoarece termocuplul în sine funcționează ca un radiator, conducând la o răcire suplimentară. Un alt dezavantaj al măsurării termocuplului este dat de plasarea sa fizică. Termocuplul se lipește într-o poziție fixă, ceea ce nu e tocmai favorabil atunci când se încearcă a se determina cel mai înalt punct de temperatură a componentelor.

B. Măsurarea directă cu ajutorul unei camere de termoviziune

O metodă mai precisă este măsurarea optică ce **utilizează sisteme de termoviziune**, precum sunt camerele cu infraroșu. O caracteristică importantă este faptul că măsurarea este neinvazivă, nu există niciun schimb de temperatură între componentă și senzorul de temperatură din interiorul camerei termice. În plus, se poate identifica cea mai mare temperatură din zonele de interes. Pe lângă măsurarea propriu-zisă, dispozitivele cu infraroșu mai pot monitoriza și înregistra valorile măsurate, astfel încât să se facă o diagnoză în mod dinamic a evoluției temperaturii. Monitorizarea continuă cuprinde atât modificările temporare ale temperaturii, cât și distribuția spațială a temperaturii de la nivelul capsulei. Un dezavantaj ar fi dat de faptul că dacă există emisivitate la nivelul componentelor, precizia măsurării scade. În acest caz se recomandă vopsirea în negru a circuitul evaluat, întrucât un "corp negru" se consideră că are o emisivitate unitară.

Un alt aspect important căruia trebuie să i se acorde atenție la măsurarea temperaturii cu un termometru fără contact îl reprezintă determinarea suprafeței active de măsurare, care rezultă din rezoluția optică a aparatului. Rezoluția optică este raportul dintre D (distanța termometru față de obiect) și S (diametrul zonei de măsurare). Dacă rezoluția optică este de 10:1, atunci pentru o măsurare efectuată de

la o distanță de 100mm, diametrul cercului în care aceasta este realizată este de 10mm. O rezoluție optică mare crește cu mult performanțele de măsurare ale termometrului, deoarece măsurarea este mai selectivă și este efectuată pe o suprafață mai mică. În această situație, nu apare efectul de mediere a rezultatului măsurării temperaturii de pe o suprafață mare. Pentru măsurările punctuale, pe suprafețe foarte mici pot fi folosite termometrele fără contact cu rezoluție mare, a căror rezoluție optică poate atinge valoarea de 100:1.

Trebuie subliniat faptul că factorii cheie în cazul termometrelor în infraroșu sunt viteza mare și ușurința măsurării, precum și realizarea fără contact a acesteia. Aceste caracteristici sunt, fără îndoială, decisive pentru utilitatea foarte mare în practică a pirometrelor.

C. Măsurarea directă prin intermediul diodei interne pentru descărcare electrostatică a unei componente integrate

O procedură clasică de caracterizare termică a componentelor implică măsurări indirecte **prin utilizarea unei diode interne**. Tensiunea unei joncțiuni p-n (diodă/ tranzistor) are o dependență liniară de temperatura aplicației, astfel încât poate fi folosit ca și senzor indirect de temperatură.

Această procedură se aplică doar la componente integrate ce beneficiază de diode folosite pentru a evita descărcarea electrostatică pe pini – electrostatic discharge ESD. Principiul de funcționare este simplu, la aplicarea unui curent constant, tensiunea diodei (sau a unei joncțiuni PN) va scădea cu aproximativ 1-2mV/C. Dioda ESD poate fi astfel folosită pe post de senzor de temperatură, însă pentru a determina temperatura componentelor monitorizate este necesar să se deducă ecuația care descrie comportamentul diodei (tensiunea directă a diodei – diode forward voltage V_{fd}) versus temperatură.

Acest proces se poate realiza în 4 pași așa cum este evidențiat în [107], însă se poate aplica și la componentele de interes pentru TCU. Pentru exemplificare în contextul proiectării TCU, autorul folosește SBC-ul selectat în capitolele anterioare: MC33FS65xx. În continuare se va prezenta pas cu pas modalitatea indirectă de detecție a temperaturii joncțiunii folosind o diodă internă ESD.

Pasul 1: Alegerea unei diode ESD

De regulă, fișele tehnice ale componentelor conțin diagrame bloc unde se prezintă și structura internă a pinilor. O sugestie simplă pentru a vedea care pin "beneficiază" de astfel de diodă o reprezintă chiar tabelul de valori AMR dacă pentru un pin este precizată și valoarea de $\pm 0,3V$, așa cum se deduce din fig. 5.7. Pentru SBC nu există o astfel de diagramă, însă se poate alege din AMR, ca de exemplu:

Symbol	Ratings	Value	Unit	Notes
Electrical ratings				
V_{FB_CORE}	DC voltage at FB_CORE pin	-0.3 to 2.5	V	

Fig. 5.7. Exemplu de pin cu structură internă ESD

Pasul 2. Caracterizarea diodei ESD

Se ia componenta separat (nu cea de pe PCB-ul unității), se aplică asupra ei un curent constant I_d asupra diodei selectate (maxim 5mA pentru a respecta AMR). Restul pinilor rămân flotanți. Se introduce într-o cameră climatică pentru aplicarea unei game de temperaturi de la 25°C până la 140°C de grade. Măsurarea tensiunii directe pe diodă (V_{fd}) se face numai atunci când temperatura este stabilă.

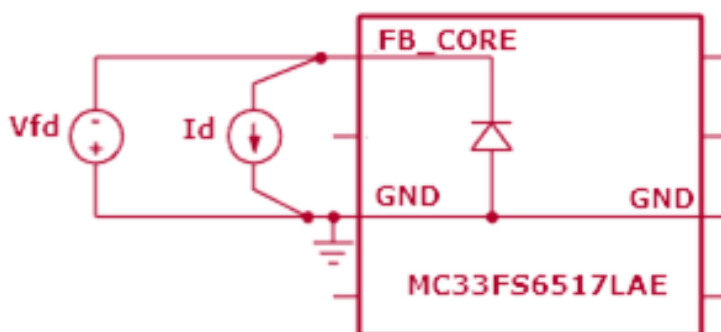


Fig. 5.8. Schema bloc pentru caracterizarea internă a diodei ESD

Tabel 5.1. Măsurarea tensiunii directe pe diode versus temperatură

#	Temperatura de test [°C]	V_{fd} [mV]
1	25	700
2	50	641
3	60	623
4	70	606
5	80	588
6	90	569
7	100	552
8	110	537
9	120	518
10	130	501
11	140	487

Pasul 3. Crearea ecuației de caracterizare a diodei

În această etapă se realizează graficul de conține valorile măsurate în pasul anterior în funcție de temperatură. Se generează ecuația definitorie, iar panta (1,812mV/°C) reprezintă întocmai tensiunea la care dioda descrește per grad Celsius. Curentul constant este de 1mA – nici prea mult pentru a supraîncălzi dioda, nici prea mic pentru a putea capta zgomot EMI.

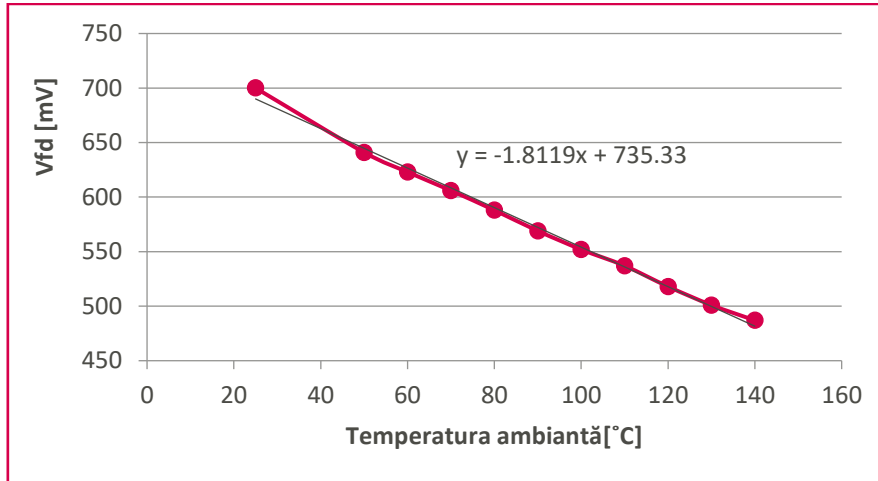


Fig. 5.9. Caracterizare a diodei în funcție de temperatura ambiantă

$$V_{fd} = -1.8119 \cdot T_J + 735.33 \quad (5.1)$$

$$T_J = \frac{V_{fd} - 735.33 \text{ mV}}{-1.8119 \frac{\text{mV}}{^\circ\text{C}}} \quad (5.2)$$

Pasul 4. Determinarea temperaturii joncțiunii (T_J)

În această etapă se înlocuiește doar valoarea tensiunii directe a diode (V_{fd}) din relația 5.2 măsurată de data aceasta în condiții normale de operare și se obține exact temperatura joncțiunii componente. Apelând la această metodă se poate dovedi foarte ușor că proiectarea este robustă din punct de vedere termic, existând un decalaj suficient pentru puterea disipată, pentru ca limita maximă AMR de temperatură să nu fie depășită.

Dezavantajul major este că măsurarea nu se poate realiza pe un sistem real, on-line. Metoda nu poate fi aplicată atunci când sunt plasate două diode în serie, deoarece temperatura joncțiunii ca funcție de tensiune diodă nu mai este liniară, iar ecuația nu este ușor de obținut.

D. Măsurarea temperaturii prin intermediul impedanței termice

O altă metodă de măsurare a temperaturii joncțiunii în mod indirect face apel la parametri specifici ai unei componente. Acel parametru definitoriu poate fi de exemplu tensiunea de drenă V_d a unui tranzistor MOSFET, tensiunea de prag grilă-emitor V_{GE} al unui tranzistor IGBT, curentul de grilă al unui tranzistor MOSFET I_g [108], șamd. Acești parametri poartă numele de parametri electrici termo-sensibili – temperature sensitive electrical parameters – TSEP.

Metodele de măsurare indirectă se axează pe **caracterizarea rezistenței termice (R_{th}) și pe parametrul electric termo-sensibil (SEPT)** [109]. Modelul de rețea de rezistență termică se bazează pe modelele Foster și Cauer. Principalul dezavantaj este că îmbătrânirea componentelor nu este luată în considerare în impedanță termică, rezultând în incapacitatea de a atinge temperaturi precise de funcționare a joncțiunii. Pe baza TSEP, estimarea temperaturii componentelor standard ale pachetului poate fi efectuată neinvaziv, fără a deschide sau modifica ECU în sine. Multe studii au constatat că metoda SEPT este una dintre cele mai promițătoare soluții pentru monitorizarea temperaturii de joncțiune a modului [110]. Măsurarea temperaturii de înaltă precizie și cu răspuns rapid a dispozitivului de alimentare poate fi efectuată, iar temperatura joncțiunii poate fi măsurată online sau offline utilizând SEPT. Acesta este un domeniu de cercetare foarte extins și nu este adesea utilizat în industria automobilelor, unde costul este relevant.

Toate aceste metode descrise (cu excepția DTS) nu iau în considerare auto-încălzirea componentelor. Pentru a putea alege cea mai potrivită soluție de management termic, este esențial să se ia în considerare trei factori cheie: temperatura ambiantă maximă solicitată de aplicație, locația în vehicul a unității electronice de control al transmisiei automate și respectiv plasarea componentelor pe placa de circuit imprimat (PCB).

Amplasarea TCU în sau pe transmisia mecanică crește cererea de temperatură ambiantă până la 125°C. O problemă majoră este determinarea performanței termice a acestor componente electronice pe PCB-ul TCU-ului în cazul în care acestea sunt montate și activate în funcționare la temperaturi ridicate. Măsurările pasive, cum ar fi termocuplul sau evaluările termice ale diodelor ESD, nu sunt suficiente pentru o aplicare critică de siguranță, cum ar fi controlul motorului BLDC de transmisie. În continuare se propune de către autor o tehnică de testare îmbunătățită pentru determinarea temperaturii de joncțiune a tranzistoarelor MOSFET prin efectuarea validării termice „on-line”. Puterea reală disipată (căldura) poate fi evaluată numai în timpul funcționării sistemului.

5.3. Propunerea unei proceduri de evaluare analitică a temperaturii joncțiunii elementelor în comutație

Temperaturii joncțiunii se poate deduce în mod indirect, analitic, considerând parametrii specifici ai componentei, ai aplicației – condiții de funcționare în cel mai defavorabil caz, și nu în cele din urmă, parametrii specifici ai ansamblului de montaj.

Temperatura joncțiunii se poate deduce folosind relația 5.1:

$$T_j = R_{th_ja} \times P_{dissip} + T_{amb_max} \quad (5.1)$$

Unde T_j = temperatura joncțiunii unei componente semiconductoare, cu valori cuprinse între 150-200 °C

R_{th_ja} = rezistența termică totală dintre joncțiune și ambient. Unitatea de măsură este [W/K] sau [W/°C] și reprezintă practic gradientul de căldură la disiparea unei puteri de 1W. Valorile nominale pot atinge zeci de W/K. Unii producători specifică în data de catalog valoarea rezistenței termice joncțiune-ambient, însă aceasta este raportată ca fiind rezistența maximă dintre joncțiune și mediul ambient, de regulă aer.

P_{dissip} = Puterea disipată maximă pe joncțiune [W]

T_{amb_max} = temperatură maximă a mediului ambient și e considerată în cele ce urmează ca fiind 125°C.

În aplicații unde se folosesc circuite de putere, precum sunt tranzistoarele MOSFET aferente unității TCU, este imperios necesar ca rezistența termică să fie considerabil redusă, astfel încât se utilizează folie/pastă termică (R_{th_folie}) și radiator/carcasă ($R_{th_carcasă}$). Având în vedere că tranzistoarele SMD sunt lipite, se mai ia în calcul și rezistența termică a cositorului, a PCB-ului și a via-urilor termice, în caz că există. **Rezistența termică totală (sau R_{th_ja})** se calculează astfel folosind relația (5.2). Practic aceasta reprezintă suma tuturor rezistențelor termice din aplicație ilustrate în figura 5.10.

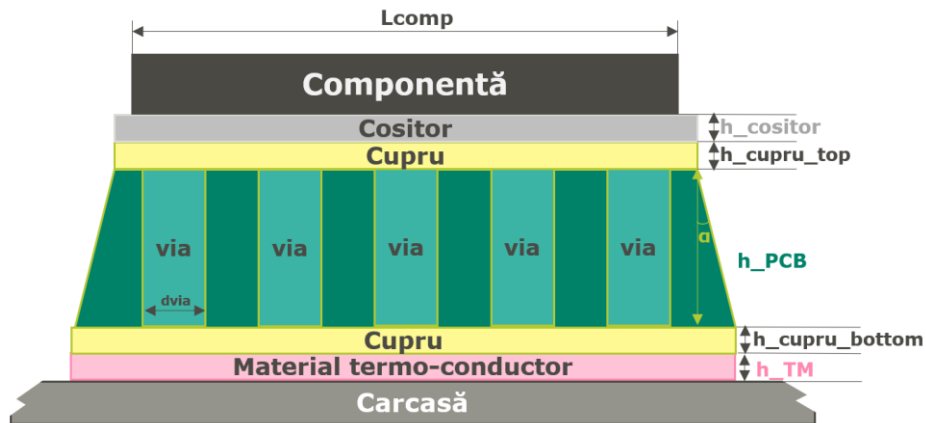


Fig. 5.10. Rezistența termică totală pentru tranzistoare de putere

$$R_{th_total} = R_{th_comp} + R_{th_cositor} + R_{th_cupru} + R_{th_pcb} + R_{th_via} + R_{th_cupru} + R_{th_folie/aer} + R_{th_carcasă} \quad (5.2)$$

Se consideră următoarele ca și date de intrare atât dimensiunile, cât și parametru specific de material – conductivitate termică. În tabelul 5.2 sunt sintetizate aceste proprietăți specifice unui TCU.

Tabel 5.2. Proprietăți termice de material pentru aplicație TCU

Material	Parametru	Denumire	Val.	[]	Obs.
Cositor	Conductivitate termică	$\lambda_{cositor}$	58	$\frac{W}{m \times K}$	Exemplu: SAC305
	Înălțime	$h_{cositor}$	0,1	mm	
Cupru (zonă superioară - top)	Conductivitate termică	λ_{cupru_top}	393	$\frac{W}{m \times K}$	Grosime cupru 1/10z
	Înălțime	h_{cupru_top}	0,04	mm	
Via	Diamentru exterior	d_{via_ext}	0,3	mm	
	Diamentru interior	d_{via_int}	0,01		
PCB	Conductivitate termică	λ_{PCB}	1,5	$\frac{W}{m \times K}$	PCB cu 6 straturi (6 layers) (2/1 oz)
	Înălțime	h_{PCB}	1,6	mm	
	Unghi dispersie	α_{PCB}	50	grade	
Cupru (zonă inferioară - bottom)	Conductivitate termică	λ_{cupru_bottom}	393	$\frac{W}{m \times K}$	Grosime cupru 1/10z
	Înălțime	h_{cupru_bottom}	0,04	mm	
Material termo-conductoare	Conductivitate termică	λ_{TM}	0,145	$\frac{W}{m \times K}$	Exemplu: folie grafit
	Înălțime	h_{TM}	0,2	mm	
Aer	Conductivitate termică	λ_{aer}	0,0275	$\frac{W}{m \times K}$	
	Înălțime	h_{aer}	0,2	mm	

În continuare se va determina fiecare rezistență termică, considerând coeficienții de material, specifici aplicației, sintetizați în tabelul 5.2.

A. Determinare rezistență termică a joncțiunii componentelor [K/W]

Acest parametru este o dată de catalog și se regăsește sub denumirea de R_{th_jc} - Thermal resistance junction to case. De asemenea, și dimensiunile capsulei sunt relevante – lățimea (l) și lungimea acestora (L), întrucât aria capsulei reprezintă suprafața de contact cu elementul de lipire – cositorul. În amprenta componentei, producătorii sugerează și un număr maxim de vias-uri (n_{via}) care pot fi integrate în aria acesteia.

$$A_{comp} = l_{comp} \times L_{comp} \quad (5.3)$$

B. Determinare rezistență termică cositor [K/W]

Acest parametru este dependent de conductivitatea termică specifică ($\lambda_{cositor}$), înălțimea acestuia ($h_{cositor}$) și suprafața de contact a capsulei componente (A_{comp}).

$$R_{th_cositor} = \frac{h_{cositor}}{A_{comp} \times \lambda_{cositor}} \quad (5.4)$$

C. Determinare rezistență termică a cuprului (zonă superioară = top) [K/W]

Această zonă de cupru (superioară sau top) este denumită în literatura de specialitate metalizare – copper metalization. Rezistența termică specifică depinde de conductivitatea termică a cuprului (λ_{cupru_top}), înălțimea acestuia (h_{cupru_top}) și respectiv aria de contact a capsulei componente care disipă (A_{comp}).

$$R_{th_cupru_top} = \frac{h_{cupru_top}}{A_{comp} \times \lambda_{cupru_top}} \quad (5.5)$$

D. Determinare rezistență termică a vias-urilor [K/W] și aria totală a acestora în funcție de numărul prezent [mm²]

În calculul rezistenței termice a vias-urilor, se consideră diametrul interior (d_{via_int}) și cel exterior (d_{via_ext}) al acestora.

$$R_{th_via} = \frac{1}{\frac{\pi (d_{via_ext}^2 - d_{via_int}^2) \times h_{PCB}}{\lambda_{cupru_top}}} \times \frac{1}{n_{via}} \quad (5.6)$$

$$A_{via_total} = n_{via} \times \pi \times d_{via_ext}^2 \quad (5.7)$$

E. Determinare suprafețe [mm²] și a dimensiuni finale ale PCB-ului [mm]– cu și fără vias-uri

În vederea determinării rezistenței termice a PCB-ului, este important să se cunoască aria PCB-ului (A_{PCB_total}), aria fără suprafața vias-urilor (A_{PCB}) și ariata totală în care este inclus și factorul de dispersie ($A_{PCB_dispersie}$).

$$A_{PCB_total} = A_{comp} + (L_{comp} + l_{comp}) \times (h_{PCB} \times \tan(\alpha_{PCB})) + h_{PCB} \times \tan(\alpha_{PCB}) \quad (5.8)$$

$$A_{PCB} = A_{PCB_total} - A_{via_total} \quad (5.9)$$

$$L_{PCB_dispersie} = L_{comp} + 2 \times h_{PCB} \times \tan(\alpha_{PCB}) \quad (5.10)$$

$$l_{PCB_dispersie} = l_{comp} + 2 \times h_{PCB} \times \tan(\alpha_{PCB}) \quad (5.11)$$

$$A_{PCB_dispersie} = L_{PCB_dispersie} \times l_{PCB_dispersie} \quad (5.12)$$

F. Determinare rezistență termică a PCB-ului [K/W] - R_{th_PCB}

În calculul rezistenței termice a PCB-ului intervin conductivitatea termică specifică (λ_{PCB}), înălțimea acestuia ($h_{cositor}$) și suprafața de contact a capsulei PCB-ului (A_{PCB}), fără a considera aria vias-urilor.

$$R_{th_PCB} = \frac{h_{PCB}}{A_{PCB} \times \lambda_{PCB}} \quad (5.13)$$

G. Determinare rezistenței termice totale a unui PCB prevăzut cu vias [K/W] - $R_{th_PCB_vias}$

În cazul în care nu există vias-uri, se consideră doar rezistența termică a PCB-ului. Acesta sunt adăugate întocmai pentru a diminua rezistența termică și de aceea, rezistența termică finală a PCB-ului se va considera ca fiind rezistența paralelă echivalentă dintre R_{th_PCB} și R_{th_vias} .

$$R_{th_PCB_vias} = \frac{1}{\frac{1}{R_{th_PCB}} + \frac{1}{R_{th_vias}}} \quad (5.14)$$

H. Determinare rezistență termică a cuprului (zonă inferioară = bottom) [K/W] - R_{th_PCB}

În această zonă de cupru (inferioară sau bottom), rezistența termică specifică depinde de conductivitatea termică a cuprului (λ_{cupru_bottom}), înălțimea acestuia (h_{cupru_bottom}) și respectiv aria de contact a PCB-ului în care este inclusă și aria de dispersie totală ($A_{PCB_dispersie}$).

$$R_{th_PCB} = \frac{\lambda_{cupru_bottom}}{A_{PCB_dispersie} \times \lambda_{cupru_bottom}} \quad (5.15)$$

I. Determinare rezistență termică a materialului termoconductor sau a aerului [K/W] - R_{th_TM} sau R_{th_aer}

În calculul rezistenței termice a PCB-ului intervin conductivitatea termică specifică (λ_{TM} sau λ_{aer}), înălțimea acestuia (h_{TM} sau h_{aer}) și aria de contact a PCB-ului în care este inclusă și aria de dispersie totală ($A_{PCB_dispersie}$).

$$R_{th_TM} = \frac{h_{TM}}{A_{PCB_dispersie} \times \lambda_{TM}} \quad (5.16)$$

$$R_{th_aer} = \frac{h_{aer}}{A_{PCB_dispersie} \times \lambda_{aer}} \quad (5.17)$$

Rezistența termică totală [K/W] - R_{th_total} este suma tuturor rezistențelor termice din circuit așa cum este definită de relația (5.1). O dată obținută această valoare și considerând puterea disipată maximă se poate verifica dacă temperatura joncțiunii componentelor este în limita maximă admisă de producător. În tabelul 5.3 sunt sintetizate rezultatele obținute prin calcul pentru a aplicație TCU 48V. Pentru TCU s-au ales trei tranzistoare MOSFET diferite. Criteriile de selecție pentru MOSFET au fost: tensiune drenp-sursă V_{ds} de 100V, curent de drenă $I_D > 50A$, $T_j = 175^\circ C$. Pentru toate cele 3 componente selectate, temperatura joncțiunii calculată este aproape de temperatura joncțiunii maxim admisă de către producători de $175^\circ C$.

Un calcul Mathcad detaliat asupra puterii disipate, în cazul cel mai defavorabil, este evidențiat în Anexa 3. Se consideră toate cele 3 tranzistoare propuse.

Tabel 5.3. Determinarea analitică a temperaturii joncțiunii tranzistoarelor de tip MOSFET

Parametru	MOSFET 1 [118]	MOSFET 2 [119]	MOSFET 3 [120]	[u.m]
	IAUT300N10 S5N015	STH315N10F7- 6	IPB180N10S4- 02	
Capsulă	PPAK-10x12	D2PAK7	D2PAK7	-
$R_{th_{jc}}$	0.4	0.48	0.5	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{ja}}$	-	35	62	$\frac{K}{W}$
L_{comp}	9.9	10.4	10.32	mm
l_{comp}	11.675	15.8	15.62	mm
n_{via}	42	42	42	$\frac{K}{W}$
A_{comp}	115.583	164.320	161.198	mm ²
$R_{th_{cositor}}$	0.015	0.010	0.011	grade
$R_{th_{cupru_top}}$	0.001	0.001	0.001	$\frac{K}{W}$
A_{via}	11.875	11.875	11.875	mm ²
A_{PCB_total}	161.568	219.125	215.508	$\frac{K}{W}$
A_{PCB}	149.693	207.250	203.632	mm ²
$R_{th_{PCB}}$	7.126	5.147	5.238	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{via}}$	0.343	0.343	0.343	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{PCB_via}}$	0.327	0.322	0.322	$\frac{K}{W}$
$L_{PCB_dispersie}$	13.714	14.214	14.134	mm
$l_{PCB_dispersie}$	15.489	19.614	19.434	mm
$A_{PCB_dispersie}$	212.405	278.780	274.667	mm ²
$R_{th_{cupru_bottom}}$	0.0005	0.0004	0.0004	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{aer}}$	34.240	26.088	26.478	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{TM}}$	6.494	4.948	5.022	$\frac{K}{W}$
$R_{th_{total}}$	8.738	7.261	7.356	$\frac{K}{W}$
Putere disipată calculată	4057	5468	5037	mW
Tj maxim	175	175	175	°C
Tj calculat	160.4	164.7	162.0	°C
Rezultat	OK	OK	OK	status

5.4. Propunere platformă de validare a performanței termice

În capitolul 4 s-a demonstrat importanța de a avea o platformă de validare pentru a dezvolta o unitate de control ce face parte dintr-o tehnologie nouă cum este cea de mild-hibrid. Dacă în capitolul anterior, s-a urmărit proiectarea robustă a circuitului de alimentare din punct de vedere a siguranței funcționale, în cadrul acestui capitol, siguranța termică este cea analizată.

Managementul termic pentru o aplicație TCU este trasat pe cele 2 direcții amintite (implementarea circuitului de detecție și validare termică), astfel încât pentru proiectarea unui TCU se disting următoarele etape:

- **Identificarea circuitului de detecție a temperaturii** interioare – identificarea soluției optime din punct de vedere al siguranței termice, al tehnologiilor actuale, al costului și al spațiului.
- **Proiectarea și realizarea platformei prototip** de validare TCU având implementată soluția propusă de detecție a temperaturii
- **Verificarea și validarea măsurărilor termice** printr-o manieră inovativă ce ia în considerare toți stimulii termici (Temperatură ambientală + Temperatura joncțiunii + Auto-încălzire).

5.4.1. Identificarea circuitului de detecție a temperaturii interioare pentru o platformă prototip

Similar sistemelor de 12V și pentru sistemele de 48V cu ASIL ridicat (C, D) este necesară monitorizarea temperaturii componentelor pentru a asigura un management termic care întrunește cerințele de mai sus. Așa cum s-a evidențiat în cadrul acestui capitol, în domeniul automotive există o varietate de soluții în ceea ce privește măsurarea temperaturii ambientale sau a joncțiunii componentelor. Rămâne însă de stabilit, în funcție de cerințele aplicației, care metodă este mai eficientă: termistor, senzor de temperatură, DTS.

Deși în interiorul unității de control, temperatura internă este cea ambientală și este constantă, componentele electronice prezintă o temperatură diferită. Este important să fie identificate toate componentele ce prezintă o temperatură a joncțiunii mai ridicată, iar de regulă sunt cele aferente circuitului de putere. În cadrul TCU, așa cum s-a evidențiat de mai multe ori și în capitolele anterioare, de mare interes sunt componentele principale, precum: microcontroler, SBC, ASIC-ul pentru controlul punții invertore și elementele în comutație de tip MOSFET.

Componentele identificate definesc siguranța funcțională, respectiv pe cea termică, motiv pentru care temperatura joncțiunii fiecărei componente trebuie monitorizată. Plecând de la posibilitățile existente de detecție a temperaturii interioare, nu rămâne decât să se efectueze o analiză comparativă în scopul găsirii celei mai pretabile și eficiente soluții de detecție termică. Procesul de selectare a unei soluții adecvate pentru un produs nou implică un efort colaborativ în care se iau în calcul toate aspectele de siguranță funcțională, de cost, de integrare.

Ca metodă comparativă, în tabelul 5.4 se propune matricea Pugh. Aceasta oferă o imagine de ansamblu cantitativă și analitică a contextului decizional - opțiuni versus factori. Pentru unitatea TCU de nivel ASIL C s-au considerat 3 opțiuni propuse:

- 3 senzori DTS (pentru microcontroler, ASIC și SBC)
- 3 senzori NTC fără comparator pentru toate cele 4 componente de interes
- 3 senzori circuite integrate pentru toate cele 4 componente de interes

Pe coloane s-au ales cele mai sugestive zece proprietăți care trebuie considerate în proiectare. Fiecărei proprietate sau factor decizional i s-a acordat o notă de la 0 la 5 (0 – foarte slab ... 5 – foarte avantajos) care relevă importanța pe care o are în aplicația studiată. Pentru fiecare combinație proprietate – soluție s-a acordat un punctaj corespunzător într-o manieră cât mai obiectivă. Scorul general pentru fiecare opțiune de proiectare propusă este obținut prin însumarea produselor dintre nota acordată de inginerul proiectant și importanță asociată de la bun început.

Tabel 5.4. Matrice Pugh pentru analiză comparativă a 3 soluții de măsurare a temperaturii pentru o aplicație TCU

#	Proprietate – factor decizional	Importanța	3 x DTS	3 x NTC	3 x senzori externi
1	Nivel redus de integrare pe placa PCB	5	5	3	1
2	Nu necesită costuri adiționale	5	5	2	0
3	Precizia măsurării	5	3	3	5
4	Nu necesită calibrare suplimentară	4	0	5	5
5	Nu necesită SW adițional	2	4	3	1
6	Nu necesită tensiuni de alimentare separată	3	5	2	1
7	Nu este influențat de auto-încălzire	3	0	5	5
8	Nu necesită SW adițional pentru diagnoză	2	2	1	1
9	Nu necesită pini de măsurare pentru MCU	2	5	1	1
10	Testabilitate	3	3	0	4
Total punctaj obținut =			111	60	77

Așa cum se poate distinge din tabel, scorul final obținut a dus la ierarhizarea soluțiilor propuse. Cel mai mare scor (111 puncte) a rezultat pentru soluția cu 3 senzori DTS. Această soluție va fi analizată și validată în cele ce urmează pe o placă prototip. Practic cei 3 senzori DTS sunt răspunzători pentru monitorizarea celor 4 elemente principale. Este așadar imperios necesar ca selecția MCU, SBC și ASIC să conțină senzori DTS corespunzători, iar plasarea componentelor pe PCB trebuie să poată asigura și monitorizarea temperaturii punții invertoare.

5.4.2. Descrierea platformei prototip pentru validarea termică

În scopul validării soluției de monitorizare a temperaturii se va utiliza placa prototip propusă anterior. Dezvoltarea plăcii s-a realizat în scopul de a emula aplicația studiată de TCU având nivel de siguranță ASIL C al cărui scop este de a controla un motor de tip BLDC. De altfel, soluția propusă de monitorizare termică prin intermediul a trei senzori DTS integrați este cea implementată pe placa prototip. În fig. 5.9 se disting 4 zone de analiză: circuitul de alimentare, circuitul de control absolut - microcontrolerul, circuitul de control punte inversoare - ASIC-ul și circuitul inverter - puntea trifazată.

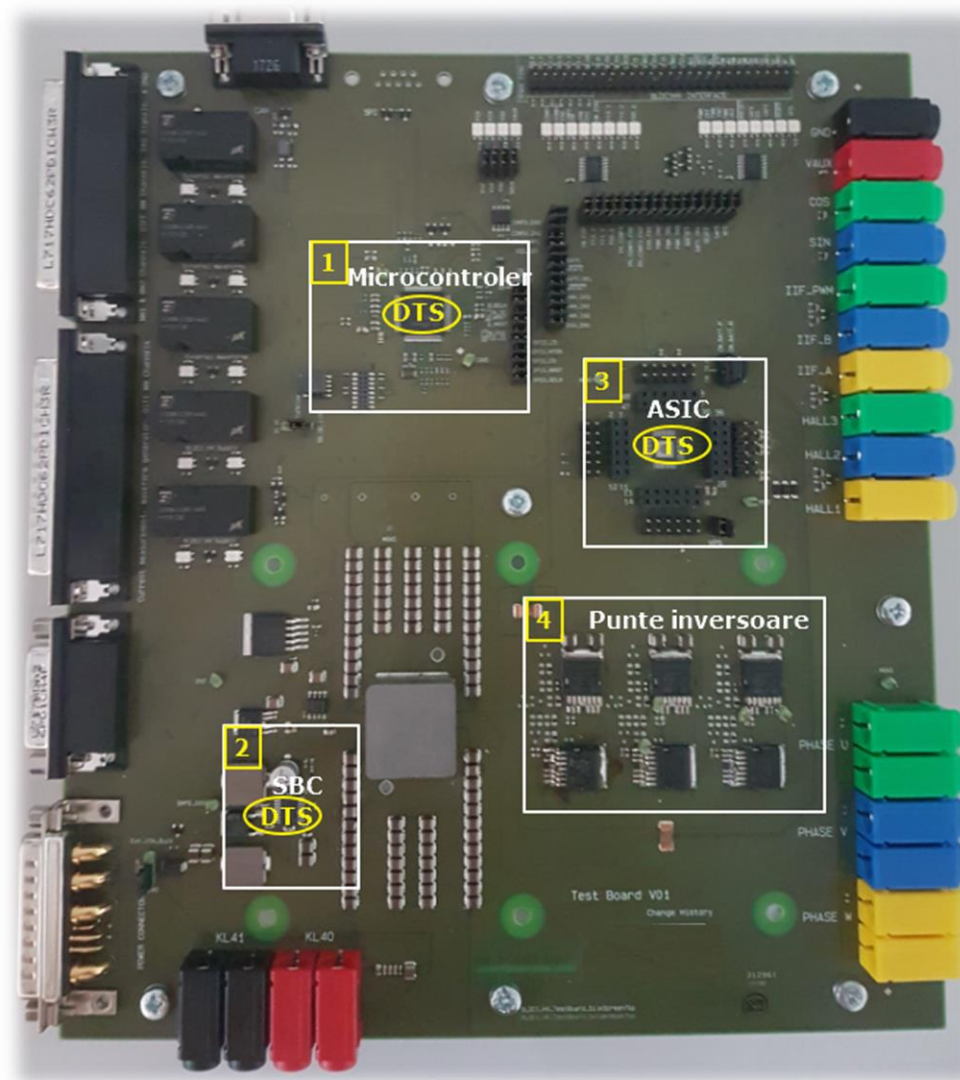


Fig. 5.11. Placă prototip TCU și evidențierea zonelor de interes pentru monitorizarea temperaturii interioare

Selecția finală a componentelor are la bază mai multe cerințe: cele de performanță furnizate de către producătorul de autovehicule, cerințele prevăzute de standarde în ceea ce privește tensiunea de alimentare de 48V (VDA320 [32]), și nu în ultimul rând specificațiile propriu-zise (fișele tehnice) ale componentelor. În cadrul acestui capitol, accentul este pus pe cele 4 componente de interes, iar descrierea lor se va face sub spectrul particularităților termice pe care le prezintă.

- **Zona 1** – **Microcontrolerul**. Acesta este responsabil de a trimite PWM-urile de control către ASIC. Comunicarea cu celelalte circuite se realizează prin comunicare serial SPI. Pentru TCU prototip s-a selectat un microcontroler din familia Aurix Infineon TC3xx, întrucât acesta prezintă un senzor intern de temperatură de tip DTS. Citirea temperaturii joncțiunii se realizează intern, în regiștrii microcontrolerului. Are și capacitatea de a genera o întrerupere atunci când se măsoară o nouă temperatură, utilizând comunicația CAN. De asemenea, se pot prescrie limite de temperatură, atât inferioară, cât și superioară. Critică este limita pentru temperatura superioară, întrucât registrul ce conține limita maximă este conectat și la blocul de siguranță SMU – safety management unit (descriș în detaliu în capitolul 2). Practic, atunci când temperatura DTS depășește valoarea prag setată, de exemplu de 150°C, blocul SMU va genera o alarmă pe pinul aferent, ce conduce la activarea stării de siguranță.
- **Zona 2** - **circuitul de alimentare SBC**. Alimentarea de 12V este ieșirea unui convertor simplu de tip BUCK. Pentru placa prototip s-a ales componenta LM5576Q0MHX [117]. Aceasta prezintă un senzor de temperatură DTS care permite monitorizarea temperaturii joncțiunii. Pragul de detecție de supra-temperatură este prestabilit la 180°C. În cazul în care valoare este depășită, SBC-ul generează o întrerupere către microcontroler și se pune singur în stare de reset. Această proprietate poartă numele de oprire termică – thermal shutdown.
- **Zona 3** – **ASIC-ul** pentru comanda punții trifazate invertoare. Pentru placa prototip s-a ales o componentă dezvoltată intern către compania Vitesco Technologies. Temperatura joncțiunii este furnizată prin SPI către microcontroler, printr-un DTS calibrat intern. Funcția de protecție termică este scrisă și validată în cadrul rezultatelor experimentale.
- **Zona 4**- **Puntea trifazată invertoare**. Pentru elementele de comutație, în schema electrică (fig 5.10) s-au ales 2 tipuri de capsulă SMD pentru tranzistoarele MOSFET: varianta TO263, respectiv varianta PPAK-10x12. Fiind componente de putere, este deosebit de important să se valideze termic în scopul de a compara valorile obținute analitic și cele din urma măsurătorilor reale. Monitorizarea termică a temperaturii joncțiunii se realizează prin intermediul senzorului DTS aferent ASIC-ului plasat în proximitatea punții. Întrucât plasarea ASIC-ului nu oferă o precizie a măsurării pe fiecare tranzistor în parte, este necesar ca în timpul proiectării să se realizeze atât un calcul riguros de putere disipată, cât și o validare termică în cazul cel mai defavorabil pentru aplicație.

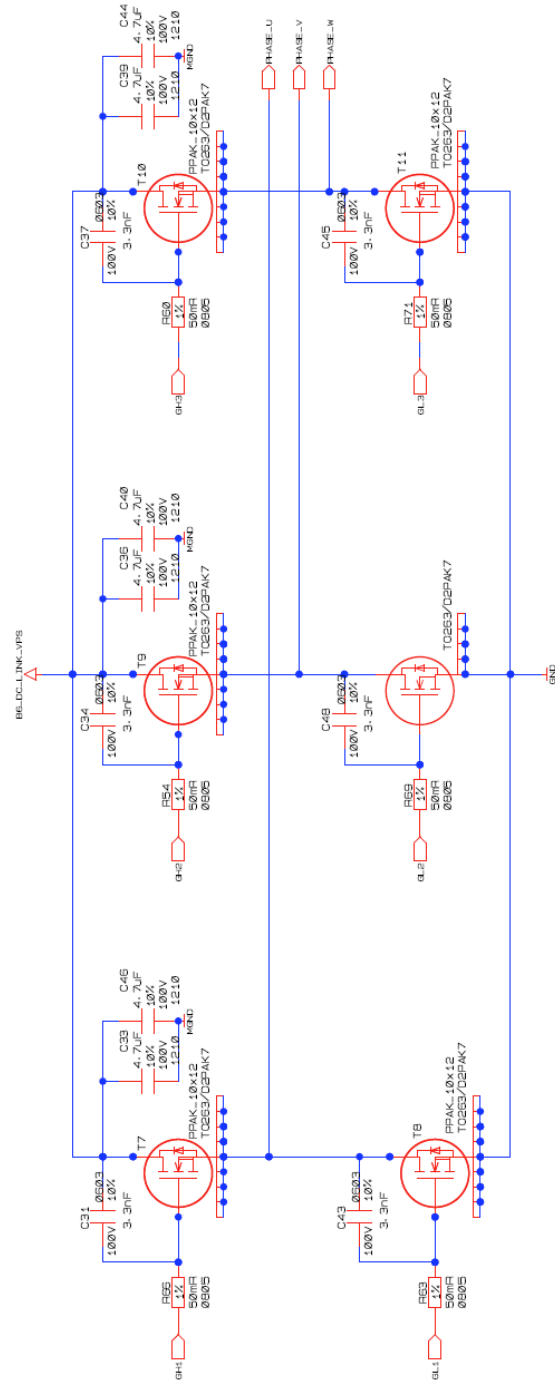


Fig. 5.12. Puntea invertoră trifazată cu 2 tipuri de capsule pentru elementele în comutație

5.4.3. Descrierea conceptului de validare a monitorizării temperaturii pentru o placă prototip TCU

Gama de temperatură pentru aplicația TCU studiată este cuprinsă între -40°C și $+125^{\circ}$. De interes este funcționarea componentelor la temperatura ridicată, întrucât ambalarea termică poate surveni și duce la defecte majore pentru aplicație. De altfel, măsurarea și validarea la temperaturi mari sunt vitale. Temperaturile de testare luate în considerare în cadrul experimentului sunt temperatura ambientală de 85°C (fezabil pentru aplicații mild-hibrid cu răcire pe bază de apă) și de 125°C (valabilă pentru răcire clasică prin radiator).

Există mai multe posibilități de a ridica temperatura la astfel de valori. O variantă ar fi de a folosi **camere climatice(thermal chamber)**. Avantajul de a utiliza o astfel de cameră este dat de faptul că TCU-ul se introduce direct, iar temperatura ambientală setată este constantă, nu este influențată de convecția aerului. Un dezavantaj este acela de a avea cabluri lungi pentru a monitoriza anumite semnale, întrucât nu se pot introduce sonde. De cele mai multe ori este nevoie de cabluri ecranate, pentru a nu afecta integritatea semnalului.

O altă variantă este de a folosi **dispozitive suflante cu aer**. Aceste echipamente sunt denumite thermal streamer. În comparație cu echipamentele de tip cameră climatică, beneficiul major pe care îl au dispozitivele suflante cu aer este acela de a ridica/scădea temperatura foarte rapid. Acest avantaj se remarcă mai ales atunci când se face o validare statistică pe un lot mai mare de componente. Temperatura are o rată de creștere de până la $40^{\circ}\text{C}/\text{minut}$, în timp ce pentru o cameră climatică temperatura maximă se atinge abia după 30-40 de minute. Timpul total de validare este așadar unul din elementele definitorii atunci când se alege echipamentul de test, mai ales când se ia în calcul doar validarea componentelor aferente unui TCU și nu întreaga unitate.

Obiectivul este clar de a valida soluția propusă și a demonstra că alegerea componentelor este adecvată din punct de vedere al temperaturii. Stresul termic cel mai mare îl resimt elementele în comutație din puntea trifazată, iar pentru a valida că alegerea lor este una potrivită pentru o aplicație TCU este suficient ca doar ele să fie încălzite și nu întreg TCU-ul. În cadrul validării, temperatura ambientală de 75 și de 125°C a fost obținută prin intermediul unui astfel de dispozitiv. Brațul dispozitivului termic a fost plasat deasupra fiecărui tranzistor MOSFET din puntea trifazată invertoare.

Nu este suficient ca doar temperatura ambientală să fie ridicată, întrucât critic pentru componente este fix temperatura joncțiunii [111]-[113]. Aceasta crește și datorită fenomenului de auto-încălzire și a punerii în sarcină. Pentru placă s-a considerat o sarcină rezistiv-inductivă care emulează un motor de tip BLDC. Acesta s-a controlat cu un ciclu de funcționare de 80% (echivalent unui curent de fază RMS de 50A). Măsurarea temperaturii la nivelul capsulei componentelor s-a realizat utilizând camera de termoviziune FLIRT365 de rezoluție 320×240 pixeli. În fig. 5.13 se regăsește configurația propusă a standului experimental pentru validările termice.

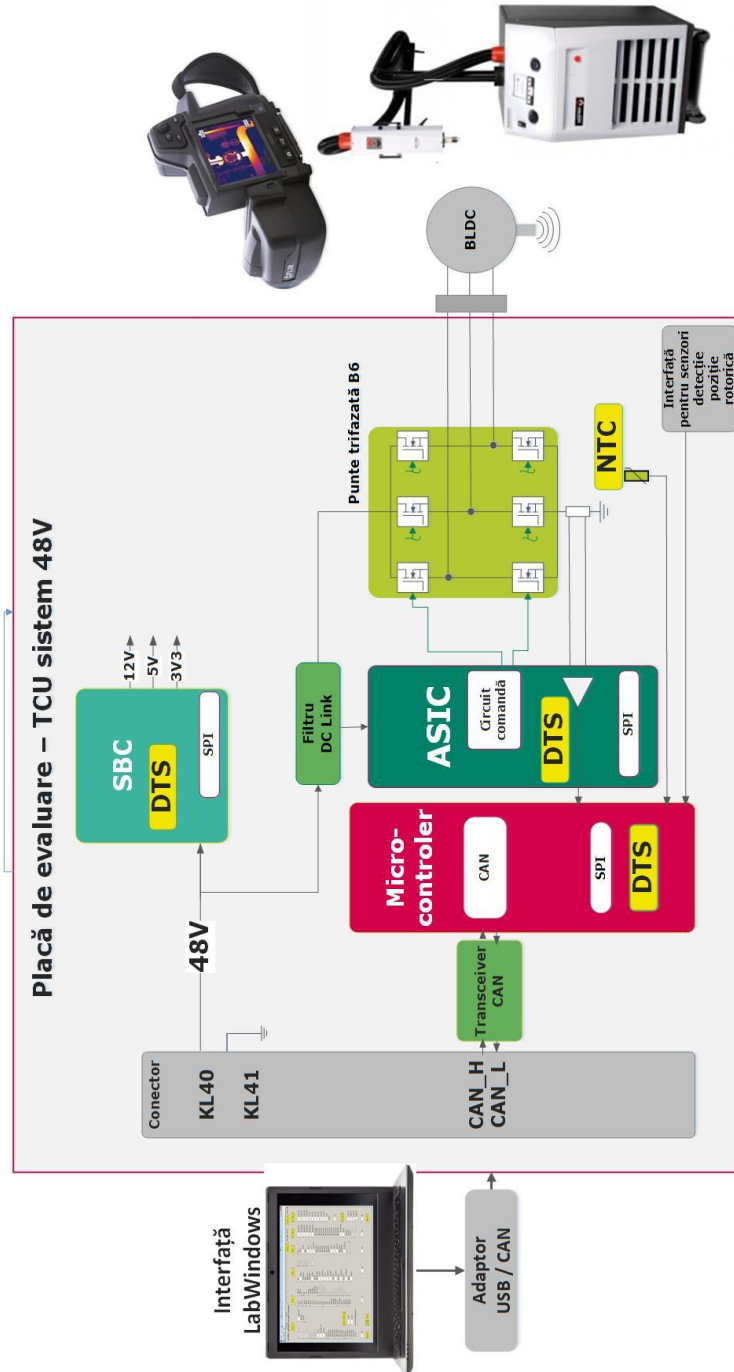


Fig. 5.13. Configurație stand experimental pentru măsurări termice

5.4.4. Procedură nouă propusă pentru caracterizarea termică a tranzistoarelor de putere MOSFET

Pentru aplicațiile TCU și nu numai este necesar ca aceste unități să fie cât mai compacte, de unde și nevoia de a utiliza componente cât mai reduse ca dimensiune a capsulei, chiar și în cazul componentelor de putere. În același timp atât performanța electrică și termică, cât și integritatea și siguranța funcțională trebuie asigurate. Așadar, și tranzistoarele din puntea invertore se supun aceleiași tendințe de a avea capsule din ce în ce mai mici, tendință cunoscută în literatură sub numele de "package minimizing"). Pentru placa de validare prototip s-au ales tranzistoare având capsula D2PAK7. Caracteristicile termice variază cu fiecare PCB și datorită curentului de sarcină. Validarea „on-line” pentru toate cele 60 de tranzistoare MOSFET ia în considerare cazul cel mai defavorabil, având un curent de drenă de 50A.

Tendința de control al motoarelor de tip BLDC în momentul actual este de a utiliza controlul vectorial - control cu orientare după câmp în loc de varianta clasică de control scalar - control trapezoidal. Un mare avantaj al controlului vectorial din punct de vedere termic este faptul că oferă disipare mai bună a pierderilor de putere (conducție și comutație), deoarece trei din cele șase tranzistoare MOSFET sunt controlate într-o fază de comutare, în loc de două cum era cazul controlului trapezoidal. Acest lucru va duce la o mai bună distribuție a temperaturii în puntea invertore.

Procedura experimentală pentru tranzistoarele din puntea invertore constă în executarea a trei etape succesive după cum urmează: **caracterizarea termică statică a tranzistoarelor, evaluarea supraîncălzirii interne, evaluarea finală a stresului termic**. Fluxul procedurii propuse de autor pentru cuprinde cele trei etape, la care se mai adaugă și o acțiune de raportare, în funcție de rezultatele obținute. Această procedură sistemică este prevăzută în fig. 5.14.

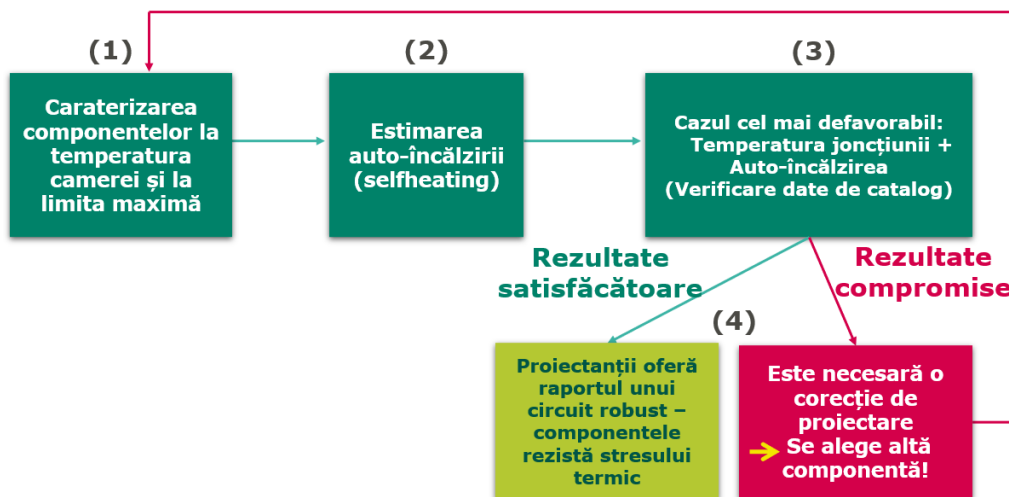


Fig. 5.14. Procedură pentru determinarea temperaturii joncțiunii finale a tranzistoarelor

- **Etapa 1: Caracterizarea termică statică a tranzistoarelor MOSFET la temperatura maximă de operare solicitată de aplicație**
→ Se măsoară temperatura maximă solicitată de aplicație doar după ce se ajunge la starea de echilibru și se consideră aceasta ca fiind temperatura de referință. Pentru a modifica temperatura ambientală în gama $-50^{\circ}\text{C} \div 175^{\circ}\text{C}$ este nevoie, fie de o camera climatică de temperatură în care să fie introdusă unitatea complet, fie de un dispozitiv suflant cu aer doar pentru o singură componentă pe unitate. Din experiența de-a lungul timpului dobândită de autor, în cadrul verificărilor termice, se poate afirma că după atingerea pragului de temperatură setat, este necesar să existe un timp de stabilizare a acesteia de minim 30 de minute. Datorită faptului că temperatura din camera termică poate crește cu $1^{\circ}\text{C}/\text{minut}$, în jurul temperaturii de test setate, stabilizarea acesteia ia forma unei unde oscilatorii amortizate. Prin respectarea acestui timp de minimum 30 de minute, și unitatea (nealimentată) atinge temperatura ambientală setată, acest aspect fiind relevant în cazul tuturor testelor desfășurate pentru validări termice în domeniul automotive.
- **Etapa 2: Evaluarea auto-încălzirii și a gradientului de temperatură pentru tranzistoarele de putere de tip MOSFET.**
→ Plecând de la [115], se propune măsurarea temperaturii joncțiunii componentelor atunci când unitatea electronică este funcțională, iar motorul aferent este controlat astfel încât prin tranzistoare se comută curentul de sarcină. La temperatura joncțiunii se mai adaugă și temperatura suplimentară generată de auto-încălzire. Această teză propune o nouă metodă de detecție, evidențiată în secțiunea următoare (5.4.1)
- **Etapa 3: Evaluarea temperaturii finale a joncțiunii componentelor, considerând cazul cel mai defavorabil**
→ Se va calcula temperatura finală a componentelor ca fiind suma dintre temperatura ambientală și cea de auto-încălzire. Această etapă este una decizională, întrucât decide dacă tranzistoarele de putere sunt stabile din punct de vedere termo-electric sau dacă sunt predispuse stresului termic ce va duce implicit la defectare.
- **Etapa 4: Colectarea tuturor rezultatelor într-un raport de test, fie că sunt rezultate satisfăcătoare, fie că nu.**
→ Fiecare validare termică are nevoie de un raport de test. Acesta trebuie să conțină toate rezultatele obținute (cu dovezi cum sunt oscilogramele sau hărțile termice) și toate detaliile ce țin de efectuarea testului în sine (nume echipamente de testare folosite, detalii despre unitatea testată, detalii despre componentele testate). Totuși, în caz că valorile obținute nu sunt satisfăcătoare întrucât nu respectă limitele termice maxim admise de producător, se reia întreg fluxul de evaluare pentru alte componente care să reziste stresului termic aplicat.

5.5. Rezultate experimentale

În această secțiune a studiului, accentul se pune pe validarea termică propriu zisă. Punctul sensibil pentru aplicație este dat de tranzistoarele MOSFET de putere. Se acordă o atenție deosebită pentru a dovedi că acestea pot face față unui ciclu termic extrem. În acest sens, se prezintă o procedură de testare completă. Dacă de cele mai multe ori se realizează doar caracterizarea componentelor de putere, aici se adaugă și un element de noutate și anume temperatura adițională datorită supraîncălzirii proprii.

Soluția aleasă spre validare constă din 3 senzori de tip DTS pentru a monitoriza temperatura aplicației. Validarea este imperios necesară deoarece comportamentul termic real al componentelor nu este predictibil doar din calcul sau simulări. Performanța și stabilitatea termică a tranzistoarelor MOSFET depind de aplicație, deci trebuie testate corespunzător.

5.5.1 Validarea termică pentru elementele în comutație de tip MOSFET din puntea trifazată invertoare

Prima etapă, conform procedurii de test propuse, reprezintă caracterizarea statistică a tranzistorului de putere de tip MOSFET. Validarea termică s-a realizat la două temperaturi ambientale: temperatura de 75°C și temperatura înaltă de 125°C. În total, au fost evaluate 60 tranzistoare de putere (STH315N10F7-6) pentru a stabili performanța termică pe baza măsurărilor empirice. De asemenea alte condiții de operare pentru a atinge cel mai defavorabil scenariu în cazul aplicației TCU, înseamnă a avea un curent de drenă maxim de 25A, iar tensiunea drenă-sursă la o valoare maximă de de 60V. Cu ajutorul brațului termic s-au asigurat temperaturile de test, iar prin intermediul camerei de termoviziune s-a măsurat temperatura capsulei în mod individual pentru fiecare tranzistor MOSFET în parte.

Caracterizarea termică a tranzistoarelor MOSFET testate evidențiază faptul că punctul cel mai fierbinte este aproape în zona superioară, unde este drenea tranzistorului. Astfel, măsurarea temperaturii în această zonă oferă o estimare foarte bună a temperaturii joncțiunii

Harta termică pentru cele două temperaturi de test poate fi vizualizată în fig. 5.15. Toate valorile colectate au fost împărțite în două categorii, una pentru 125°C, așa cum se arată în fig. 5.15.a, iar cealaltă pentru 75°C, așa cum se arată în Fig. 5.15.b. Media valorilor a fost calculată pentru a obține dimensiunea efectului termic. Media a fost de aproximativ 99,8°C și în jurul valorii de 150,15°C.

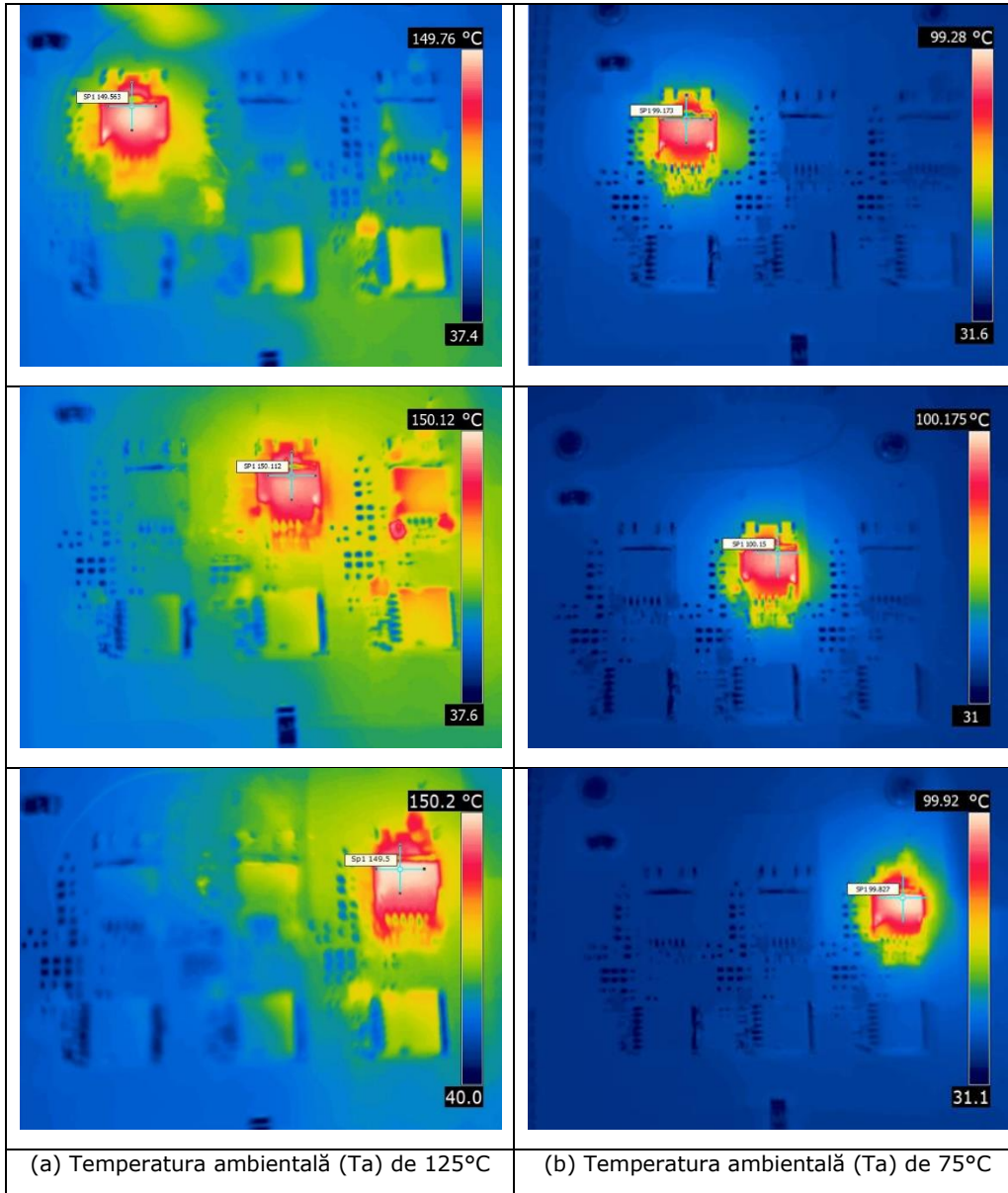


Fig. 5.15. Scanare termică a tranzistoarelor din etajul superior HS al punții inversoare

A doua etapă este reprezentată de măsurarea temperaturii de auto-încălzire prin aplicarea unei tensiuni de drenă (V_d) de tip rampă de la 48V la 70V, așa cum este evidențiată de oscilograma din fig. 5.16. În acest caz, curentul de drenă este de doar 10A, iar temperatura ambientală este temperatura camerei pentru a nu aplica un stres termic suplimentar.

Această metodă evident se poate aplica doar tranzistoarelor din etajul superior al punții, întrucât doar ele sunt conectate direct la tensiunea de baterie. Având o tensiune variație liniară a bateriei timp de 1 minut, s-a observat în aplicație că temperatura joncțiunii crește cu 10-15°C, Acest gradient de temperatură trebuie adăugat la măsurările inițiale, aferente etapei 1.

Se poate considera că un gradient de temperatură de 10°C este mic în comparație cu temperatura maximă a joncțiunii, dar poate fi critic atunci când un tranzistor MOSFET este foarte aproape de temperatura joncțiunii maximă permisă în specificația tehnică. Dacă auto-încălzirea nu este luată în considerare, componentele pot funcționa la suprasolicitare termică. Prin aplicarea metodei propuse de determinare a auto-încălzirii, proiectarea va avea așadar o rezervă suficientă pentru a asigura funcționarea de siguranță. Conceptul propus aici, poate fi aplicat și extins cu ușurință la alte componente din cadrul aplicației. Harta termică pentru evaluarea auto-încălzirii poate fi vizualizată în fig. 5.17 – 5.18.

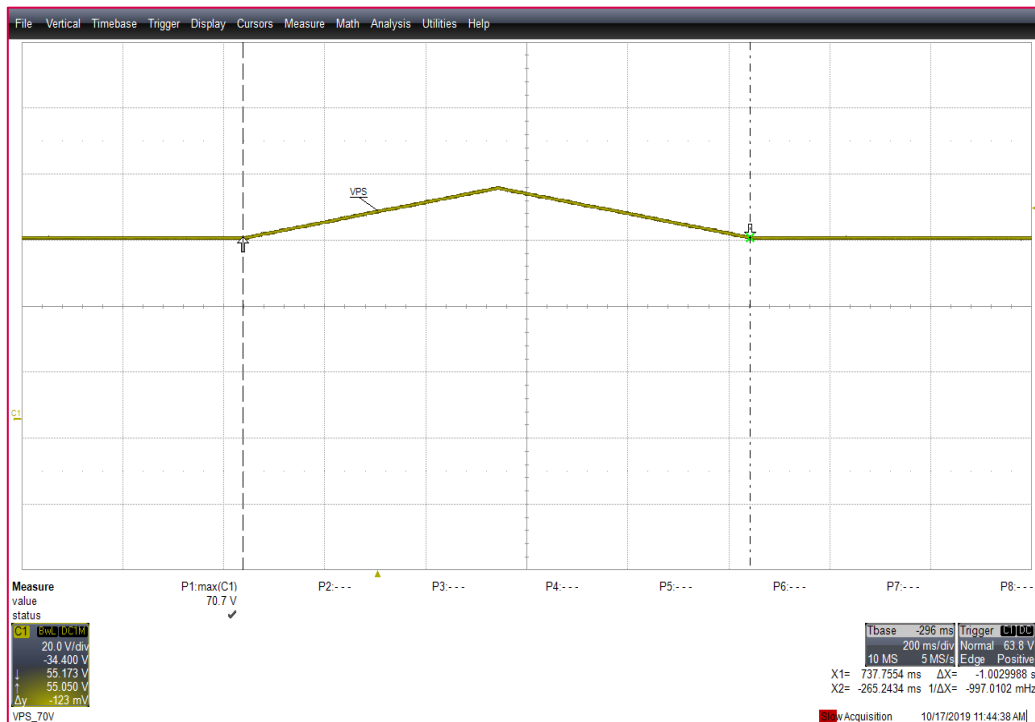


Fig. 5.16. Puls de tensiune de drenă pentru determinarea auto-încălzirii

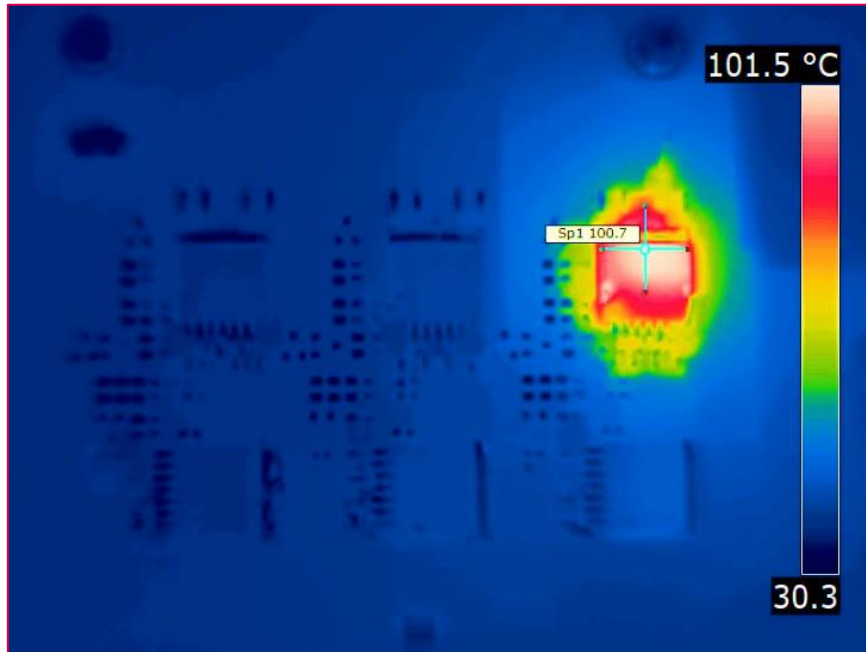


Fig. 5.17. Măsurarea temperaturii datorate auto-încălzirii inițial pentru o tensiune de drenă de 48V: 100,7°C

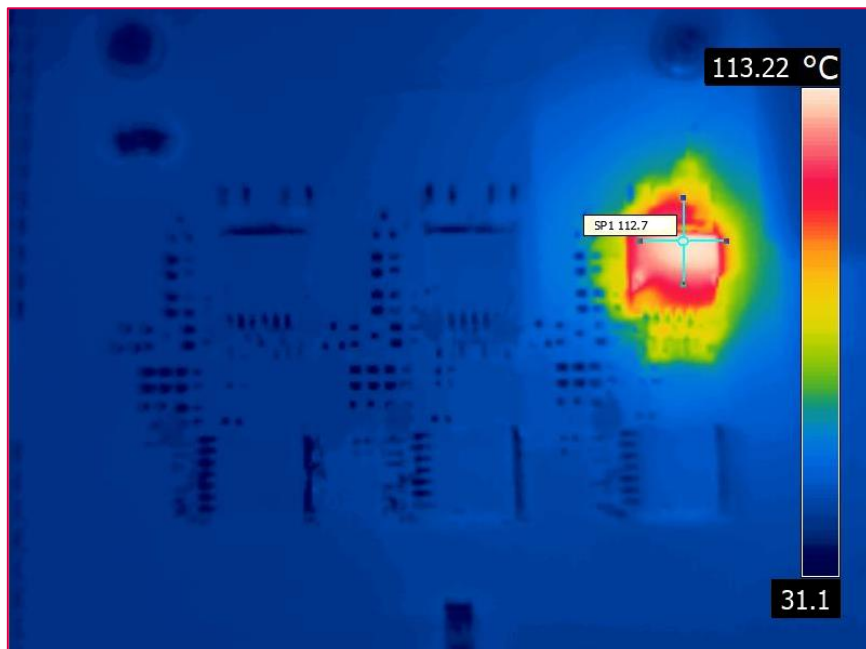


Fig. 5.18. Măsurarea temperaturii datorate auto-încălzirii măsurată la final după aplicarea pulsului pentru o tensiune de drenă de 70V: 112,7°C

Din hărțile termice din figurile 5.17 și 5.18 de mai sus, se poate observa clar diferența de temperatură de 12°C, ceea ce e întocmai temperatura internă datorată auto-încălzirii. Din repetate măsurări pe un lot de 60 tranzistoare s-a dedus că aceasta variază între 10 și 15°C.

O dată stabilită valoarea temperaturii datorate fenomenului de auto-încălzire, se poate trece și la cea de-a treia etapă. Aceasta presupune doar o analiză matematică simplă și anume suma dintre temperatura capsulei măsurate conform etapei 1 și temperatura de auto-încălzire evaluată conform etapei 2. În final, se poate spune că s-a măsurat temperatura joncțiunii. Aceasta se compară în cele din urmă cu valoarea maximă furnizată în specificația tehnică din fig. 5.19.

Symbol	Parameter	Value	Unit
T_J	Operating junction temperature	- 55 to 175	°C
T_{stg}	storage temperature		

Fig. 5.19. Specificația tehnică a tranzistorului MOSFET STH315N10F7-6 [118]

Așa cum se precizează în procedura de validare menționată, valoarea finală a temperaturii joncțiunii va fi suma dintre auto-încălzire și temperatura măsurată la nivelul capsulei, iar în cazul validării anterior detaliată, se consideră temperatura maximă de 150°C plus temperatura de auto-încălzire maximă obținut de 15°C. Suma totală în cazul cel mai defavorabil este de 165°C, în timp ce joncțiunea maximă este de 175°C. Valoarea finală obținută este destul de aproape, dar există totuși o marjă de siguranță de 10 grade.

5.5.2 Evaluarea statistică a temperaturilor măsurate

În procesul decizional de selecție a elementelor în comutație bazat pe experiment, doar analiza termică a unei singure componente este evident insuficientă. Interpretarea rezultatelor testului este adesea foarte dificilă, de aceea este nevoie de a se studia un lot de componente pentru a vedea dispersia valorilor măsurate pe întreg intervalul de temperatură. În acest sens, s-au efectuat măsurări pe 10 plăci prototip, ce conțin fiecare câte 6 tranzistoare, deci în total 60 de tranzistoare evaluate. S-a respectat procedura propusă pentru fiecare în parte, iar dispersia temperaturii joncțiunii măsurată la cele 2 temperaturi (75°C și 125°C), se poate vizualiza în fig. 5.20 și 5.21 de mai jos.

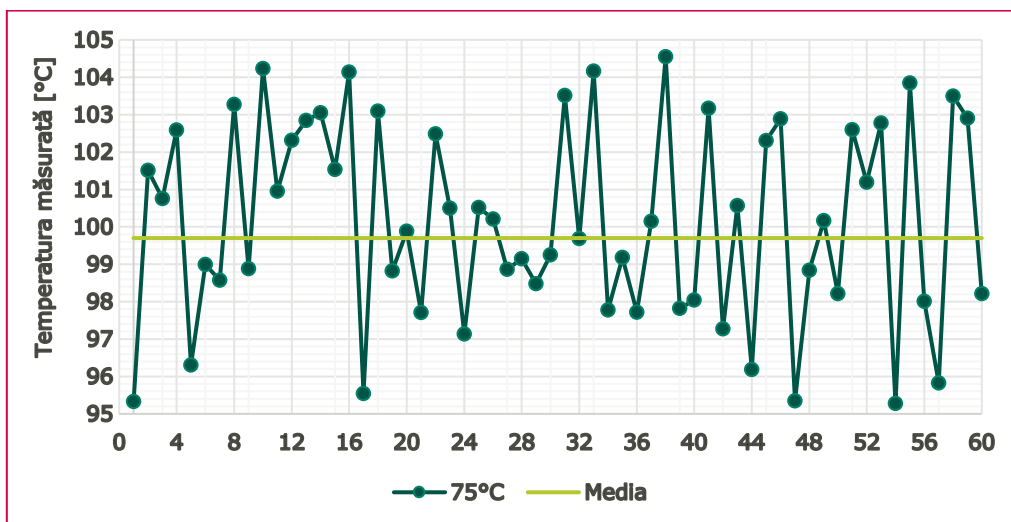


Fig. 5.20. Evaluarea statistică la temperatura ambientală de 75°C

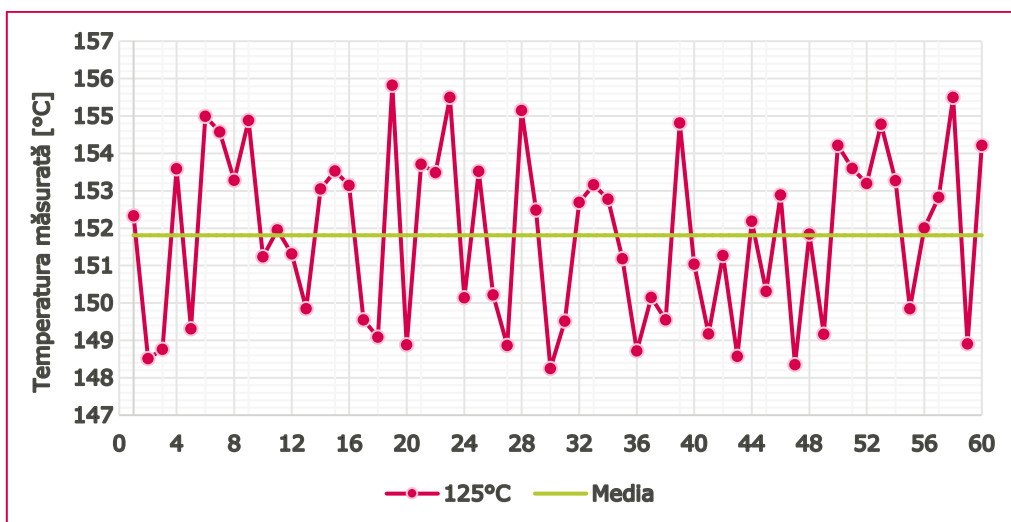


Fig. 5.21. Evaluarea statistică la temperatura ambientală de 125°C

Prin aplicarea analizei statistice a valorilor măsurate, inclusiv a auto-încălzirii, s-a constatat că factorul definatoriu pentru capabilitatea procesului (CpK -Process capability) pentru măsurări la 75°C are o valoare de 1,58, iar pentru măsurări la 125°C are valoare de 1,71. Valorile obținute (>1) indică faptul că măsurările sunt centrate din punct de vedere statistic, deci procesul de măsurare este unul valid. Valorile obținute se încadrează în limitele de specificații furnizate de către producătorul componentelor, astfel încât utilizarea lor duce la o funcționare sigură, în special pentru funcționarea la temperaturi ridicate și tensiuni de alimentare mari. Acest aspect confirmă încă o dată faptul că selecția tranzistoarelor este una oportună pentru TCU mild-hibrid. Acestea nu se defectează din cauza stresului termic.

5.5.3 Validarea termică a ASIC-ului utilizând senzorul de temperatură integrat de tip DTS

Validarea măsurării temperaturii joncțiunii ASIC-ului este mai simplă decât în cazul tranzistoarelor, fiindcă acesta beneficiază de senzorul de temperatură integrat. În [95] se prezintă metoda de măsurare a temperaturii prin aplicarea unei temperaturi cu brațul termostream, apoi se măsoară cu un termocuplu temperatura la nivelul capsulei. Diferența între temperatura citită de senzorul intern și temperatura măsurată la nivelul capsulei, reprezintă auto-încălzirea. În cazul aplicației TCU, se măsoară fizic temperatura la nivelul suprafeței capsulei, temperatura joncțiunii fiind determinată prin intermediul senzorului intern de tip DTS.

Senzorul DTS integrat în ASIC are două praguri de configurare a limitelor de temperatură. Implementarea este similară cu cea ce s-a evidențiat anterior în fig. 5.4 având la bază două comparatoare, cu deosebirea că acela era un senzor extern, pe când DTS este deja integrat în ASIC. Cele două praguri de detecție pot fi stabilite de către inginerul proiectant prin configurarea regiștrilor corespunzătoare. Astfel, prima limită poate fi 165°C, în scopul de a proteja și puntea trifazată invertoare. Atunci când această alarmă este atinsă, se poate continua funcționarea, însă cu o limitare. A doua limită se poate seta chiar mai sus, la 185-190°C, care va avea rol de alarmă, și anume dacă această valoare este atinsă, se activează starea de siguranță prin punerea integratului în stare de reset, implicând oprirea aplicației. În ambele cazuri, regiștrii SPI vor semnaliza starea de eroare generată de supratemperatură.

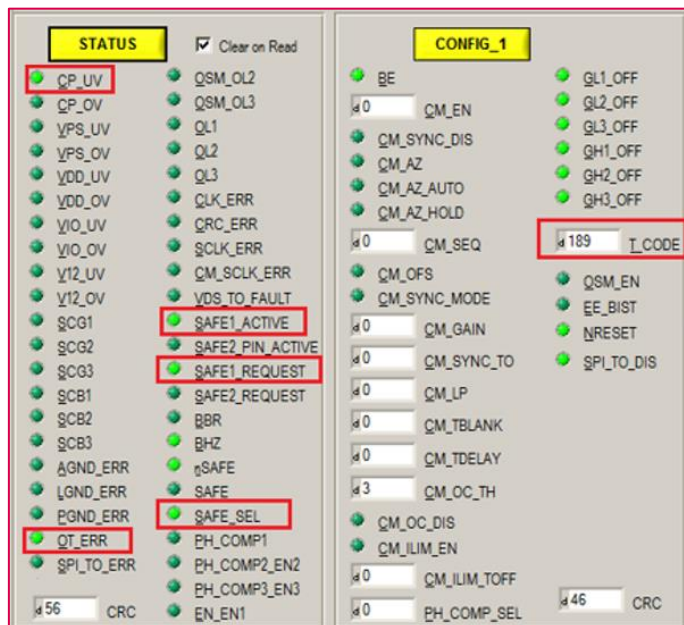


Fig. 5.22. Starea de alarmă a regiștrilor ASIC-ului la aplicarea unei temperaturi de 175°C

În fig. 5.22 sunt încadrați cu roșu regiștrii care identifică alarma de temperatură (OT_ERR) și cei de reacție pentru starea de siguranță (SAFE). Prin activarea regiștrului SAFE, se va dezactiva controlul punții invertoare (bitul CP_UV). O dată oprit controlul punții, motorul va fi oprit, deci implicit TCU va fi oprit.

5.5. Concluzii

În cadrul acestui capitol, studiul s-a concentrat pe comportamentul termic al componentelor în scopul de a consolida siguranța funcțională a unei unități electronice într-o gamă largă de temperaturi. În acest sens, măsurarea temperaturii cu maximă acuratețe este importantă, cu atât mai mult dacă pentru aplicație există niveluri de siguranță ASIL ridicate (C, D). Componentele electronice chiar dacă au capsule din ce în ce mai mici și mai compacte, ele trebuie să prezinte o funcționalitate integră până la limitele lor termice. În acest sens, măsurarea precisă a temperaturii este absolut necesară pentru a iniția măsuri de protecție în timp util, în caz de supraîncălzire iminentă. De asemenea, s-a subliniat și că măsurarea temperaturii în scopul validării este deosebit de importantă. Doar prin validare se poate garanta că proiectarea respectă limitele și cerințele impuse de aplicație.

Pe parcursul capitolului, s-au evidențiat provocările de natură termică pentru dezvoltarea aplicațiilor de tip TCU, utilizate în sisteme mild-hibrid 48V. Nu doar cerințele de operare la tensiuni mari au o factură importantă pentru siguranța produselor de 48V, ci și condițiile de funcționare la temperaturi ridicate. Responsabilitatea de a selecta componente adecvate din punct de vedere termic pentru proiectarea unui TCU este adresată proiectanților hardware. În vederea definirii celei mai potrivite soluții, în conformitate cu cerințele aplicației, s-a efectuat o analiză utilizând metoda Pugh.

O altă provocare, pe lângă conceperea soluției de măsurare termică, a fost validarea propriu-zisă. Pentru ca unitatea electronică de control să fie stabilă din punct de vedere termic, în cadrul capitolului s-a demonstrat că este necesar ca toate componentele principale să funcționeze în cazurile cele mai defavorabile. Componentele principale sunt elementele critice din punct de vedere al siguranței (microcontroler, SBC) și elementele din circuitul de putere (ASIC pentru controlul punții trifazate invertore și elementele în comutație). Toate trebuie să funcționeze la performanțe maxime până la limitele termice, furnizate de către producătorii lor.

De mare interes pentru studiul efectuat au fost componentele de putere printre care s-au numărat tranzistoare de tip MOSFET. S-a studiat performanța termică a acestora prin intermediul unei noi metode de investigare a temperaturii joncțiunii propusă de autor, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii. Punând în practică metoda propusă, evaluarea tranzistoarelor în timpul funcționării s-a dovedit a fi simplă și eficientă fără a fi nevoie de senzori termici suplimentari.

Procedura experimentală pentru examinarea temperaturii joncțiunii a fost ușor de efectuat, deoarece s-a parcurs cu atenție fiecare etapă. Aplicând riguros procedura, măsurările în infraroșu au fost realizate în cazul cel mai defavorabil, la temperatura maximă a aplicației. S-a determinat auto-încălzirea, iar valoare obținută s-a adăugat la măsurările inițiale. Prin analiza statistică s-a arătat că lotul de componente evaluat nu a depășit limitele maxime admise. Componentele alese au fost astfel validate experimental și constituie soluția de proiectare validă. Această abordare în ceea ce privește caracterizarea din punct de vedere termic a tranzistoarelor MOSFET poate fi extinsă cu ușurință la alte circuite unde se utilizează tranzistoare de putere, cum ar fi circuite de alimentare sau alte drivere de control.

Totodată, în urma verificărilor practice, se poate afirma că metoda propusă validează dacă o componentă se califică din punct de vedere termic cerințelor stricte ale aplicației. O componentă este validată termic numai dacă:

- nu se supraîncălzește
- nu depășește limita maximă permisă
- nu disipă pentru a încălzi componentele din jurul ei
- nu disipă pentru a afecta performanța întregului sistem.

Utilizând metoda prezentată pentru evaluarea termică a circuitelor electronice de putere, prin efectuarea măsurărilor ce țin cont și de auto-încălzirea tranzistoarelor, inginerul proiectant al TCU are o confirmare reală că unitatea este robustă, stabilă și compatibilă cu gama de funcții termice necesare. Practic, funcționarea de siguranță este garantată, iar componentele selectate sunt capabile să facă față ciclurilor termice ridicate.

Descriere sintetică:

- Identificarea posibilităților de proiectare care există la momentul actual în ceea ce privește măsurarea temperaturii interioare din cadrul unei unități electronice de control
- O revizuire a posibilităților existente pentru modalități de măsurare a temperaturii joncțiunii componentelor
- Studiul analitic utilizând metoda Pugh pentru a identifica cea mai potrivită soluție în conformitate cu cerințele aplicației
- Prezentarea unei metode propuse de investigare completă a temperaturii joncțiunii, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii, metodă descrisă și în [94]. Defecțiunea sau degradarea circuitului de putere cauzate de funcționarea la temperaturi ridicate poate fi anticipată dacă se ia în considerare auto-încălzirea componentelor în timpul fazei de proiectare. De mare interes sunt elementele în comutație, tranzistoarele de putere de tip MOSFET, întrucât ele sunt elementele principale din circuitul de putere din arhitectura TCU mild-hibrid.
- Scalabilitatea procedurii propuse, întrucât se poate aplica și în validarea altor unități electronice de control cu nivel de siguranță ridicat și au în componența lor elemente de putere în comutație de tip MOSFET
- Validarea experimentă a comportamentului termic al componentelor de putere alese în proiectare. Doar prin validare se poate garanta că proiectarea respectă limitele și cerințele impuse de aplicație.

6. CONTRIBUȚII PRIVIND ESTIMAREA DURATEI DE VIAȚĂ A CONDENSATOARELOR CERAMICE MULTISTRAT DIN UNITATEA ELECTRONICĂ DE CONTROL

Evaluarea fiabilității și robusteții componentelor electronice în domeniul automotive reprezintă o preocupare esențială pentru inginerii proiectanți. Estimarea duratei de viață a componentelor este necesară pentru a defini comportamentul acestora în condiții extreme de operare și pentru a dovedi robustețea, fiabilitatea și siguranța proiectării. În cadrul acestui capitol se analizează influența termică asupra duratei de viață pentru componentele aferente unui aplicații cu nivel de siguranță ridicat, precum este unitatea electronică de control al transmisiei automate – TCU.

Cercetarea aferentă capitolului este axată pe **estimările privind durata de viață** și distribuția duratei de viață pentru **condensatoarele ceramice multistrat (MLCC- Multilayer Ceramic Capacitors)** [121]. Într-un mod similar capitolului anterior, se va lua în considerare cazul cel mai defavorabil, acela în care există și stimuli suplimentari de temperatură din cauza puterilor disipate din circuit, cauzând astfel auto-încălzirea componentelor.

Studiul duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat are așadar la bază **trei obiective**:

- *Definirea procedurii de estimare a duratei de viață a condensatoarelor utilizate în domeniul automotive*
- *Îmbunătățirea acurateții estimării duratei de viață a MLCC*
- *Definirea unei proceduri modulare de selecție a MLCC bazată pe estimarea corectă și completă a duratei de viață a acestora.*

Pentru rezolvarea obiectivelor propuse, capitolul de față este structurat pe **5 direcții** importante după cum urmează:

- O scurtă introducere privind noțiunea de fiabilitate pentru MLCC
- Prezentarea cunoștințelor teoretice existente cu privire la metoda generică de estimare prin accelerare și aplicarea acestei metode pentru MLCC utilizați în domeniul automotive
- Propunerea unui algoritm de calcul ce duce la îmbunătățirea acurateții estimării duratei de viață considerând și fenomenul de auto-încălzire a componentelor
- Definirea unei proceduri de estimare completă a duratei de viață furnizând o interfață grafică, cu posibilitatea de reutilizare și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat ce integrează condensatoare de tip MLCC
- Validarea experimentală prin implementarea algoritmului pentru selecția MLCC în aplicația TCU

6.1. Introducere

Dezvoltatorii de unități electronice de control din automotive trebuie să țină cont în proiectare de cele mai înalte standarde de calitate și siguranță atunci când realizează selecția componentelor electronice. Pe lângă cerințele stricte de calitate și siguranță se mai adaugă și cele de fiabilitate [122]. **Fiabilitatea unei unități electronice** de control reprezintă capacitatea acesteia de a funcționa corespunzător într-un interval de timp și în condiții specifice. La fel ca și calitatea, fiabilitatea trebuie: să fie prevăzută încă din etapa de proiectare, să fie validată, să fie controlată în etapa de manufacturare și să fie menținută pe toată durata funcționării. Evaluarea fiabilității, încă din faza de proiectare, reprezintă o preocupare esențială pentru a se evita posibile erori de proiectare, supracurenți, supratensiuni sau supraîncălzire a componentelor care pot limita durata de viață a acestora. La urma urmei, capacitatea componentelor de a funcționa fără a se defecta pe întreaga durată de viață poate însemna, în acest domeniu, literalmente diferența dintre viață și moarte.

Durata de viață a unei componente depinde în cea mai mare măsură de condițiile de operare, de sarcină și de alți stimuli externi la care este supusă. În industria automotive timpul de operare este estimat la 15 ani, ceea ce conduce la faptul că fiecare componentă utilizată trebuie la rândul său să satisfacă aceeași durată de funcționare fără defect pe un interval de 15 ani [123]. Pentru a dovedi robustețea proiectării și pentru a realiza un plan de dezvoltare "V cycle" complet, conform etapelor de proiectare evidențiate în capitolul 2, este nevoie de teste care dovedesc fiabilitatea și funcționarea neîntreruptă timp de 15 ani. Cu toate acestea este binecunoscut faptul că testele de accelerare a fiabilității în vederea caracterizării duratei de viață sunt costisitoare și consumatoare de timp [124],[125]. Cel mai probabil se vor testa unitățile de control electronic, nu componentele aferente. Cu toate acestea, componentele electronice constitutive sunt practic de interes, întrucât o defectare a unei componente poate duce la colapsul întregului sistem.

Având în vedere dinamica dezvoltării, niciun inginer proiectant nu are timpul necesar să aștepte după teste de accelerare, mai ales dacă se solicită și condiții de operare diferite. Nici măcar paralelizarea testelor nu reprezintă o soluție, întrucât este costisitoare. De asemenea, testele de stres nu pot fi accelerate, deoarece criteriul de defectare nu este distrugerea totală a componentelor, ci degradarea funcționalității, adică nu se mai respectă specificațiile parametrilor. Studiul degradării duratei de viață necesită măsurări continue și un număr mare de componente din același lot care să fie monitorizate. Această activitate este realizată la nivelul producătorilor de componente, însă nu e cu puțință pentru componentele unităților de control electronic, acestea fiind în număr limitat. Totuși și producătorii furnizează parametri de viață doar pentru un set standardizat de condiții de operare, care asigură o gamă largă de aplicații, iar valorile sunt conservative. Pe de altă parte, pentru automotive este nevoie de produse fiabile, eficiente din punct de vedere al costurilor și al siguranței și care să respecte condițiile de operare din automotive.

Cum **testarea accelerată nu reprezintă în momentul de față o soluție ușor de implementat în faza de proiectare**, rămâne ca fiecare inginer proiectant să estimeze durata de viață pentru a se asigura totuși că cerințele de fiabilitate sunt satisfăcute. Marea **provocare este de a se estima sau a prezice cu acuratețe ridicată durata de viață a componentelor pentru condițiile de operare ale**

aplicației, având ca punct de plecare o cantitate limitată de date de fiabilitate primite de la producători, date care sunt bazate pe câteva scenarii de condiții de operare și număr limitat de componente evaluate.

Pentru TCU este necesar să se estimeze atât durata de viață a componentelor active, precum SBC, microcontroler, driver pentru controlul punții invertoare, tranzistoarele de putere, dar și a componentelor pasive, precum sunt condensatoarele. Foarte multe studii de predicție a duratei de viață au fost realizate de-a lungul timpului la nivel de silicon, de circuit integrat [126]. Pentru condensatoare, fiind componente pasive, așteptarea este că vor avea un comportament nealterat de defecte de funcționare, atâta timp cât se încadrează în limitele garantate de producători.

Cum temperatura este unul din parametrii principali care generează defectarea componentelor, în proiectarea ECU, aferente sistemelor de 12-48V, se aleg în principal condensatoare de tipul ceramic multistrat (MLCC – Multilayer Ceramic Capacitor). Pe lângă stabilitate la temperaturi mari de operare, acestea mai prezintă și caracteristici de capacitate ridicată/ densitatea volumetrică și respectiv un cost redus. Tocmai din aceste motive sunt utilizate pe scară largă în automotive și reprezintă astfel componente a căror funcționalitate trebuie să fie asigurată pe întreaga durată de viață. Aproximativ 25% din totalul componentelor ale unui ECU/TCU sunt condensatoare ceramice. Se poate spune chiar că o defectare a unui condensator de mici dimensiuni poate duce la defectarea de mare amploare a întregului sistem. În "NASA Electronic Parts and Packaging (NEPP)" au definit fiabilitatea unui sistem ca dependentă de numărul de condensatoare [127].

$$\text{Fiabilitatea sistemului} = \text{Fiabilitatea unității}^{\text{Numărul de condensatoare}}$$

Deci dacă unitatea TCU are 100 de condensatoare ceramice și e necesară o rată de fiabilitate de 99,9%, înseamnă că fiecare condensator în parte trebuie să aibă o fiabilitate de 99.99%. În cazul ideal, toate disfuncționalitățile la nivel de MLCC trebuie descoperite în faza incipientă de proiectare. Pentru a înțelege efectul defectării MLCC și cum se poate degrada durata de viață, este necesar să se cunoască și cauzele.

- **Defect precoce** - acesta este cauzat de degradarea inițială a condensatorului chiar în timpul procesului de fabricație. De asemenea, mai poate apărea ca eroare latentă din procesul de proiectare al produsului unde este utilizat. Rafinarea proiectării, îmbunătățirea calității producției și efectuarea screening-ului suplimentar al condensatoarelor în timpul procesului de fabricație poate reduce acest tip de defect.
- **Defect aleatoriu/sporadic** - acesta rezultă, de obicei, din stresul de mediu întâlnit în timpul funcționării. Proiectarea cu o marjă mai mare de stres datorat stimulilor externi poate reduce rata de eșec aleatoriu.
- **Defect de uzură** - acesta crește treptat în timp datorită "uzurii" operaționale, cum ar fi funcționarea de lungă durată la o tensiune cât mai aproape de tensiunea nominală sau la o temperatură cât mai aproape de temperatura maximă admisă și garantată de producător. Proiectarea unei margini operaționale optim aleasă astfel încât să nu se supra sau sub-evalueze un condensator, poate prelungi durata de viața a acestuia.

Există trei cauze principale pentru defectele condensatoarelor ceramice multistrat, iar o distribuție pe întreaga durată de viață se poate observa în fig. 6.1:

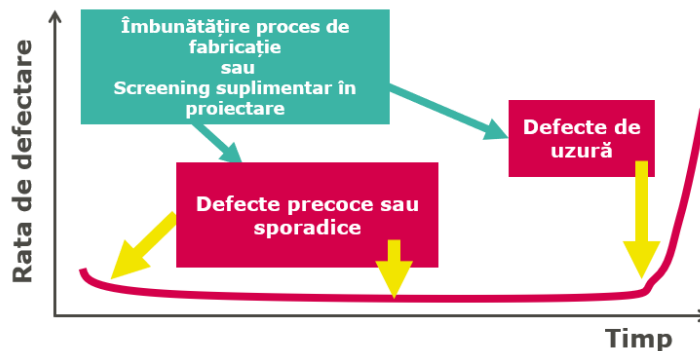


Fig. 6.1. Rata de defectare a condensatoarelor ceramice vs. durată de utilizare

Dacă defectele precoce sau cele sporadice țin în bună măsură de producători, defectele de uzură trebuie anticipate și controlate de inginerii hardware ai ECU. De aceea, obiectivul principal al acestui capitol este de a dezvolta o metodă cuprinzătoare pentru estimarea duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat, ținând cont obligatoriu de condițiile de operare. De asemenea, pentru o estimare cu o mai mare precizie a duratei de viață minime garantate, se va urmări dezvoltarea unei metode pentru predicția distribuției duratei de viață a MLCC. Un MLCC stabil din punct de vedere electric și termic pe întreaga sa durată de viață poate consolida abilitatea unității electronice de control de a fi robustă, sigură și fiabilă.

6.2. Metode existente de estimare a duratei de viață a componentelor

În domeniul automotive, atât dezvoltările, cât și îmbunătățirile de proiectare ale unităților electronice de control, ECU, depind de funcționarea fiabilă a componentelor, o funcționare ce se supune standardelor și specificațiilor. Analiza defectelor componentelor electrice se realiza în trecut abia atunci când existau defecte spontane ale componentelor aferente unor produse aflate deja în producția de serie. Investigația suplimentară avea loc practic abia atunci când existau produse returnate și încă în garanție (waranty field returns).

De-a lungul timpului s-a schimbat această abordare. În momentul de față, pentru că întreaga dezvoltare a unui ECU/TCU are la bază cerințe înalte de fiabilitate și de siguranță, defectele nu sunt permise, ele trebuie prevăzute. În acest sens intervine necesitatea de a prezice starea de funcționare a componentelor pe întreaga lor durată de viață. Investigația duratei de viață a componentelor are loc în timpul dezvoltării TCU, în faza de proiectare. Evaluarea în faza incipientă de proiectare oferă garanția pentru o funcționare fiabilă, calificată și sigură pentru cerințele stricte din domeniu. Evaluarea duratei de viață este așadar un proces de estimare sau predicție. Estimarea este o provocare, întrucât pe de o parte acest proces se supune unor cerințe stricte de siguranță pe date concrete, pe de altă parte producătorii de componente nu oferă detalii în datele tehnice cu privire la durata de viață sau îmbătrânirea componentelor.

6.2.1. Metode de estimare a duratei de viață a componentelor prin metoda accelerării

Fiabilitatea componentelor electronice se demonstrează doar experimental, iar una din cele mai comune soluții este dată de testele accelerate prin care se realizează o compresie a timpului de funcționare. Principala dificultate este totuși durata îndelungată în vederea stabilirii duratei de viață. În proiectarea TCU, chiar și testarea accelerată se realizează în câteva luni pentru a justifica funcționarea fără defect timp de 10-15 ani. Este destul de evident că în proiectare testarea este obligatorie, însă pentru a decide dacă unitatea TCU este fiabilă, toate componentele constitutive trebuie să fie fiabile. Niciun inginer nu își permite să aștepte după rezultatul testelor de fiabilitate pentru a certifica robustețea unui TCU, de aceea sunt necesare analize estimative și predictibile pentru a estima durata de viață a componentelor. Există mai multe metode de accelerare descrise detaliat în [128] și care pot fi aplicate, dintre care cele mai comune sunt:

- Accelerarea prin **temperatură** ridicată – se spune că temperatura ridicată este inamicul fiabilității. Accelerarea prin temperatură mare reprezintă una din cele mai întâlnite metode de predicție a defectării. Studiul cel mai cunoscut în ceea ce privește influența temperaturii a pornit de la modelul Arrhenius (1887). În 1941-1980, Eyring a completat modelul Arrhenius.
- Accelerarea prin **umiditate** – se folosește cu precădere pentru a detecta defecte datorate fenomenului de coroziune sau a degradării chimice
- Accelerarea prin **photodegradare chimică** – utilizată pentru produse care se expun radiațiilor UV
- Accelerarea prin supunerea componentelor la un stres de **tensiune** suplimentar. Printre cele mai cunoscute studii sunt Meeker-Escobar (1998), Kalkanis and Rosso (1989), Doganaksoy, Hahn-Meeker (2003)
- Accelerarea prin combinație de factori: **Tensiune – Temperatură**. Există mai multe modele de descriere a efectului combinat tensiune-temperatură dintre care cele mai cunoscute sunt modelul Prokopowicz-Vaskas (1969), modelul Boyko-Gerlach (1989), modelul Klinger (1991), modelul Meeker-Escobar (1998) [129]
- Accelerarea prin combinație de factori: **Temperatură – Densitate de curent**. Modelele au fost definite de d'Heurle-Ho (1978) și Ghate (1982)
- Accelerarea prin combinație de factori: **Temperatură – Umiditate**. Există foarte multe modele care analizează influența celor 2 parametri, iar studiile cele mai cunoscute sunt: Gillen-Mead (1980), Klinger (1991), Lu-Valle, Welsher și Mitchell (1986), Boccaletti (1989), Nelson (1990), Joyce (1985), Peck (1986) and Peck-Zierdt (1974).

Există metode de accelerare bazate tot pe studii empirice MIL217+ (1995) [136],[137] și FIDES (2009) [138]. Se iau în considerare, de asemenea, și standardele de fiabilitate JEDEC JESD22-A110E.01 [139]. În domeniul automotive, în metodele recente de predicție, temperatura la starea de echilibru (steady-state temperature) este principalul factor de influență pentru fiabilitate [141]. Aceste metode sunt adesea folosite pentru a arăta efectul temperaturii asupra ratei de defectare a componentelor (MLCC implicit) cu presupunerea că defectele de uzură depind de temperatura de joncțiune (temperatura internă a componentelor).

De subliniat este și importanța de a stabili concret și corect această temperatură la starea de echilibru, întrucât orice presupunere greșită în evaluare poate avea consecințe catastrofice pentru aplicații cu nivel ridicat de siguranță, precum TCU. De aceea, este necesar să se facă distincția dintre temperatura ambientală (afereantă condițiilor de operare ale ECU), temperatura maximă admisă de producător – garantată și în cele din urmă temperatura de joncțiune, temperatura resimțită în structura internă a componentei [142]. Pentru condensatoare de tip MLCC, defectarea poate surveni atât prin influență termică, dar și electrică datorată tensiunii aplicate. În continuare se va sintetiza influența acestor factori asupra duratei de viață a condensatoarelor.

6.2.2. Metoda de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat

Metoda de a afla **durata de viață a unui MLCC** în condiții de funcționare se bazează pe metoda accelerării prin combinarea a doi factori, și anume tensiune-temperatură [130]-[135]. Folosind metoda accelerării, este posibilă extrapolarea duratei de viață a condensatorului în condiții normale de funcționare prin utilizarea duratei de viață garantate de către producători a MLCC. Relația (6.1) definește **factorul global de accelerare AF** a duratei de viață (AF – acceleration factor):

$$AF = L_{OC}/L_{GLC} \quad (6.1)$$

Unde:

L_{OC} – Lifetime Operating Conditions reprezintă durata de viață în condiții de funcționare [h],

L_{GLC} – Lifetime Guaranteed Conditions este durata de viață garantată de producător[h].

Pentru MLCC, factorul de stres accelerat total reprezintă produsul dintre factorul de **accelerare cu temperatura** (AF_T) și factorul de **accelerare cu tensiunea** (AF_V) definit de relația 6.2:

$$AF = AF_T \cdot AF_V \quad (6.2)$$

Este obligatoriu să se cunoască influența temperaturii în durata de viață a condensatoarelor pentru a calcula factorul global de accelerare pentru MLCC. Prima definiție a factorului de accelerare datorită variației de temperatură a fost propusă în 1887 de către un chimist suedez, Svandte Arrhenius, pentru reacții chimice și procese moleculare. Pentru testele de fiabilitate, legea lui Arrhenius a fost adaptată. Relația (6.3) folosește energia de activare în locul constantei gazului în exponent. Energia de

activare reprezintă energia minimă pe care o moleculă trebuie să o aibă pentru a participa la o reacție care produce mecanismul de eșec din cauza îmbătrânirii temperaturii.

$$AF_T = \exp\left(-\frac{E_a}{K} \cdot \left(\frac{1}{T_{OC}} - \frac{1}{T_{GLC}}\right)\right) \quad (6.3)$$

Unde:

E_a este energia de activare [eV],
 K - constanta lui Boltzmann, $8.62 \cdot 10^{-5}$ [eV/K];
 T_{OC} - temperatura mediului în condiții de funcționare [K];
 T_{GLC} - temperatura mediului în condiții de viață garantate [K].

Pentru a calcula factorul de accelerare total (AF) pentru MLCC, este de asemenea important să se cunoască influența electrică dată de factorul de accelerare prin tensiune (AF_V). Factorul de accelerare a tensiunii este derivat din modelul Eyring, așa cum este detaliat în [143]. Ecuația (6.4) arată definiția factorului de accelerare a tensiunii de tensiune ca funcție a tensiunii aplicate specifice aplicației și a tensiunii maxime garantate aplicate specificate de producători.

$$AF_V = (V_{GLC}/V_{OC})^n \quad (6.4)$$

Unde: n este coeficientul de accelerare a tensiunii;
 V_{GLC} - tensiune aplicată în condiții de viață garantate [V];
 V_{OV} - tensiune aplicată în condiții de funcționare [V].

În [143] se descrie modelul empiric P-V, Prokopowicz-Vaskas, care implică produsul tensiunii și stresului termic, în ceea ce privește corelarea dintre condițiile accelerate și condițiile de funcționare. Ecuația (6.5) este **modelul P-V**:

$$AF = \frac{L_{OC}}{L_{GLC}} = \exp\left(-\frac{E_a}{K} \cdot \left(\frac{1}{T_{OC}} - \frac{1}{T_{GLC}}\right)\right) \cdot \left(\frac{V_{GLC}}{V_{OC}}\right)^n \quad (6.5)$$

Modelul P-V este o relație foarte frecventă de stres de viață utilizată în testarea accelerată a îmbătrânirii, dar are un dezavantaj major. Determinarea factorului de accelerare a temperaturii depinde în mod semnificativ de valoarea presupusă a energiei de activare. Nu există o valoare predefinită pentru MLCC: Standarde diferite oferă valori diferite. Energia de activare se bazează, în general, pe o valoare a temperaturii în stare de echilibru, adică 0,7eV. O presupunere incorectă, cu privire la valoarea energiei de activare, poate duce la o deducere incorectă și la un calcul greșit al factorului de accelerare a temperaturii. În realitate, energia de activare poate varia de la un producător la altul și profund de la un lot de producție la altul.

Pentru o lungă perioadă, previziunile MLCC privind durata de viață folosind metoda P-V au fost o sarcină dificilă, din cauza conflictului dintre cerințele auto de înaltă fiabilitate, cum ar fi condițiile de funcționare la temperaturi ridicate și lipsa datelor empirice ale producătorilor de MLCC pentru energia de activare. **JEITA Standard RCR-2335-C** [140] descrie o metodă simplă de estimare.

Se utilizează alte date empirice, precum coeficienții de temperatură (θ) și de tensiune (n), așa cum sunt exprimați în relația (6.6).

$$L_{OC} = L_{GLC} \cdot 2^{\frac{T_{GLC}-T_{OC}}{\theta}} \cdot \left(\frac{V_{GLC}}{V_{OC}}\right)^n \quad (6.6)$$

Producătorii furnizează informații despre coeficientul de accelerare cu temperatura, despre coeficientul de accelerare cu tensiunea și deopotrivă despre condițiile de viață garantate. Având aceste date, durata de viață în condiții normale de funcționare devine mai ușor de estimat. Cu toate acestea, folosind relația (6.6) pentru estimarea duratei de viață a unui condensator ceramic într-o aplicație cu ASIL ridicat, precum TCU, nu este suficient. În cadrul formulei, așa cum s-a demonstrat, se ia în calcul doar temperatura ambiantă, a mediului de lucru din interiorul unității de control, în timp ce condensatorul poate avea o temperatură mai ridicată, datorată și fenomenului de auto-încălzire. Această auto-încălzire reprezintă un factor adițional de temperatură care poate îmbătrâni prematur componenta, în cazul în care gradientul de temperatură devine semnificativ. În continuare, se propune o procedură în care se consideră această temperatură suplimentară, oferindu-se în acest fel o estimare cât mai precisă și totodată reală pentru durata de viață a condensatoarelor ceramice multistrat.

6.3. Propunerea unei metode de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat

În cele ce urmează se propune și se implementează o formulă îmbunătățită de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice pentru a avea o predicție cât mai realistă. Relația (6.6) ia în considerare numai temperatura în condiții normale de funcționare. Cum s-a precizat și anterior, acest factor de temperatură ambiantă nu e suficient întrucât în realitate mai apare un surplus de temperatură datorită **fenomenului de auto-încălzire**.

Auto-încălzirea condensatoarelor ceramice multistrat este influențată la rândul său de mai mulți factori, precum: materialul dielectric aferent, valoarea capacității propriu-zise, valoarea tensiunii aplicate, frecvența de lucru, radiația termică la nivel de capsulă [144],[145]. Radiația termică la nivelul capsulei depinde la rândul său de tipul și clasa condensatorului, iar un impact semnificativ îl are locul unde se plasează componenta capacitivă pe PCB.

MLCC pot fi plasate foarte aproape de circuitele care disipă căldură. Cea mai mare parte a căldurii este generată de obicei de elementele în comutație, fie discrete, fie integrate. De aceea, temperatura de suprafață a unui MLCC crește când sunt plasate lângă circuite, precum regulatoarele de tensiune în comutație, puntea trifazată, filtrul intermediar (DC-Link). În acest sens arhitectura definită de fig. 6.2 de mai jos are rolul de a prefigura amplasarea condensatoarelor MLCC lângă circuite pasibile de disipare termică.

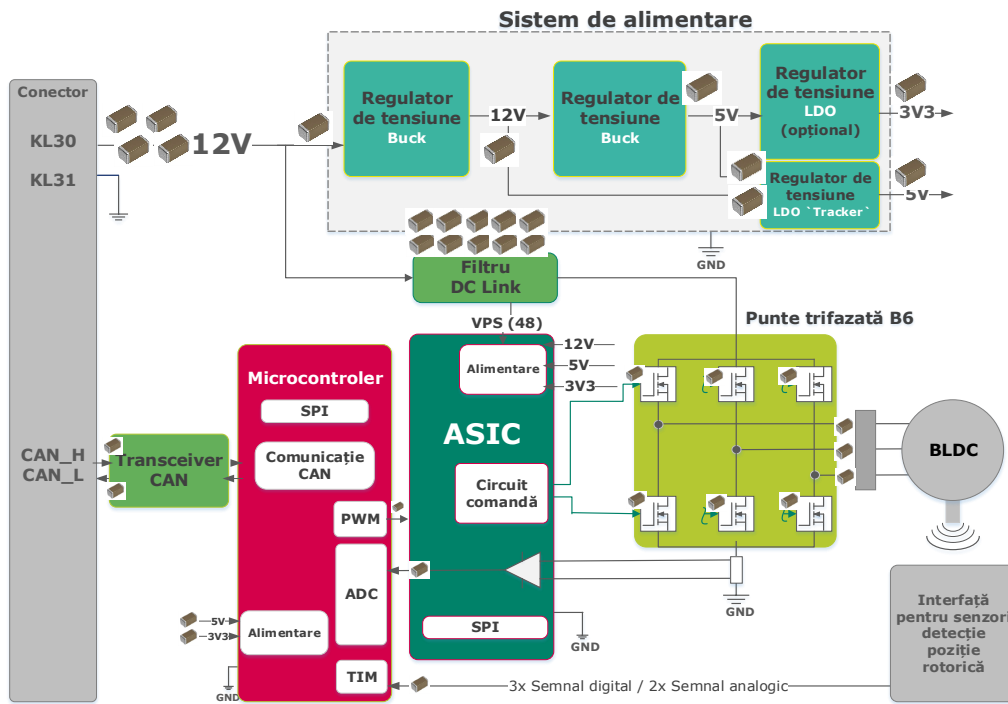


Fig. 6.2. Plasarea condensatoarelor ceramice în arhitectura TCU

6.3.1 Algoritm de calcul propus pentru estimarea duratei de viață a condensatoarelor ceramice

Aplicând relația 6.6 pentru determinarea duratei de viață pentru condensatoarele ceramice, se deduce că aceasta depinde puternic de **condițiile de operare** (temperatura de funcționare a unității din care face parte) și de **tensiunea nominală**. Cu toate acestea, în urma unor analize termice s-a dedus că există încă un **stimul termic extern din cauza amplasării**. Pentru estimarea completă a duratei de viață a MLCC, în condiții realiste de funcționare, autorul propune să se includă și fenomenul de auto-încălzire a condensatoarelor. Relația de calcul îmbunătățită cuprinde astfel și auto-încălzirea condensatoarelor, după cum urmează:

$$L_{OC} = L_{GLC} \cdot 2^{\frac{T_{GLC} - (T_{OC} + T_{SELF-HEATING})}{\theta}} \cdot \left(\frac{V_{GLC}}{V_{OC}}\right)^n \quad (6.7)$$

Unde $T_{SELF-HEATING}$ reprezintă temperatura datorată fenomenului de auto-încălzire.

Prin corectarea propusă a relației de calcul în condiții de operare reale, se poate spune că se tratează situația cea mai defavorabilă din punct de vedere termic (WCA - worst case analysis). Relația (6.7) este completă dacă se consideră condițiile de funcționare termice defavorabile, la limite maxime astfel:

- **T_{GLC}** este considerată temperatura maximă de operare garantată de către producătorul componentei capacitive (105/125/150°C)
- **T_{OC}** este temperatura maximă a aplicației propriu-zise (pentru TCU de exemplu este 105/125°C)
- **T_{SELF_HEATING}** este gradientul de temperatură generat de supraîncălzirea din circuit a componentelor în comutație (un plus de 5/10/15/20°C)

Totodată, ecuația (6.7) este fundamentul pentru predicția nivelului de stres denumit în literatură **LSL – loading stress level**. Acest LSL reprezintă practic **predicția procentuală a distribuției duratei de viață** aferente condițiilor de operare. Ecuația (6.8) prezintă calculul nivelului de stres LSL pentru condensatoare de tip MLCC, unde $Time_{OC}$ reprezintă timpul total de funcționare solicitat de aplicație.

Ecuația (6.9) descrie distribuția totală a duratei de viață (LSL total [%]). Practic se consideră un profil de N temperaturi, iar fiecărei temperaturi îi va corespunde un timp de operare. Suma fiecărui nivel de stres aferent unei temperaturi date, constituie distribuția totală a duratei de viață.

$$LSL[\%] = \frac{Time_{OC}}{LOC \cdot AFT \cdot AFV} \cdot 100 \quad (6.8)$$

$$LSL_{total}[\%] = \sum_{X=1}^N LSL_X \quad (6.9)$$

Distribuția totală a duratei de viață poate astfel avea valori de la 0 la 100%. Distribuția totală a duratei de viață corespunzătoare unui MLCC trebuie să aibă o valoare procentuală de maxim 70%. În aplicații cu nivel de siguranță ASIL ridicat se recomandă evitarea supraîncărcării termice, iar restul de 30% reprezintă tocmai garanția că MLCC nu se va defecta din cauza stresului datorat temperaturii de operare/ tensiunii aplicate/ supraîncălzirii. Având în vedere stricta dependență de parametrii aplicației, procedura de predicție LSL se poate face doar experimental, iar în continuare se propune metoda de estimare a distribuției duratei de viață a MLCC.

6.3.2 Procedură propusă pentru predicția distribuției duratei de viață a condensatoarelor ceramice

În această secțiune se prezintă contribuția autorului în ceea ce privește definirea unei metode de estimare a distribuției duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat. În automotive nu este clar definită o astfel de metodă de evaluare sau de modelare a duratei de viață a acestor componente. Deși sunt doar niște componente pasive, o degradare sau o distrugere poate fi fatală pentru întreg sistemul din care fac parte. Cu atât mai critic dacă este vorba de un defect la sisteme ce solicită nivel de siguranță ridicat, precum este transmisia, direcția sau controlul motorului. Astfel, un defect al unei componente de mică însemnătate, precum MLCC poate avea urmări majore, ceea ce nu e de dorit/ acceptat în domeniul automotive.

Procedura propusă pentru predicția distribuției duratei de viață se bazează pe estimarea standardizată în JEITA Standard RCR-2335-C [140], însă aduce o **abordare suplimentară în ceea ce privește temperatura finală de operare a condensatoarelor**. Este însă nevoie de o calibrare termică la nivelul condițiilor de operare, dată întocmai de fenomenul de auto-încălzire a condensatoarelor. Această auto-încălzire nu este prevăzută în standard, dar impactul este unul deosebit de mare mai ales când condensatoarele sunt la limita supraîncărcării termice.

Fluxul procedurii propuse pentru evaluarea duratei de viață a condensatoarelor MLCC este prevăzut în fig. 6.3. Procedura experimentală constă așadar în executarea a trei etape succesive:

- **Etapa 1: Caracterizarea termică statică a MLCC la temperatura maximă de operare solicitată de aplicație**
→ Se măsoară temperatura maximă solicitată de aplicație, ajunsă la echilibru și se consideră aceasta ca fiind temperatura de referință
- **Etapa 2: Evaluarea auto-încălzirii și a gradientului de temperatură datorat amplasării MLCC lângă circuite cu disipare termică ridicată**
→ Se măsoară temperatura circuitelor cu disipare termică ridicată, iar diferența de temperatură față de cea de referință se va adăuga condensatoarelor din proximitatea circuitelor disipatoare
- **Etapa 3: Estimarea distribuției duratei de viață în condițiile de operare solicitate**
→ Se va calcula coeficientul de distribuție a duratei de viață pentru a decide dacă MLCC sunt stabile termo-electric sau sunt predispuse defectelor de uzură.
- **Etapa 4: Raportarea rezultatelor**, iar în caz că valorile obținute nu sunt satisfăcătoare se reia întreg fluxul de evaluare pentru alte componente înlocuitoare.

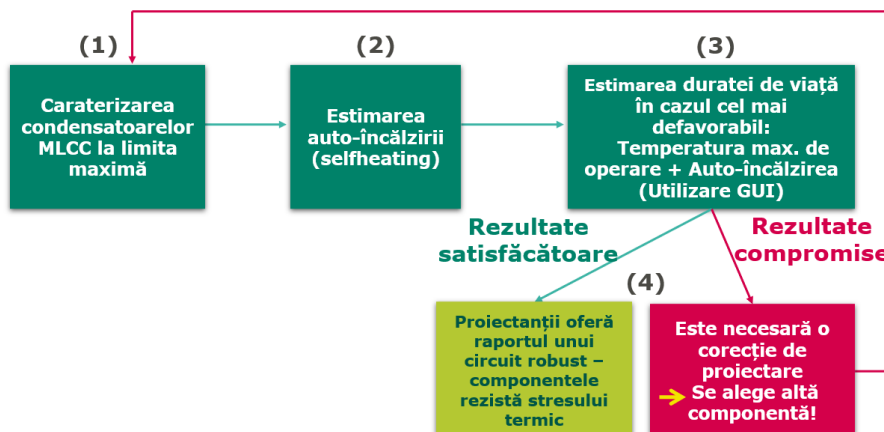


Fig. 6.3. Fluxul procedurii de estimare propuse a duratei de viață a MLCC

Prin evaluarea finală a stresului termic se poate astfel decide dacă MLCC corespunde sau nu cerințelor de operare ale aplicației. În caz afirmativ, se poate spune că proiectarea este robustă, componentele evaluate pot funcționa fără defect/stres termic pe întreaga durată de viață solicitată de aplicație. În cazul în care rezultatul nu satisface cerința minimă de a avea un nivel LSL mai mic de 70%, se impune alegerea unui alt condensator cu proprietăți îmbunătățite și se reia întregul proces.

Calculul distribuției duratei de viață se realizează apelând la formulele propuse (6.7) ÷ (6.9). Fiindcă o aplicație, cum este de altfel și unitatea transmisiei, conține mai mult de o sută de MLCC, un astfel de calcul repetitiv și analitic implică atenție și timp. Este de preferat ca această estimare să se poată realiza automat. O soluție ar fi interfețele de calcul automat. În continuare se va propune o astfel de interfață pentru estimarea distribuția duratei de viață a tuturor MLCC aferenți unei aplicații.

6.3.3. Interfața grafică propusă pentru a determina automat predicția distribuției duratei de viață

Inginerii hardware folosesc adesea interfețe grafice de calcul automat pentru a fi cât mai productivi (GUI – Graphical User Interface). Există numeroase interfețe de calcul disponibile pentru a estima durata de viață în condiții de operare, aceste interfețe fiind furnizate de producătorii de MLCC, dar prezintă anumite dezavantaje.

Un prim dezavantaj este dat de faptul că toți producătorii oferă interfețe de calcul al duratei de viață specifice. Adică se poate calcula durata de viață strict pentru MLCC fabricate, pe baza recunoașterii codului de control. În cazul în care se folosesc condensatoare de la 5-6 producători, inginerul proiectant va trebui astfel să calculeze durata de viață în toate cele 5-6 interfețe, o activitate de altfel destul de laborioasă și costisitoare de timp.

Un alt dezavantaj este faptul că fiecare instrument este capabil să calculeze durata de viață și nivelul de stres o singură dată per iterație. Aceasta înseamnă că atunci când există o gamă de profiluri termice care trebuie analizate pentru durata de viață a MLCC, utilizatorul trebuie să calculeze durata de viață și nivelul de stres pentru fiecare temperatură în parte, ca mai apoi să poată genera distribuția duratei de viață. Introducerea manuală și calculul separat pentru un profil complet de temperaturi implică și de această dată un efort suplimentar de calcul, deci implicit și un efort de timp ce trebuie alocat.

Plecând de la dezavantajele menționate, s-a dezvoltat o interfață grafică ce include datele specifice a șase producători diferiți de condensatoare ceramice calificate automotive și anume: Murata, TDK, AVX, Kemet, Vishay și Tayo Yuden [146]-[152]. Așadar, unul dintre motivele principale pentru dezvoltarea interfeței grafice de estimare a duratei de viață a MLCC este tocmai această sinergie de parametri specifici condițiilor de viață garantate (temperatura maximă garantată și coeficientul de accelerare aferent, tensiunea nominală și coeficientul de accelerare aferent).

În plus, interfața propusă oferă posibilitatea de a estima distribuția duratei de viață pentru un profil termic, la care se consideră și fenomenul de auto-încălzire. Fig. 6.4 ilustrează acest GUI complet și compact ce a fost creat folosind programul LabWindows CVI. Performanța și caracteristicile acestei interfețe grafice propuse sunt definite întocmai de ușurința de a estima nivelul de stres MLCC pentru o gamă termică necesară. Tot în interfață este direct estimată distribuția duratei de viață, nemaifiind nevoie de calcule suplimentare. Acest GUI oferă direct utilizatorului răspunsul dacă MLCC poate fi folosit în aplicație sau trebuie înlocuit întrucât este suprasolicitat termic.

6.3 - Procedură propusă de estimare a duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat 163

Multilayer Ceramic Capacitor (MLCC) Lifetime Estimation GUI

Lifetime estimation | Formulas | Manufacturers Info | Help

General Conditions:

Rated voltage: 16 [V]
 Dielectric type: X7R [°C]
 Top_max: 125 [°C]

Guaranteed Life Conditions (GLC):

Voltage acc. coef. (n): 3
 Temperature acc. coef. (Theta): 10
 Multiplier of Rated Voltage (m): 2
 Temperature_GLC: 125 [°C]
 Lifetime_GLC: 1000 [h]

Thermal profile:

Self heating temp. [°C]
 Thermal profile 1: 10
 Thermal profile 2: 15
 Thermal profile 3: 20
 Other: 0

Operating condition (OC):

OC no. (x)	T_OC(x) [°C]	V_OC(x) [V]	Time_OC(x) [°C]	AFT (x)	AFV(x)	Time_cons(x) [h]	L_OC(x) [h]	LSL(x) [%]
1	160	14	8	0.08838835	5.69424198	15.89	503	1.59
2	150	14	80	0.1767767	5.69424198	79.47	1007	7.95
3	145	14	640	0.25	5.69424198	449.59	1424	44.96
4	95	14	5200	8	5.69424198	114.15	45554	11.42
5	33	14	1600	588.133558	5.69424198	0.48	3348975	0.05
6	-30	14	480	46340.95	5.69424198	0.00	263876583	0.00
7	25	14	123000	1024	5.69424198	21.09	5830904	2.11
8								
9								
10								

Calculate Stress Level

Loading stress level for operating condition is: **68.07** [%]

Total operatin time is: 131008 [h]

Total operatin time is: 15 [years]

Notification: The LSL is OK! The capacitor's guaranteed lifetime will not be exceeded.

Fig. 6.4. Interfață grafică propusă pentru predicția distribuției duratei de viață a MLCC

Fereastra 'Help' (Ajutor) conține informații detaliate despre modul de utilizare a GUI și o listă cu descrierea acronimelor.

Fereastra 'Manufacturer info' (Informații despre producător) include coeficientul de accelerare a tensiunii și valorile coeficientului de accelerare a temperaturii colectate împreună pentru fiecare dintre cei șase producători evaluați. Deoarece valorile pentru condițiile de viață garantate depind de tipul de dielectric al MLCC, pentru unii producători este dificil să le grupeze. Pentru a găsi valorile pentru condițiile de viață garantate, fișa tehnică a componentelor trebuie investigată.

Fereastra 'Formulas' (Formule) include relațiile descrise anterior (6.1 ÷ 6.7). Acestea sunt prezentate utilizatorului pentru o mai bună înțelegere a estimării duratei de viață a MLCC.

Fereastra 'Lifetime estimation' (Estimarea duratei de viață) este fereastra principală și este chiar interfața de start a programului. În această fereastră utilizatorul poate găsi rezultatele pentru nivelul de stres și durata de viață în condițiile de funcționare ale MLCC. Se ia în considerare un anumit interval de temperatură, nu numai o temperatură ca în alte instrumente disponibile de către producători.

Utilizatorul va selecta condițiile generale ale MLCC în conformitate cu aplicația din care face parte și în conformitate cu datele furnizate de către producător:

Selecția pentru **parametrii generali (General conditions)** se face astfel:

- Pentru tensiunea nominală (rated voltage) există următoarele posibilități: 6,3V, 16V, 15V, 50V, 100V, 200V, 250V, 300V și 400V
- ÎN funcție de materialul dielectric (Dielectric type) al condensatorului evaluat au fost incluse doar condensatoarele specifice domeniului auromotive: X7R, X7S, X7T, X5R, X8R, X8L și C0G
- Temperatura maximă de funcționare va fi afișată în parametrul Top_max: 105°C, 125°C sau 150°C.

Selecția pentru **parametrii specifici garantați de producător (Guaranteed life conditions- GLC)** se face astfel:

- Pentru coeficientul de accelerare a tensiunii (n - Voltage acceleration factor) există două valori 3 sau 8.
- Pentru coeficientul de accelerare a temperaturii (θ - Temperature acceleration coefficient) există, de asemenea, două valori furnizate de producători: 8 sau 10.
- Multiplicatorul tensiunii nominale (m - multiplier of rated voltage) are patru posibilități: 1, 1,2, 1,5 sau 2.
- În ceea ce privește temperatura în condiții de viață garantate (Temperature GLC), utilizatorul poate selecta între 125°C, 150°C și 200°C, strict în funcție de tipul dielectric de condensator.
- Durata de viață în condiții de viață garantate (Lifetime_GLC) este considerată în cea mai mare parte 1000 ore, dar 2000 de ore pot fi, de asemenea, îndeplinite.

Selecția pentru **profilul termic (Thermal profile)** în ceea ce privește auto-încălzirea este de asemenea prezentă și reprezintă un alt avantaj major pentru această interfață propusă. Așa cum a fost descris în relația completă pentru estimarea duratei de viață (7), trebuie luată în considerare auto-încălzirea MLCC. Pentru unitățile

de control electronice, precum unități de transmisie sau de control al motorului, sunt definite trei profiluri termice cu un gradient de temperatură prestabilită de 10-15-20°C. În scopuri generale, a fost adăugată varianta „altele” (Others) cu posibilitatea de a introduce orice valoare dorită.

În tab-ul aferent secțiunii pentru **condiții de operare (Operating conditions)** utilizatorul va introduce manual, dar o singură dată, profilul termic și anume: temperatura pentru diferite condiții de operare în câmpul $T_{OC}(x)$ versus durata de operare $Time_{OC}(x)$. În vederea calcului duratei de viață, în interfață se va ține cont de temperatura de auto-încălzire și aceasta va fi adăugată implicit temperaturilor aferente condițiilor de operare. Cel mai important avantaj al acestui instrument este configurația de tip matrice prin care se realizează calculul simultan al duratei de viață a unui MLCC. Practic se calculează pentru intervalul de temperatură, nu punctual pentru fiecare temperatură în parte. În câmpul condiții de funcționare, utilizatorul trebuie să introducă, de asemenea, tensiunea aplicată pentru MLCC, tensiunea reală utilizată în aplicație, dar luând în considerare valoarea maximă. Ultimul parametru necesar pentru a fi introdus este timpul de funcționare. Acest timp de operare este de obicei echivalent cu 8000 de ore (1 an) sau 130000 de ore (15 ani). Rezultatul este vizibil în partea din dreapta jos a GUI.

GUI calculează automat valorile pentru factorul de accelerare a temperaturii ($AFT(x)$), factorul de accelerare a tensiunii ($AFV(x)$), timpul consumat al condițiilor de viață garantate ($Time_{cons}(x)$) și, în final, durata de viață în condiții de funcționare ($L_{OC}(x)$). Odată ce durata de viață în condiții de funcționare în ore este determinată, se deduce într-un final și distribuția procentuală a duratei de viață.

În zona de **notificare**, utilizatorul poate vedea starea de funcționare a MLCC în condițiile de operare necesare. Valoarea LSL are patru limite clar definite:

- **Nivelul distribuției este >100%**, va apărea următorul mesaj: "ATENȚIE!!! Condensatorul depășește durata de viață garantată! Condensatorul va fi, probabil, suprasolicitat!" ("ATTENTION!!! The capacitor exceeds its guaranteed lifetime! The capacitor will probably get overstressed!");
- **Nivelul distribuției este [>80%, <100%]**, va apărea următorul mesaj: "ATENȚIE!! Nu aveți suficientă marjă pentru a nu depăși durata de viață garantată! Condensatorul ar putea fi suprasolicitat!" ("ATTENTION!! You do not have enough margins to guarantee that the capacitor will not exceed its guaranteed lifetime!The capacitor could get overstressed!")
- **Nivelul distribuției este [>70%, <80%]**, va apărea următorul mesaj: „ATENȚIE: Vă apropiați de limita duratei de viață garantată a condensatorului!" ("ATTENTION: You approach to the limit of the capacitor's guaranteed lifetime!")
- **Nivelul distribuției este <70%**, va apărea următorul mesaj: "LSL este OK! Durata de viață garantată a condensatorului nu va fi depășită!" ("The LSL is OK! The capacitor's guaranteed lifetime will not be exceeded!")

6.4. Rezultate experimentale

Validarea experimentală constă în implementarea procedurii prin executarea a celor trei etape prezentate în secțiunea 6.3. Scopul principal este reprezentat de determinarea distribuției duratei de viață a MLCC aferente unității electronice de control al transmisiei automate cu nivel de siguranță ASIL ridicat (ASIL C).

Primul pas este de a efectua măsurări termice la temperaturi ridicate și de a măsura disiparea căldurii MLCC în diferite zone ale PCB-ului, de mare interes fiind punctele termice din zona circuitelor de putere.

În a doua etapă, se notează 4 arii și se calculează gradientul de temperatură, ca fiind diferența dintre temperatura măsurată fizic și temperatura aplicată unității. Acest gradient va fi luat în considerare ca fiind auto-încălzirea MLCC. Se consideră gradienti de temperatură de 5/10/15/20°C.

În ultimul pas, având deja cunoscută temperatura de auto-încălzire, se va utiliza interfața grafică de calcul descrisă în secțiunea anterioară, pentru predicția nivelului de dispersie a duratei de viață a condensatoarelor.

Cu informațiile obținute despre nivelul de stres al duratei de viață al MLCC, se va putea certifica prevenirea deteriorării componentelor. În caz contrar, se pot face și corecțiile în timp util dacă un condensator a fost ales greșit sau pur și simplu nu satisface cerințele de operare ale aplicației datorită suprasolicitării termice.

În acest studiu, 160 de MLCC aferente unui TCU au fost utilizate pentru monitorizarea termică și estimarea duratei de viață, după cum urmează:

- 124 condensatoare standard cu dielectric X7R
- 23 condensatoare cu terminație flexibilă cu dielectric X7R
- 6 condensatoare standard cu dielectric X7S
- 7 condensatoare cu dielectric C0G.

6.4.1. Propunerea standului experimental pentru măsurarea temperaturii de auto-încălzire a MLCC pentru un TCU

În scopul de a preîntâmpina posibile defecte de uzură ale MLCC aferente unui TCU pe întreg parcursul vieții, toate etapele au fost implementate conform procedurii propuse. Într-o primă etapă, unitatea electronică de control al transmisiei automate a fost introdusă într-o cameră climatică și menținut până s-a atins temperatura de echilibru de 105°C. Așa cum s-a mai precizat, este foarte important să se facă măsurări termice la o temperatură stabilă, deoarece această temperatură va deveni temperatura de referință atunci când se determină auto-încălzirea MLCC. PCB-ul a fost vopsit negru cu un lac special, pentru a evita reflexiile atunci când au fost efectuate măsurări termice în infraroșu.

Pentru a putea măsura acel gradient de temperatură, este necesar ca TCU să fie supus unei sarcini reale, un motor DC fără perii (BLDC) controlat cu un factor de umplere de 90% (echivalent cu un curent RMS de sarcină de 14A). Configurarea standului experimental este ilustrată în figurile 6.5. și 6.6.



Fig. 6.5. Pregătire TCU pentru monitorizarea temperaturi

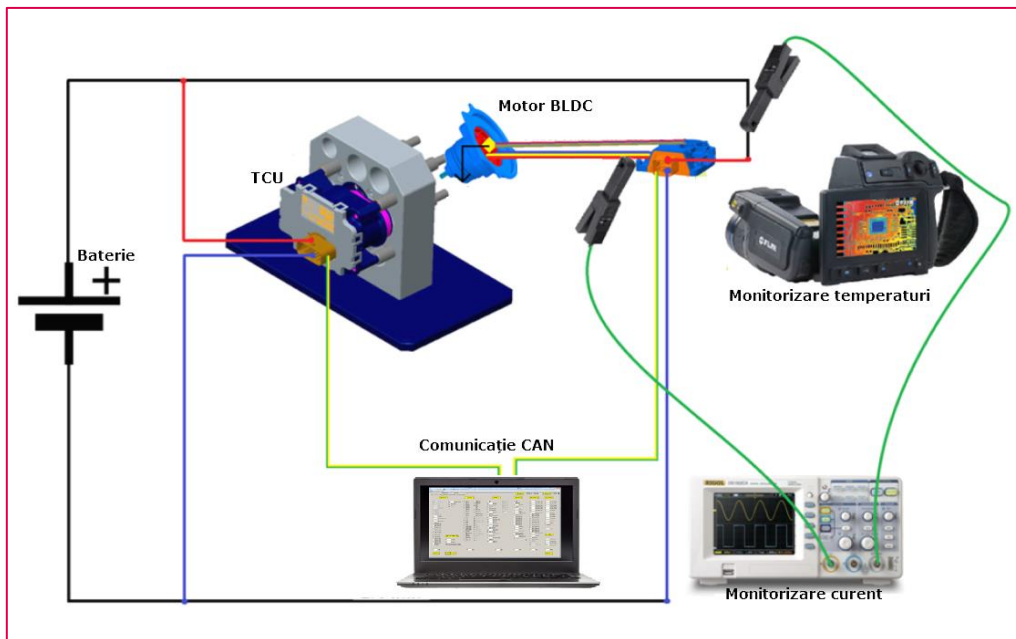


Fig. 6.6. Setup monitorizare temperaturi MLCC

Temperatura camerei climatice a fost setată la 105°C, iar măsurarea în diferite puncte termice s-a realizat întocmai pentru a putea deduce acel gradient de temperatură.

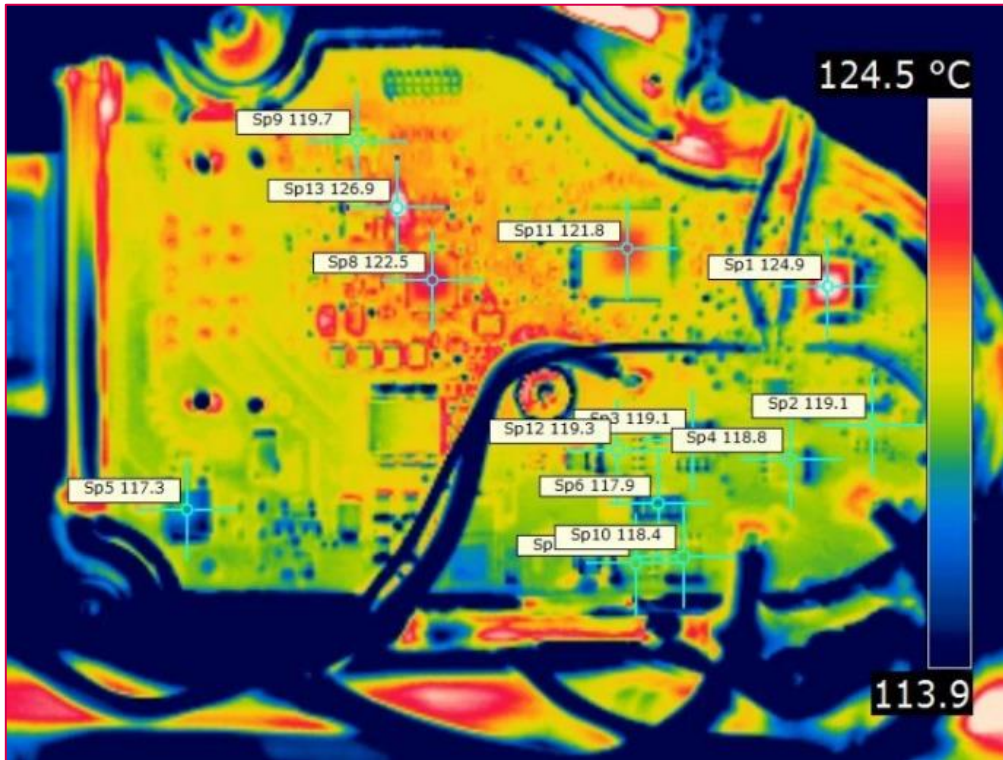


Fig. 6.7. Scanare termică a TCU în vederea definirii auto-încălzirii

În ultima etapă din procesul experimental, s-a analizat distribuția duratei de viață a fiecărui condensator în parte. După cum se poate observa în fig. 6.7, temperatura maximă monitorizată este de aproximativ 125°C (condensatoare plasate în apropierea dispozitivelor de comutare cu putere disipată mare), iar valoarea minimă atinsă este de 114°C (condensatoare plasate pe o suprafață mai bine răcită). Auto-încălzirea MLCC reprezintă diferența dintre maximum, respectiv minimum măsurat în raport cu temperatura de testare. În timpul experimentului, trei profiluri termice au fost luate în considerare datorită auto-încălzirii condensatoarelor. Structura PCB a fost împărțită în trei zone:

- MLCC din **zona I (+10°C)** plasate în zone bine răcite;
- MLCC-uri din **zona II (+15°C)** montate în zone intermediare;
- MLCC-urile din **zona III (+20°C)** amplasate în apropierea circuitelor de alimentare sau a punții invertoare, cu puternic stimul extern de temperatură

6.4.2. Aplicarea procedurii propuse pentru estimarea distribuției duratei de viață pentru condensatoare ceramice aferenți unui TCU

Odată ce temperatura de auto-încălzire a fost determinată, s-a analizat și distribuția duratei de viață LSL în stare de funcționare pentru toate cele 160 MLCC aferente TCU. Calculul estimativ s-a realizat prin intermediul interfeței grafice propuse în secțiunea 6.3.3. Așa cum era ușor de intuit, cele mai bune rezultate au fost obținute pentru condensatoarele ce conțin dielectric de tip C0G. Nivelurile LSL calculate se încadrează la valori sub 0,5%, deoarece acest tip de MLCC reprezintă clasa I (cunoscută și sub denumirea de NP0), conform standardului EIA (RS- 1980 C) [10]. Se poate confirma așadar că MLCC de tip C0G sunt foarte stabile cu temperatura, chiar și atunci când se consideră și auto-încălzirea. Pentru modelele standard cu dielectric de tip X7S și cele X7R cu terminație flexibilă, LSL a fost mai mic de 10%. Majoritatea MLCC standard X7R monitorizate au avut LSL mai puțin de 25%, cu toate acestea au fost identificate trei dintre ele ce au prezentat un risc critic.

Tabelul 6.1 conține cele trei condensatoare critice pentru aplicație. Coloana 1 sintetizează specificația condensatoarelor: Valoarea condensatorului, tipul dielectric, tensiunea nominală și auto-încălzirea corespunzătoare. În coloana a doua, pentru a compara rezultatele, au fost luați în considerare trei producători diferiți. În proiectul TCU supus analizei, producătorii MLCC variază și de aceea s-au ales 3 pentru aceeași componentă. Condițiile de viață garantate pentru fiecare produs sunt inserate în coloana trei. De obicei, producătorii arată în fișele tehnice MLCC informații privind condițiile garantate, dar GUI propuse conține, de asemenea, detalii despre tensiunea nominală maximă care poate fi aplicată și temperatura maximă aplicată într-o perioadă fixă de timp. Se poate observa că fiecare furnizor garantează diferit chiar și pentru același condensator. Rezultatele pentru nivelul de stres de încărcare sunt prezentate în ultimele două coloane cu / fără auto-încălzire considerată.

Pentru aceste MLCC-uri critice, condițiile de testare a duratei de viață sunt diferite în funcție de furnizor. Coeficientul de accelerare a temperaturii (θ) diferă de la un furnizor la altul. TDK utilizează pentru θ o valoare de 10, în timp ce AVX și Murata utilizează o valoare de 8. Prin urmare, fiecare condensator are trei valori pentru nivelul de stres de încărcare, în funcție de condițiile garantate de furnizor și coeficientul de temperatură.

Ultimele două coloane din tabel arată influența temperaturii de auto-încălzire atunci când a fost aplicată tensiunea nominală a bateriei de 14V. Fără auto-încălzire luată în considerare, distribuția duratei de viață LSL este semnificativ mai mică. Având în vedere auto-încălzirea, s-au obținut valori crescute pentru LSL. Este important să se observe dacă aceste valori crescute afectează buna-funcționare a MLCC pe întreg parcursul vieții, căci pot apărea defecte de uzură. Este recomandat așadar să se utilizeze metoda propusă de predicție completă (ținând cont de fenomenul de auto-încălzire) a duratei de viață încă din timpul fazei de proiectare. În cazul în care condensatoarele nu oferă suficientă margine de siguranță pe durata de viață, pot fi alese alte MLCC sau un alt furnizor MLCC cu performanțe termice și electrice mai bune.

Tabel 6.1. Distribuția duratei de viață cu și fără auto-încălzire

#	MLCC cu nivel critic identificat	Producător	Condiții garantate	LSL [%]	LSL [%]
				Cu auto-încălzire	Fără auto-încălzire
1	4.7μF, X7R, 16V rated voltage auto-încălzire: +20°C	1	1.5xRated voltage, 1000h 125°C	76.93	39.66
		2	1.5xRated voltage, 1000h 125°C	97.12	41.08
		3	1.5xRated voltage, 1000h 125°C	97.12	41.08
2	220nF, X7R, 25V rated voltage, auto-încălzire: +20°C	1	1xRated voltage, 1000h 125°C	68.07	35.09
		2	2xRated voltage, 1000h 125°C	10.74	4,54
		3	1.5xRated voltage, 1000h 125°C	25.46	10.77
3	22μF, X7R, Standard, 16V rated voltage auto-încălzire: +20°C	1	2xRated voltage, 1000h 125°C	63.91	16.73
		2	2xRated voltage, 1000h 125°C	97.2	17.33
		3	1.5xRated voltage, 1000h 125°C	230.4	41.08

Conform tabelului 6.1, nivelul de încărcare a condensatorului de 4,7μF pentru toți furnizorii este peste pragul maxim admis stabilit la 70%. Soluția propusă este de a crește tensiunea nominală a condensatorului. În loc de tensiune nominală de 16V, pot fi utilizate condensatoare de 25V sau 50V. În ceea ce privește ultimele două condensatoare critice, 220nF și 22μF, valoarea LSL depășește limitele numai pentru unii furnizorii. Aplicând procedura propusă, pot fi luați în considerare doar producătorii cu performanțe mai bune.

6.5. Concluzii

La începutul capitolului 6, s-au identificat presiunea și necesitatea creșterii fiabilității componentelor. În scopul de a avea produse finite stabile din orice punct de vedere, producătorii de componente electronice, precum sunt producătorii de condensatoare ceramice multistrat (MLCC) împreună cu dezvoltatorii unităților electronice de control trebuie să lucreze în tandem. În plus, durata de viață trebuie luată în considerare mai devreme, încă din faza de proiectare a unități electronice, cu atât mai mult cu cât există cerința unui nivel de siguranță ridicat specifică unităților electronice de control al transmisiei, TCU. S-a avut în vedere noțiunea de siguranță funcțională, care trebuie garantată și asigurată pe întreg ciclul de viață a TCU. De aici, și MLCC-urile au nevoie de fiabilitate pe termen lung, în orice condiții de funcționare.

În capitolul de față, autorul s-a bazat pe o strategie de tip preventiv, înțelegând prin aceasta, o strategie care facilitează cunoașterea în timp real a nivelului de stres asupra condensatoarelor, în conformitate cu condițiile actuale de exploatare considerate în cel mai defavorabil caz. Punctul de plecare al cercetării s-a bazat pe studiile existente în ceea ce privește îmbătrânirea componentelor. În acest sens, s-a explicat pe larg una din cele mai uzuale metode, cea a accelerării și s-a oferit o modelare matematică a acestei problematice. Această abordare are ca și parametri cheie: tensiunea și temperatura. Firul cercetării a condus către efectul predominant al temperaturii asupra unui MLCC, identificând încă un stimul care participă activ la îmbătrânirea MLCC și anume auto-încălzirea. Această concluzie este susținută de rezultatele experimentale. Elementul de noutate este acest parametru care trebuie luat și el în calcul în relația de estimare a duratei de viață. Calculele duratei de viață în condiții de funcționare includ temperatura de auto-încălzire în ceea ce privește luarea în considerare a celui mai nefavorabil scenariu.

Cu scopul de a automatiza analiza matematică a nivelului de stres asupra MLCC, a fost implementată o interfață grafică, GUI. Calculul nu se face doar pentru o temperatură de funcționare ca alte instrumente disponibile, ci iterativ, ținând cont și de un interval de temperatură versus ciclul de funcționare. Particularitatea acestui GUI este dată de faptul că ia în considerare pentru calculul distribuției nivelului de stres datele a șase producători de componente. De aici rezultă practic scalabilitatea și modularitatea mai mare a programului propus, atât de necesar astăzi în dinamica dezvoltării produselor. Este nevoie de flexibilitate în a modifica rapid parametrii de calcul al nivelului de stres, în scopul de a analiza o cantitate destul de mare de condensatoare aferente TCU.

Totuși, dacă MLCC analizat depășește limita maximă a nivelului de stres, acesta poate fi înlocuit în timpul fazei de proiectare, fără costuri sau efort. Așa cum s-a demonstrat în secțiunea experimentală, aplicarea metodei propuse în scopul determinării distribuției duratei de viață are o importanță majoră în procesul decizional facilitând astfel interpretarea rezultatelor. În acest fel, inginerul proiectant hardware poate fi sigur că MLCC-urile își îndeplinesc sarcina dorită chiar și în condiții dure, cum ar fi funcționarea la temperaturi ridicate.

Descriere sintetică:

- Definirea noțiunii de fiabilitate pentru MLCC
- Prezentarea cunoștințelor teoretice existente cu privire la metoda generică de estimare a duratei de viață a componentelor în general și o amplă documentare privind metoda prin accelerare.
- Aplicarea metodei de accelerare pentru calculul duratei de viață a condensatoarelor MLCC utilizate în domeniul automotive
- Propunerea, în baza lucrării proprii [121], a unui algoritm de calcul ce duce la îmbunătățirea acurateții estimării duratei de viață considerând și fenomenul de auto-încălzire a componentelor
- Definirea unei proceduri de estimare completă a duratei de viață și a distribuției acesteia. Se evidențiază procesul decizional în ceea ce privește păstrarea/schimbarea componentei în funcție de rezultatul distribuției de viață calculate. Se decide dacă aceasta corespunde sau nu criteriilor aplicației după aplicarea ciclului de îmbătrânire.
- Dezvoltarea unei interfețe grafice, cu posibilitate de reutilizare și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat ce integrează condensatoare de tip MLCC
- Propunerea unei interfețe grafice generalizate, include datele specifice a șase producători diferiți de condensatoare ceramice calificate automotive
- Validarea experimentală a procedurii prin implementarea algoritmului pentru selecția MLCC în aplicația TCU

7. CONCLUZII GENERALE

7.1. Descriere sintetică

Teza de doctorat "**Contribuții privind proiectarea circuitelor aferente unității electronice de control al transmisiei automate din domeniul automotive**" reprezintă o sinteză a activității autorului desfășurată în cadrul unui concern industrial. Activitatea de proiectare a unor circuite specifice unității electronice de control pentru transmisia automată (TCU) a abordat un domeniu de mare actualitate, domeniul automotive. Transmisia automată tinde mereu spre inovare și este supusă permanent perfecționării, plecând de la inovațiile industriei producătoare de componente și unități electronice, până la evoluția industriei producătoare de autovehicule.

Demersul de cercetare a plecat de la studiul sistemelor de transmisie automată în contextul evoluției științifice. Totodată s-au colectat cerințele standardelor și specificațiile aferente dezvoltării unui TCU, atât în sistem clasic 12V, cât și în sistem hibrid de 48V. Eforturile de cercetare s-au axat pe analiza și furnizarea diferitelor soluții și proceduri de proiectare ce cuprind funcționarea robustă, sigură, stabilă și eficientă a unui TCU în condiții de siguranță ridicată.

Teza este structurată pe **7 capitole**, fiecare dintre acestea având la bază trei direcții relevante de analiză: prezentarea cunoștințelor teoretice existente aferent subiectului tratat, sinteza cerințelor și a normativelor, experiența rezultată din activitatea profesională. Pentru fiecare în parte, s-a urmărit o structură cu trei abordări: teoretică prin încadrarea problematicii în stadiul actual, metodică prin prezentarea detaliată a procedurilor/arhitecturilor de îmbunătățire propuse și experimentală privind validarea teoriei propuse. Atât procedurile propuse, cât și interpretarea rezultatelor, s-au realizat într-un mod accesibil, în scopul creării unui produs scalabil. Adică, s-a urmărit crearea posibilității reutilizării informației și de către alte unități de control, nu neapărat doar cele aferente transmisiei automate.

Gradul de noutate și valoarea științifică sunt consolidate prin îndeplinirea **obiectivelor trasate** la început definite **în cadrul primului capitol introductiv**. Se pot defini următoarele rezultate:

- s-a definit o procedură completă de dezvoltare ce implică un produs cu siguranță funcțională ridicată
- s-au definit și validat arhitecturi noi ce corespund cerințelor de siguranță din automotive cu particularități specifice pentru sistemul de alimentare (12V și 48V)
- s-au definit proceduri generice de evaluare termică și a duratei de viață a componentelor în contextual cerințelor de siguranță sporită.

În continuare se vor prezenta sintetic o serie de concluzii aferente fiecărui capitol, după cum urmează:

Capitolul 2. Descrierea generală a sistemului electronic de control al transmisiei automate

Din perspectiva motivației temei alese spre cercetare în teza de doctorat, în capitolul 2 s-a prezentat o trecere în revistă a stadiului actual al transmisiei automate. De asemenea, s-a prezentat și o sinteză a cerințelor principale de care trebuie să se țină cont în dezvoltarea unității electronice de control al transmisiei automate. În plus, s-au conturat și principalele considerații teoretice, încadrate în contextul dezvoltării actuale, cu privire la etapele dezvoltării sigure a unei unități electronice de control și a principalelor componente aferente: microcontroler, circuit de alimentare, circuit de control al punții invertoare și elementele în comutație. Fazele de dezvoltare pentru o arhitectură hardware a unui TCU au fost prezentate amănunțit, prezentarea lor fiind trecută prin filtrul experienței profesionale.

S-au analizat următoarele aspecte:

- Prezentarea sintetică a unui scurt istoric privind evoluția sistemelor de transmisie automată și a unităților electronice de control ale transmisiei automate
- Clasificarea sistemelor de transmisie automată și prezentarea transmisiei cu dublu ambreiaj pentru autovehicule
- Clasificarea configurațiilor actuale de unități electronice de control în funcție de localizarea lor în autovehicul și în funcție de tipul sistemului de acționare controlat (electrohidraulic sau electromecanic)
- Definirea procesului de dezvoltare a unui TCU prin intermediul modelului "V-cycle": concept – proiectare - validare
- Prezentarea în detaliu, în baza experienței proprii, a fiecărei etape pentru dezvoltarea unui TCU: definirea și analiza cerințelor, implementarea arhitecturii și proiectarea propriu-zisă, plecând de la modelare/simulare și la final, validarea proiectului prin verificări experimentale
- Definirea conceptului de proiectare a unui TCU, în baza experienței proprii, prin conturarea clară a celor mai semnificative cerințe: localizare TCU, domeniu de putere necesar pentru motor, algoritmul de control pentru motor, cerințele de siguranță și de securitate cibernetică, cerințele de funcționalitate specifice producătorului autovehiculului, condițiile de operare, nivelul de integrare, și nu în ultimul rând, costul total
- Menționarea succintă a cerințelor de proiectare a unității electronice de control al transmisiei automate și evidențierea oportunităților de îmbunătățire privind performanța acesteia
- Studiu analitic și descriptiv al tehnologiilor moderne, privitor la componente electronice aferente TCU
- Studiul detaliat al circuitelor principale aferente unui TCU în scopul unei selecții adecvate ce corespunde cerințelor aplicației. Studiul s-a axat pe sistemul de alimentare, microcontroler, circuitul de control al punții invertoare și elementele de comutație constituente.

Capitolul 3. Contribuții la sistemul de alimentare în condiții de siguranță a unității electronice de control al transmisiei automate

La începutul capitolului trei s-a oferit o analiză comparativă în ceea ce privește cele mai performante componente, de ultimă generație. S-a luat în considerare a gamă largă de producători de top din domeniul automotive pentru microcontroler și circuitul integrat de alimentare. Pentru că o proiectare hardware este privită pe de o parte prin lentila performanței, dar pe de altă parte și prin cea a siguranței în automotive, s-a propus și o procedură de proiectare într-o manieră bazată pe expertiza acumulată din activitatea industrială. Procedura propusă constă în respectarea a mai multor etape de proiectare, menționând cerințele fiecărei etape cu scopul de a obține în final un produs robust și stabil. Procedura s-a aplicat în proiectarea circuitului de alimentare și a microcontrolerului aferent unui TCU. Pentru complexitatea și inovația conceptului propus s-a luat în calcul și conceptul de activare a stării de siguranță pentru aplicații cu nivel de siguranță ridicat cum e ASIL C.

S-au analizat următoarele aspecte:

- Sinteza proprietăților aferente siguranței funcționale pe care le prezintă componentele principale dintr-o unitate (MCU - SBC), în vederea proiectării unui sistem tolerant la defecte, care să asigure stabilitatea și performanțele dorite
- Prezentarea procedurii de proiectare: propunerea, în baza experienței din activitatea profesională și în baza modelului teoretic V-cycle, a unei proceduri de proiectare de referință pentru interconectarea unor circuite de top (MCU - SBC), în baza lucrării proprii [38]
- Descrierea fiecărei etape din procedura de proiectare pentru a-i conferi portabilitatea necesară în vederea dezvoltării oricărui circuit nou, nu doar aferent unității electronice de control al transmisiei automate, ci aplicabilă oricărei unități electronice de control
- Studiu analitic și comparativ: investigarea "pieței" semiconductorilor la momentul actual, în vederea selectării adecvate și de înaltă calitate a componentelor: MCU - SBC
- Propunerea unui concept inedit de alimentare unică, considerând doar 5V între microcontroler și SBC, plecând de la cerințe, precum cele legate de tensiuni de alimentare, de cost, de integrare, de timp, de posibilități de diagnoză și management al erorilor, de condiții de operare.
- Prezentarea criteriului pentru o proiectare robustă prin impunerea unor analize/ simulări ce cuprind scenarii în cele mai defavorabile cazuri. Nu se vor lua în considerare valorile tipice oferite de obicei în specificațiile tehnice ale producătorilor de componente
- Urmărirea celor mai restrictive reglementări privind siguranța funcțională
- Propunerea unui nou concept de activare a stării de siguranță funcțională în caz de eroare, cuprinzând toate cazurile de defectare
- Prezentarea conceptului de activare a stării de siguranță într-o manieră modulară – scalabilă. Cele două atribute contribuie la o ușoară integrare a circuitului propus într-un ciclu rapid de dezvoltare al unei unități electronice de control
- Atât arhitectura de alimentare unică de 5V, cât și arhitectura de activare a stării de siguranță sunt reutilizabile cu eforturi minime de adaptabilitate.

Capitolul 4. Contribuții la sistemul de alimentare în condiții de siguranță a unității electronice de control – sistem hibrid 48v

În capitolul 4 s-a prezentat tendința de electrificare din domeniul automotive, urmată de o descriere succintă a sistemelor hibride. De mare interes la momentul actual este sistemul mild-hibrid a cărui sursă principală de alimentare are nivelul de 48V. Plecând de la proiectarea unităților electronice de control aferente sistemelor mild-hibrid, s-au evidențiat regulile și cerințele specifice dezvoltării produselor, cu referire la standardele VDA320 [32] și ISO26262 [33]. Ca urmare a complexității sistemului mild-hibrid și a cerințelor noi impuse de siguranță și fiabilitate, s-a propus o nouă arhitectură de alimentare pentru unitatea de control al transmisiei automate de 48V. Pentru că siguranța funcțională este cea urmărită cu precădere, s-a urmărit capabilitatea unității de a monitoriza nivelurile tensiunilor de alimentare, dar și reacția întregului sistem în caz de eroare. În acest sens, conceptul propus a fost supus validării experimentale prin intermediul unei plăci prototip. Placa de test a fost proiectată pentru a acoperi o diversitate de erori (supratensiune, subtensiune), fiind utilizabilă atât pentru testare manuală, cât și automată. Conceptul de alimentare 48V a fost supus validării experimentale pentru a obține certificarea că va putea fi integrat oricând pentru aplicații TCU de serie de tipul hibrid.

S-au analizat următoarele aspecte:

- Prezentarea tendinței de electrificare printr-o descriere cuprinzătoare a sistemelor mild-hibrid 48V și prin evidențierea stării actuale privitor la cumulul provocărilor de proiectare
- Descrierea succintă a sistemului mild-hibrid a cărui sursă principală de alimentare are nivelul de 48V
- Sintetizarea reglementărilor în vigoare și a cerințelor pentru dezvoltarea unităților electronice, cu referire la standardele VDA320 și ISO26262
- Ca urmare a complexității sistemului mild-hibrid și a cerințelor noi impuse de siguranță și fiabilitate, s-a propus o nouă arhitectură de alimentare pentru unitatea electronică de control al transmisiei automate de 48V
- Propunerea unei noi arhitecturi TCU pentru un sistem mild-hibrid de 48V, în baza lucrării proprii [66]
- Prezentarea unei platforme de validare pentru arhitectura propusă, având ca și interes monitorizarea tensiunilor de alimentare, dar și reacția întregului sistem în caz de eroare
- Identificarea și expunerea tuturor avantajelor de a avea un concept validat încă din timpul fazei de dezvoltare a unui produs
- Proiectarea și implementarea unei platforme de testare pentru a acoperi o diversitate de erori (supratensiune, subtensiune), fiind utilizabilă atât pentru testare manuală, cât și automată
- Validarea experimentală a nivelurilor maxim admise pentru tensiunile aferente. Aceasta se face printr-un procedeu de injecție de erori descris detaliat. Nu în ultimul rând, importanța siguranței funcționale este de asemenea demonstrată prin definirea și validarea FTI pentru astfel de sisteme.
- Consolidarea conceptului de alimentare validat, care va putea fi integrat oricând pentru aplicații TCU de serie de tipul hibrid.

Capitolul 5. Contribuții privind evaluarea performanțelor termice ale sistemului de control al motorului– sistem hibrid 48V

Capitolul 5 a avut la bază cerințele de siguranță funcțională din punct de vedere termic. S-a pus accentul pe măsurarea temperaturii cu maximă acuratețe și importanța măsurărilor precise în domeniul automotive cu niveluri de siguranță ASIL ridicate. În prima parte a capitolului, autorul a enumerat posibilitățile de proiectare care există la momentul actual în ceea ce privește detecția temperaturii componentelor în circuit. Soluția oportună pentru identificarea circuitului de măsurat temperatura s-a ales utilizând metoda Pugh. În a doua parte, s-a urmărit validarea experimentală pentru componentele alese. S-a insistat pe faptul că defecțiunea sau degradarea circuitului de putere cauzate de funcționarea temperaturi ridicate pot fi anticipate dacă se ia în considerare auto-încălzirea componentelor în timpul fazei de proiectare. De mare interes au fost elementele în comutație, tranzistoare de tip MOSFET, întrucât ele sunt elementele principale din circuitul de putere din arhitectura TCU mild-hibrid. S-a investigat performanța termică a acestora și s-a propus o metodă de investigație a temperaturii joncțiunii, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii.

S-au analizat următoarele aspecte:

- Prezentarea posibilităților de proiectare care există la momentul actual în ceea ce privește măsurarea temperaturii interioare din cadrul unei unități electronice de control
- Revizuirea posibilităților existente în ceea ce privește modalitățile de măsurare a temperaturii joncțiunii componentelor
- Studiul analitic aplicând metoda Pugh în scopul identificării celei mai potrivite soluții în conformitate cu cerințele aplicației
- Propunerea, în baza lucrării proprii [94], a unei metode de investigare completă a temperaturii joncțiunii, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii. Defecțiunea sau degradarea circuitului de putere cauzate de funcționarea la temperaturi ridicate poate fi anticipată dacă se ia în considerare auto-încălzirea componentelor în timpul fazei de proiectare. De mare interes sunt aceste elemente în comutație, tranzistoare de tip MOSFET, întrucât ele sunt elementele principale din circuitul de putere din arhitectura TCU mild-hibrid.
- Evidențierea scalabilității metodei, întrucât există posibilitatea de reutilizare și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat ce integrează elemente de putere în comutație
- Validarea experimentă a comportamentului termic al componentelor de putere alese în proiectare. Doar prin validare se poate garanta că proiectarea respectă limitele și cerințele impuse de aplicație.

Capitolul 6. Contribuții privind estimarea duratei de viață a condensatoarelor ceramice multistrat din unitatea electronică de control

Capitolul 6 a pus accentul pe studiul siguranței funcționale din punct de vedere termic prin evaluarea fiabilității și robusteții componentelor electronice. S-au prezentat metode de estimare a duratei de viață a componentelor electronice, în special pentru componente pasive, precum condensatoarele ceramice multistrat (MLCC- Multilayer Ceramic Capacitors). Cercetarea a fost dedicată estimărilor privind durata de viață și distribuția duratei de viață pentru MLCC. Estimarea duratei de viață este necesară pentru a defini comportamentul MLCC în condițiile de operare și pentru a dovedi robustețea, fiabilitatea și siguranța proiectării. S-a considerat cazul cel mai defavorabil, atunci când există și stimuli externi de temperatură din cauza puterilor disipate din circuit. Astfel, capitolul a inclus contribuții în cea ce privește o estimare completă a duratei de viață, s-au luat în considerare influența temperaturii datorate de fenomenul de auto-încălzire.

S-au analizat următoarele aspecte:

- O introducere privind noțiunea de fiabilitate în general și mai apoi, definirea fiabilității pentru condensatoare ceramice multistrat - MLCC
- Trecerea în revistă a cunoștințelor teoretice existente cu privire metoda generică de estimare a duratei de viață a componentelor în general, respectiv o amplă documentare privind metoda prin accelerare.
- Prezentarea metodei de accelerare pentru calculul duratei de viață a condensatoarelor MLCC
- În baza lucrării proprii [121], propunerea unui algoritm de calcul ce contribuie la îmbunătățirea acurateții estimării duratei de viață, considerând și fenomenul de auto-încălzire a componentelor
- Propunerea unei proceduri de estimare completă a duratei de viață și a distribuției acesteia. Se evidențiază procesul decizional în ceea ce privește păstrarea/schimbarea componentei în funcție de rezultatul distribuției de viață calculate. Se decide dacă aceasta corespunde/nu criteriilor aplicației după aplicarea ciclului de îmbătrânire.
- Dezvoltarea unei interfețe grafice, cu posibilitate de reutilizare și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat, ce integrează calculul automat al distribuției duratei de viață pentru condensatoare de tip MLCC
- Evidențierea și în acest caz a noțiunii de scalabilitate/modularitate - interfață grafică este una generalizată, include datele specifice a șase producători diferiți de condensatoare ceramice calificate automotiv
- Validarea procedurii experimentale prin implementarea algoritmului pentru selecția MLCC în aplicația TCU

7.2. Contribuții personale

- ✓ S-a realizat o sinteză a configurațiilor actuale ale unităților electronice de control, clasificarea având la bază localizarea lor în autovehicul, precum și tipul sistemului de acționare (electrohidraulic sau electromecanic).
- ✓ S-a prezentat detaliat, în baza experienței proprii, procesul de proiectare și dezvoltarea a unui TCU: faza de concept prin definirea și analiza cerințelor, faza de proiectarea propriu-zisă cu activitățile specifice modelare/simulare/calcul, faza de implementare fizică și faza de validarea a produsului.
- ✓ S-a sintetizat cele mai importante cerințe care trebuie considerate pentru proiectarea unui TCU: costul, localizarea în autovehicul, tipul și algoritmul de control al motorului acționat, cerințele de siguranță funcțională, cerințele specifice producătorului autovehiculului, condițiile de operare, nivelul de integrare.
- ✓ S-a prezentat în detaliu ultimele tendințe de configurare ale circuitelor principale din structura unui TCU: circuitul de alimentare SBC, microcontrolerul, circuitul de control al punții invertore ASIC și elementele de comutație aferente.
- ✓ În baza modelului teoretic V-cycle s-a conturat procedura de proiectare TCU. Fiecărei etapă a fost descrisă amănunțit pentru a-i conferi portabilitatea necesară în vederea dezvoltării oricărui circuit nou, nu doar aferent unității electronice de control al transmisiei automate.
- ✓ S-a realizat un studiu analitic și comparativ în ceea ce privește investigarea "pieței" semiconductorilor la momentul actual. Scopul urmărit a fost de a selecta componente de top (microcontroler, SBC), de ultimă generație și de înaltă calitate.
- ✓ S-a propus nou concept de alimentare în configurație unică, doar 5V între microcontroler și SBC. În vederea definirii conceptului s-au considerat mai multe aspecte, precum: cerințele de operare, costul implementării, nivelul de integrare, capabilitatea de monitorizare și managementul erorilor.
- ✓ S-a propus un nou concept de activare a stării de siguranță funcțională în caz de eroare, cuprinzând toate cazurile de defectare. În definirea conceptului s-au considerat cele mai restrictive reglementări privind siguranța funcțională și cea termică.
- ✓ S-au sintetizat principalele reglementări și cerințe pentru sistemul de alimentare al unui TCU, cu referire la standardele VDA320 și ISO26262.
- ✓ Ca urmare a complexității sistemului mild-hibrid și a cerințelor noi impuse de siguranță și fiabilitate, s-a propus o nouă arhitectură de alimentare pentru unitatea electronică de control al transmisiei automate 48V.
- ✓ S-a realizat o platformă de validare pentru arhitectura propusă, având ca și interes monitorizarea tensiunilor de alimentare, dar și reacția întregului sistem în caz de eroare. Proiectarea și implementarea platformei de testare s-a realizat în așa fel încât să se poată acoperi o diversitate de erori (supratensiune, subtensiune), fiind utilizabilă atât pentru testare manuală, cât și validare automată
- ✓ S-au validat experimental nivelurile maxim admise pentru tensiunile aferente. S-a aplicat un procedeu de injecție de erori descris detaliat. Nu în ultimul rând, importanța siguranței funcționale a fost demonstrată prin definirea și validarea FTTI pentru astfel de sisteme.

- ✓ S-a realizat o sinteză a tuturor posibilităților de proiectare care există la momentul actual în ceea ce privește măsurarea temperaturii interioare din cadrul unei unități electronice de control TCU.
- ✓ S-a aplicat o analiză folosind metoda Pugh în scopul de a determina cea mai eficientă soluție de măsurare a temperaturii la nivel TCU în conformitate cu cerințele aplicației.
- ✓ S-a prezentat o metodă propusă de investigare completă a temperaturii joncțiunii, ținând cont și de temperatura datorată auto-încălzirii. Defecțiunea sau degradarea circuitului de putere cauzate de funcționarea temperaturi ridicate pot fi anticipate dacă se ia în considerare auto-încălzirea componentelor în timpul fazei de proiectare. De mare interes sunt elementele în comutație, tranzistoarele de putere de tip MOSFET, întrucât ele sunt elementele principale din circuitul de putere din arhitectura TCU mild-hibrid.
- ✓ S-a validat experimental comportamentul termic al tranzistoarelor.
- ✓ S-a propus o metodă de calcul ce oferă o precizie mai mare pentru estimarea duratei de viață a componentelor (exemplificat pe condensatoare ceramice multistrat - MLCC). Metoda propusă aduce ca și element de noutate un gradient de temperatură datorat fenomenului de auto-încălzire a componentelor. S-a detaliat în cadrul tezei strânsa conexiune între valoarea temperaturii de auto-încălzire și plasarea componentei în circuit.
- ✓ S-a definit procedura de estimare completă a duratei de viață, precum și distribuția duratei de viață. Autorul a propus un flux decizional în ceea ce privește păstrarea/schimbarea componentei în funcție de rezultatul distribuției de viață. Aplicând procedura menționată se poate decide dacă o componentă (după aplicarea ciclului de îmbătrânire) corespunde sau nu criteriilor aplicației.
- ✓ S-a dezvoltat o interfață grafică ce analizează în mod automat distribuția duratei de viață. Aceasta prezintă marele avantaj de a putea fi reutilizabilă și în alte aplicații cu nivel de siguranță ridicat ce integrează condensatoare de tip MLCC.
- ✓ S-a efectuat validarea procedurii prin implementarea algoritmului pentru selecția MLCC în aplicația TCU – studiu experimental.

7.3. Perspective de dezvoltare ulterioară

Concretizarea tuturor acestor arhitecturi îmbunătățite și a procedurilor de proiectare propuse în prezenta cercetare reprezintă un argument solid de utilizare în proiectarea viitoare a unităților electronice de control al transmisiei automate și nu numai, întrucât necesită doar o adaptare pentru specificul aplicației. Cum domeniul automotive este însă în plină dezvoltare, la fel și proiectarea hardware trebuie să urmeze același trend. Astfel, se subliniază încă o dată importanța de a avea arhitecturi concepute și proceduri bine-definite. Plecând de la procesul de proiectare prezentat în cadrul tezei pentru unități TCU alimentate clasic (12V) și pentru unități TCU hibride (48V), se poate extinde cercetarea către noi produse din domeniul automotive. Ca tendință majoră actualmente este tranziția către produsele aferente mobilității complet electrice datorate electrificării autovehiculelor.

Procesul de electrificare este unul de-a dreptul revoluționar pentru această industrie cuprinzând toate segmentele de dezvoltare: de la componente, unități electronice de control și până la autovehicule. În toate cele trei arii există necesitatea inovațiilor tehnologice, iar piața concurențială favorizează o dezvoltare cât mai rapidă. Nu numai concurența, ci și reglementările internaționale au forțat producătorii să inoveze. Dacă în perioada 2015-2020 s-au dezvoltat îndeosebi produse aferente arhitecturii clasice și hibride, perioada 2020 – 2025 pune accent pe unități electronice aferente arhitecturii complet electrice.

Urmărind acest trend, se prevăd tendințe tehnologice care vor influența complet proiectarea, deoarece acum bateriile autovehiculelor au tensiuni de alimentare de ordinul sutelor de volți: 400V, 800V. Cerințele și reglementările mai stricte pentru astfel de valori ale tensiunilor de alimentare obligă practic industria să exploreze topologii, componente și materiale complet noi. Practic, electronica de putere va domina această piață, de unde și nevoia apariției de componente electronice specifice, precum sunt **tranzistoare semiconductoare de putere de tip bandă interzisă largă: Wide Band Gap**. Introducerea componentelor noi, precum și definirea de concepte noi de alimentare pentru unitățile de control vor fi surse de studiu pentru cercetări viitoare.

Plecând de la procedurile de proiectare prezentate în cadrul acestei teze, dar abordând tehnologia nouă pentru produse aferente electrificării, se pot crea perspective de dezvoltare ulterioară. Propun ca procesul viitor de dezvoltare a unei unități electronice de control să se supună unui "V cycle" ușor modificat pentru a accentua **agilitatea** și perspicacitatea. Dacă dezvoltarea agilă se implementează foarte mult în dezvoltarea software, pentru proiectarea hardware încă nu e resimțită și e un punct de plecare oportun pentru produse complet noi.

7.4. Listă lucrări

- [1] **D.R. Biba**, M.C Ancuti, A. Ianovici, C. Sorandaru and S.Musuroi, "Power Supply Platform and Functional Safety Concept Proposals for a Powertrain Transmission Electronic Control Unit", *Electronics*, 9(10) 1580, 2020 <https://doi.org/10.3390/electronics9101580>
- [2] **D.R. Biba**, S. Muşuroi and M. Svoboda, "Powertrain 48V Power Supply Proposal and Safety Validation Voltage Levels for BLDC Motor Driver ASIC", 2018 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova, Romania, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICATE.2018.8551470
- [3] **D.R. Biba**, C. Sorândaru, C. Ancuţi and S. Muşuroi, "An Experimental Study of Temperature Influence for A Gate Driver and Power MOSFETS Used in A 48v Transmission Control Unit for A BLDC Actuator Control," 2019 International Conference on ENERGY and ENVIRONMENT (CIEM), Timisoara, Romania, 2019, pp. 104-108, doi: 10.1109/CIEM46456.2019.8937630
- [4] **D.R. Biba**, S. Musuroi and M. Svoboda, "A new approach to lifetime and loading stress level estimation for Multilayer Ceramic Capacitors in Electronic Control Units", 2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), Brasov, Romania, 2017, pp. 37-42, doi: 10.1109/OPTIM.2017.7974944
- [5] M. Svoboda, **D.R. Biba**, S. Musuroi, C.M Ancuti, C. Sorandaru, "Modeling of Squirrel Cage Induction Machine with S - function in MATLAB Simulink", 2017 14th International Conference on Engineering of Modern Electric Systems (EMES), Jun. 2018, pp.176-179
- [6] M. Svoboda, S. Musuroi, M. -C. Ancuti, C. Sorandaru and **D. Biba**, "Experimental model for measuring the currents in the rotor cage bars of an induction machine," 2018 International Conference and Exposition on Electrical And Power Engineering (EPE), Iasi, Romania, 2018, pp. 0091-0096, doi: 10.1109/ICEPE.2018.8559660.

ANEXE

Anexa 1. Calcul Mathcad pentru determinarea bobinei Vcore Inductor selection for Buck converter ($V_{out} = 5V$ - Vcore supply voltage)

1. Definitions and references

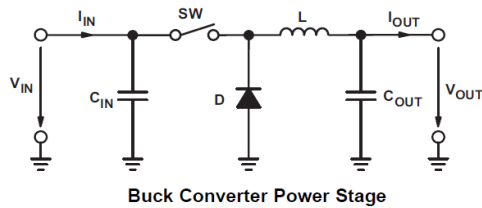
maxi ≡	0	index for maximum value
nomi ≡	1	index for nominal value
mini ≡	2	index for minimum value
runi ≡	(0..2)	run index for max/nom/min value

Fields marked in yellow must be filled in or option must be chosen by user

Fields marked in blue contain calculated values based on user input

Fields marked in green contain comments

2. Schematic



3. Input Information

3.1 Temperature

$T_{room} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

$T_{hot} = 125\text{ }^{\circ}\text{C}$

$T_{cold} = (-40)\text{ }^{\circ}\text{C}$

Set the room temperature (value in $^{\circ}\text{C}$)

Set the high temperature (value in $^{\circ}\text{C}$)

Set the low temperature (value in $^{\circ}\text{C}$)

3.2 Input voltage :

Data sheet information from SBC

V_{PRE} voltage pre-regulator

V_{PRE}	V_{PRE} output voltage			
	• Buck mode ($V_{SUP} > V_{SUP_UV_7}$)	6.25	-	6.75
	• Buck mode ($V_{SUP_UV_7} \geq V_{SUP} \geq 4.5\text{ V}$)	$V_{PRE_UV_4P3}$	V_{SUP} $-R_{DS(on)}_{PRE} \cdot I_{PRE}$	-
	• Boost mode ($V_{SUP} \geq 2.7\text{ V}$)	6.0	-	7.0

Data sheet information from SBC

$$V_{in} := \begin{pmatrix} 7 \\ 6.5 \\ 6 \end{pmatrix} V$$

Set the input voltage level of Buck converter (value in V)

3.3 Output voltage :

$$V_{out} := \begin{pmatrix} 5.15 \\ 5 \\ 4.85 \end{pmatrix} V$$

Set the output voltage of Buck converter (value in V)

3.4 Output current calculation:

Application current consumption

Microcontroller		TC397
I_EXT_RAIL: Digital ports	I_EVRC	250 mA
	I_EXTLVDS	14 mA
	I_FLEX	4 mA
I_DD_RAIL: Analog ports	I_EVAADC	84 mA
	I_DSADC	26 mA
I_DDP3: 3V3 programming ports	I_DDP3RAIL	50 mA
	I_DDP3PRC	10 mA
I_DD: Core	I_PORST	625 mA
	I_LDDC	80 mA
	I_LDD_GTM	60 mA
Maxim current=		1.20 A

SBC		SBC (MC33FS6512LAE)		
Regulator		V_CORE	V_CCA	V_AUX
Yout		5 V	5 V	5 V
Maxim current		1.50 A	0.30 A	0.40 A
Aurix TC397 (with CAN FD)		1.2 A	1	
Analog reference(VDDM)		0.11 A		1
HW Config		0.002 A		1
CAN 1 - TJA1051 / TLE7250		0.065 A	1	
CAN 2 - TJA1051 / TLE7250		0.065 A	1	
CAN FD - TJA1043		0.065 A	1	
LS Driver		0.0125 A		1
2 x ON/OFF HS Driver 1 - 7140AS		0.02 A		1
2 x Solenoid Driver		0.04 A		1
2 x Motor Driver (B6)		0.055 A		1
Current Shunt Monitor - INA196		0.01 A		1
Inhibitor Switch (PRND)		0.005 A		1
PRND Sensor		0.004 A		
E-Motor Sensor (AS5115)		0.05 A		1
5 x Presion sensors - SMP137		0.0625 A		1
5 x Temperature sensor - NTC/PTC		0.01 A		1
6 x Position sensore - MLX90360		0.09 A		1
Pull-up for internal signals		0.01 A		1
Pull-ups for external signals		0.01 A		1
Maxim current=		1.89 A	1.40 A	0.20 A
			0.28 A	

Application current consumption

$$I_{out} := \begin{pmatrix} 1.5 \\ 1.2 \\ 1 \end{pmatrix} A$$

Set the output current required by load (value in A)

$$k := \begin{pmatrix} 30 \\ 25 \\ 20 \end{pmatrix} \%$$

Set the inductor ripple current factor (value in %)

3.5 Switching frequency :

▼ Data sheet information from SBC

f_{sw_CORE}	V_{CORE} Switching Frequency	2.2	2.34	2.49	MHz	
----------------	--------------------------------	-----	------	------	-----	--

▲ Data sheet information from SBC

$$f_{sw} := \begin{pmatrix} 2.49 \\ 2.34 \\ 2.2 \end{pmatrix} \text{ MHz}$$

Set the switching frequency (value in MHz)

3.6 Forward voltage drop across diode

▼ Data sheet information from diode

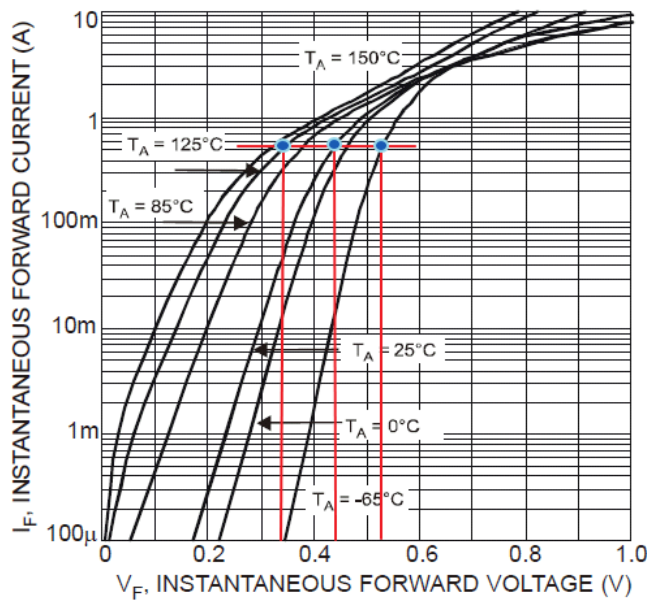


Figure 2 Typical Forward Characteristics

▲ Data sheet information from diode

$$V_{f_diode} := \begin{pmatrix} 0.51 \\ 0.415 \\ 0.34 \end{pmatrix} \text{ V}$$

Set the forward voltage of the diode (value in V)

3.7 Voltage drop across Rds_on

▲ Data sheet information from SBC

$R_{DS(on)_CORE}$	V_{CORE} Pass Transistor On Resistance	-	-	200	mΩ	
--------------------	--	---	---	-----	----	--

▼ Data sheet information from SBC

$$R_{ds_on} := \begin{pmatrix} 0.2 \\ 0.15 \\ 0.1 \end{pmatrix} \Omega$$

Set the Rds_on of transistor of Buck converter (value in Ω)

$$V_{Rds_on} := (R_{ds_on} \cdot I_{out})$$

$$V_{Rds_on} = \begin{pmatrix} 0.3 \\ 0.18 \\ 0.1 \end{pmatrix} V$$

4. CALCULATION

4.1 Calculation for Duty cycle

Formula for duty cycle calculation

$$Duty_Cycle := \frac{V_{out_nomi} + V_{f_diode_maxi}}{V_{in_maxi} - V_{Rds_on_maxi}}$$

Formula for duty cycle calculation

$$Duty_Cycle = 82.239\%$$

4.2 Calculation for ripple current through inductor

Formula for ILmin calculation

$$\Delta I_L := k \cdot I_{out_maxi} \quad I_{Lmin} = \frac{\Delta I_L}{2}$$

Formula for ILmin calculation

4.3 Calculation for minimum inductor value for CCM

Formula for inductor calculation

$$L_{buck_min} := \frac{(V_{in_maxi} - V_{out_nomi} - V_{Rds_on_maxi}) \cdot Duty_Cycl}{2 \cdot I_{Lmin_mini} \cdot f_{sw_mini}}$$

The inductor is sized such that the converter will remain in the continuous current mode through this range!

Formula for inductor calculation

$$L_{buck_min} = 2.118 \mu F$$

Inductor selection ---> $L_{core} := 2.2 \mu F$

Anexa 2. Calcul Mathcad pentru determinarea toleranțelor Vcore

5V-SBC Vcore supply voltage calculation (5V = Vext supply for TC3xx)

1. Definitions and references

maxi ≡ 0 index for maximum value
 nomi ≡ 1 index for nominal value
 mini ≡ 2 index for minimum value
 runi ≡ (0..2) run index for max/nom/min value

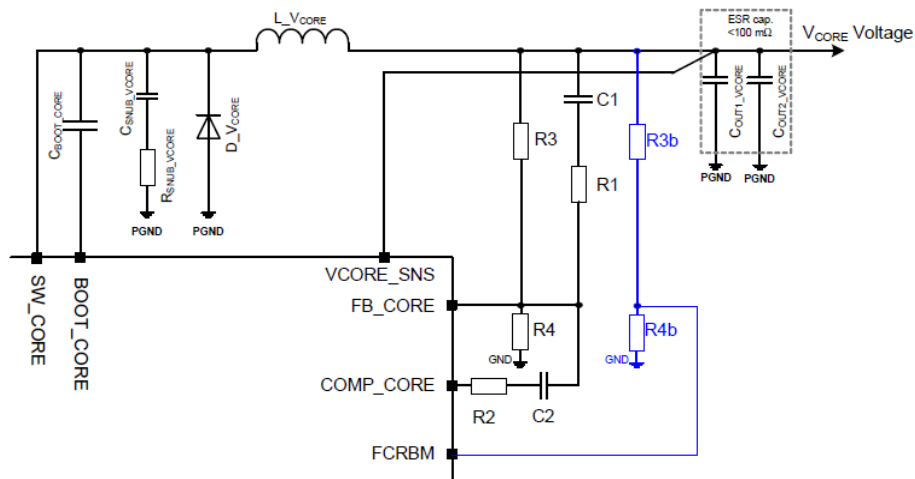
Fields marked in yellow must be filled in or option must be chosen by user

Fields marked in blue contain calculated values based on user input

Fields marked in green contain comments

2. Schematic

SBC datasheet



Typical Components selection for Vcore voltage (can be optimized with CNC tool)

Vcore voltage	R3(+/-1%)	R4(+/-1%)	R1(+/-5%)	C1	R2(+/-5%)	C2	Cout
1.23V	4.32KΩ	8.06KΩ	200Ω	220pF	39KΩ	1nF	2*10μF
3.3V	24.9KΩ	8.06KΩ	510Ω	680pF	18KΩ	150pF	2*10μF
5.0V	43KΩ	8.06KΩ	2.4KΩ	330pF	62KΩ	82pF	2*10μF

3. Requirements

Note 1: It is assumed that the PSBC Vcore is monitored / guaranteed with 10 % tolerance in order to fulfil ASIL-D

4. Input Information

4.1 Temperature

T_{room}= 25 °C

Set the room temperature (value in °C)

T_{hot}= 125 °C

Set the high temperature (value in °C)

T_{cold}= (-40) °C

Set the low temperature (value in °C)



4.2 Input voltage :

4.2.1 Vcore feedback input voltage



Data sheet information from PSBC

V_{core} voltage regulator

V _{COORE_FB}	V _{COORE} feedback input voltage	0.784	0.8	0.816	V
V _{COORE_FB_UV}	V _{COORE} FB undervoltage detection threshold	0.67	-	0.773	V
V _{COORE_FB_OV}	V _{COORE} FB overvoltage detection threshold	0.84	-	0.905	V



Data sheet information from PSBC

$$V_{COORE_FB} := \begin{pmatrix} 0.816 \\ 0.8 \\ 0.784 \end{pmatrix} V$$

Set the voltage reference level (value in V)

$$V_{COORE_FB_UV_maxi} := 0.773V$$

Set the voltage reference level (value in V)

$$V_{COORE_FB_UV_mini} := 0.67V$$

Set the voltage reference level (value in V)

$$V_{COORE_FB_OV_maxi} := 0.905V$$

Set the voltage reference level (value in V)

$$V_{COORE_FB_OV_mini} := 0.84V$$

Set the voltage reference level (value in V)

4.2.2 µC 5V digital supply in operating conditions



Datasheet information from uC TC3xx

Digital external supply voltage for pads and EVR	V _{EXT} SR	4.5	5.0	5.5 ²⁾	V	Nominal 5V Pad / Port Pin supply range. 5V pad parameters are valid.
--	---------------------	-----	-----	-------------------	---	--

2) Voltage overshoot to 6.5V is permissible, provided the duration is less than 2h cumulated. Reduced ADC accuracy and leakage is increased.



Datasheet information from uC TC3xx

$$uC_5V := \begin{pmatrix} 5.5 \\ 5 \\ 4.5 \end{pmatrix} V$$

Set the voltage level (value in V)

5. CALCULATION

5.1 Calculation for feedback resistors

5.1.1 Calculation for R3 (Pull-up resistor)

$R_{nomi} := 42.2k\Omega$	Set the resistor (value in K Ω)
tolerance_R = 0.1%	Set the resistor basic tolerance (value in %)
ageing_R = 0.25%	Set the resistor ageing (value in %)
$temp_coeff_R = 25 \frac{1}{10^6 K}$	Set the resistor temperature coefficient (value in ppm/K)

Resistance formula calculation

$$\Delta Temp := \begin{cases} Temp_{maxi} - Temp_{nomi} & \text{if } (Temp_{maxi} - Temp_{nomi}) \geq (Temp_{nomi} - Temp_{mini}) \\ Temp_{nomi} - Temp_{mini} & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$R_n(R, tolerance, ageing, temp_coeff, t) := \begin{bmatrix} R \cdot (1 + tolerance) \cdot (1 + ageing) \cdot (1 + |\Delta Temp| \cdot temp_coeff) \\ R \\ R \cdot (1 - tolerance) \cdot (1 - ageing) \cdot (1 - \Delta Temp \cdot temp_coeff) \end{bmatrix}$$

$$R3 := R_n(R_{nomi}, tolerance_R, ageing_R, temp_coeff_RT_hot)$$

Resistance formula calculation

$$R3 = \begin{pmatrix} 42.454 \\ 42.2 \\ 42.052 \end{pmatrix} \cdot K\Omega$$

5.1.2 Calculation for R4 (Pull-down resistor)

$R_{nomi} := 8.06k\Omega$	Set the resistor (value in K Ω)
tolerance_R = 0.1%	Set the resistor basic tolerance (value in %)
ageing_R = 0.25%	Set the resistor ageing (value in %)
$temp_coeff_R = 25 \frac{1}{10^6 K}$	Set the resistor temperature coefficient (value in ppm/K)

Resistance formula calculation

$$R4 = \begin{pmatrix} 8.108 \\ 8.06 \\ 8.032 \end{pmatrix} \cdot K\Omega$$

6. Results

6.1 Calculation for 5V thresholds values

(normal conditions, undervoltage and overvoltage)

▾ Formula for thresholds calculation

$$V_{core_5V} := \begin{pmatrix} V_{CORE_FB_maxi} \frac{R3_{maxi} + R4_{mini}}{R4_{mini}} \\ V_{CORE_FB_nomi} \frac{R3_{nomi} + R4_{nomi}}{R4_{nomi}} \\ V_{CORE_FB_mini} \frac{R3_{mini} + R4_{maxi}}{R4_{maxi}} \end{pmatrix}$$

$$V_{core_5V_OV} := \begin{pmatrix} V_{CORE_FB_OV_maxi} \frac{R3_{maxi} + R4_{mini}}{R4_{mini}} \\ V_{CORE_FB_OV_nomi} \frac{R3_{nomi} + R4_{nomi}}{R4_{nomi}} \\ V_{CORE_FB_OV_mini} \frac{R3_{mini} + R4_{maxi}}{R4_{maxi}} \end{pmatrix}$$

$$V_{core_5V_UV} := \begin{pmatrix} V_{CORE_FB_UV_maxi} \frac{R3_{maxi} + R4_{mini}}{R4_{mini}} \\ V_{CORE_FB_UV_nomi} \frac{R3_{nomi} + R4_{nomi}}{R4_{nomi}} \\ V_{CORE_FB_UV_mini} \frac{R3_{mini} + R4_{maxi}}{R4_{maxi}} \end{pmatrix}$$

▴ Formula for thresholds calculation

Voltage (Vcore) of PSBC:

$$V_{core_5V} = \begin{pmatrix} 5.129 \\ 4.989 \\ 4.85 \end{pmatrix} \text{ V}$$

Voltage 5V target for uC:

$$uC_5V = \begin{pmatrix} 5.5 \\ 5 \\ 4.5 \end{pmatrix} \text{ V}$$

$$V_{core_5V_UV_maxi} = 4.859 \text{ V}$$

$$V_{core_5V_OV_maxi} = 5.689 \text{ V}$$

$$V_{core_5V_UV_mini} = 4.145 \text{ V}$$

$$V_{core_5V_OV_mini} = 5.196 \text{ V}$$

6.2 Vcore error calculation (%)

▼ Formula for voltage error calculation

$$V_{core_error\%_{mini}} := \left(\frac{V_{core_5V_{mini}} - V_{core_5V_{nomi}}}{V_{core_5V_{nomi}}} \right) \quad V_{core_error\%_{maxi}} := \left(\frac{V_{core_5V_{maxi}} - V_{core_5V_{nomi}}}{V_{core_5V_{nomi}}} \right)$$

$$uC_5V_error\%_{mini} := \left(\frac{uC_5V_{mini} - uC_5V_{nomi}}{uC_5V_{nomi}} \right) \quad uC_5V_error\%_{maxi} := \left(\frac{uC_5V_{maxi} - uC_5V_{nomi}}{uC_5V_{nomi}} \right)$$

▲ Formula for voltage error calculation

Voltage error (%) of SBC:

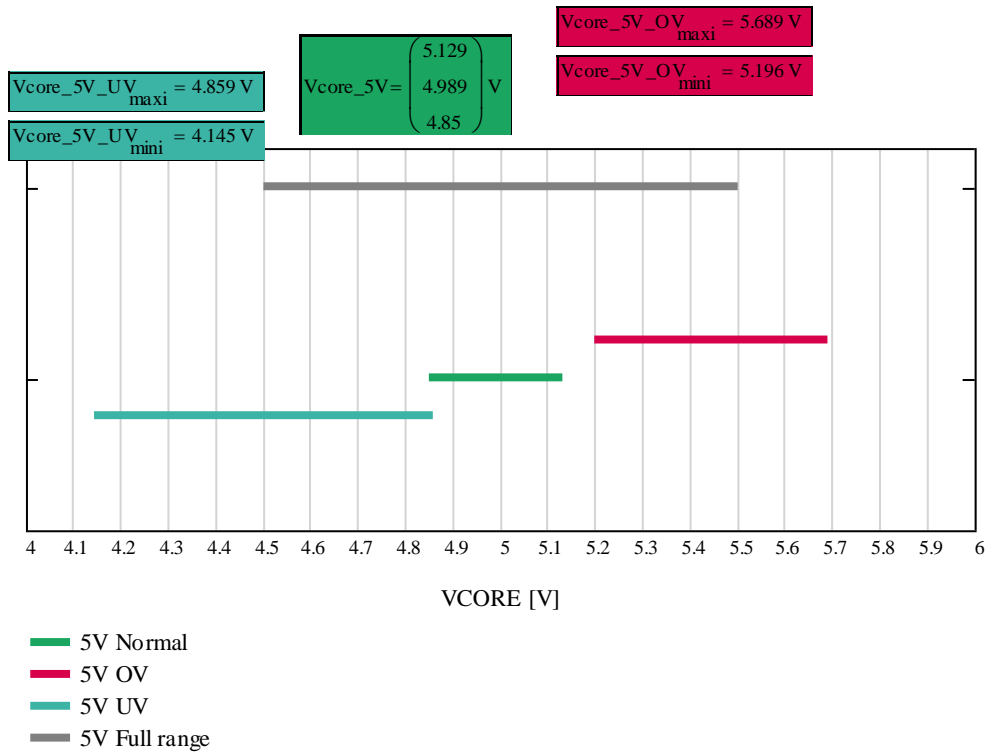
$$V_{core_error\%_{mini}} = -2.778 \%$$

$$V_{core_error\%_{maxi}} = 2.817 \%$$

Voltage error (%) target for uC:

$$uC_5V_error\%_{mini} = -10 \%$$

$$uC_5V_error\%_{maxi} = 10 \%$$



Anexa 3. Calcul Mathcad pentru determinarea puterii disipate a tranzistoarelor de putere

Power dissipation calculation for B6 MOSFETs

1. Definitions and references

maxi = 0 index for maximum value
 nomi = 1 index for nominal value
 mini = 2 index for minimum value
 runi = (0..2) run index for max/nom/min value

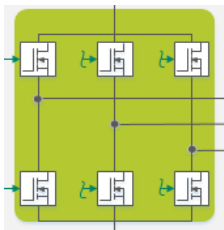
$m\Omega = 10^{-3}\Omega$

Fields marked in yellow must be filled in or option must be chosen by user

Fields marked in blue contain calculated values based on user input

Fields marked in green contain comments

2. Schematic



3. Input Information

$V_{DD} = 60V$

Set the VPS Supply Voltage (value in V)

$I_D = 25A$

Set the maximum drain current (value in A)

$R_{OH} = 10\Omega$

Set the max. gate resistors for high-side (value in Ω)

$R_{OL} = 10\Omega$

Set the max. gate resistors for low-side (value in Ω)

$V_{GSF}(MOSFET) := \begin{cases} 10V & \text{if } MOSFET = "STH315N10F7-6" \\ 10V & \text{if } MOSFET = "IPB180N10S4-02" \\ 10V & \text{if } MOSFET = "IAUT300N10S5N015" \end{cases}$

Set Gate-to-Source Voltage ($V_{GSF} \gg V_{GSTH}$)

$V_{GSTH}(MOSFET) := \begin{cases} 4.5V & \text{if } MOSFET = "STH315N10F7-6" \\ 3.5V & \text{if } MOSFET = "IPB180N10S4-02" \\ 3V & \text{if } MOSFET = "IAUT300N10S5N015" \end{cases}$

Gate-to-Source Threshold Voltage (Datasheet value)

$V_{GP}(MOSFET) := \begin{cases} 6.25 \cdot V & \text{if } MOSFET = "STH315N10F7-6" \\ 4.75V & \text{if } MOSFET = "IPB180N10S4-02" \\ 4.01V & \text{if } MOSFET = "IAUT300N10S5N015" \end{cases}$

"Miller" Gate plateau Voltage (Datasheet value)

$R_G(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 4.7\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 1.6\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 3.5\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Gate Resistance (Datasheet value)
$C_{iss}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 1.1 \cdot 12800\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 14600\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 16011\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Datasheet values
$C_{oss}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 1.1 \cdot 3500\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 4760\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 2496\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Datasheet values
$C_{iss}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 1.1 \cdot 170\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 460\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 126\text{pF} & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Datasheet values
$R_{DSON}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 2.3\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 2.5\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 1.5\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Drain-to-Source "ON" State Resistance Datasheet values, $T_j=25^\circ\text{C}$
$R_{DSON_125}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 1.6 \cdot 2.3\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 1.4 \cdot 2.5\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 1.4 \cdot 1.5\text{m}\Omega & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Drain-to-Source "ON" State Resistance Datasheet values, $T_j=125^\circ\text{C}$
$Q_{rr}(\text{MOSFET}) := \begin{cases} 200\text{nC} & \text{if MOSFET} = \text{"STH315N10F7-6"} \\ 183\text{nC} & \text{if MOSFET} = \text{"IPB180N10S4-02"} \\ 230\text{nC} & \text{if MOSFET} = \text{"IAUT300N10S5N015"} \end{cases}$	Reverse recovery charge

4. MOSFET characterization

4.1 Calculation of MOSFET internal capacitance

Calculation of MOSFET internal capacitances:

$$V_{DSON}(\text{MOSFET}, I_D) := I_D \cdot R_{DSON_125}(\text{MOSFET})$$

"On" State Drain-to-Source Voltage ($I_D \cdot R_{DSON}$)

$$C_{GD}(\text{MOSFET}) := C_{iss}(\text{MOSFET})$$

Reversed Capacitance ($C_{RSS} = C_{GD}$)

$$C_{GS}(\text{MOSFET}) := C_{iss}(\text{MOSFET}) - C_{GD}(\text{MOSFET})$$

Input Capacitance ($C_{ISS} = C_{GS} + C_{GD}$)

$$C_{DS}(\text{MOSFET}) := C_{oss}(\text{MOSFET}) - C_{GD}(\text{MOSFET})$$

Output Capacitance ($C_{OSS} = C_{DS} + C_{GD}$)

4.2 Calculation of MOSFET TURN ON time (t_R)

$$R_g(\text{MOSFET}) = R_{OH} + R_G(\text{MOSFET})$$

$$t_1(\text{MOSFET}) := (R_g(\text{MOSFET})) \cdot (C_{GS}(\text{MOSFET}) + C_{GD}(\text{MOSFET})) \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{V_{GSTH}(\text{MOSFET})}{V_{GSF}(\text{MOSFET})}}\right)$$

$$t_2(\text{MOSFET}) := (R_g(\text{MOSFET})) \cdot (C_{GS}(\text{MOSFET}) + C_{GD}(\text{MOSFET})) \cdot \ln\left(\frac{1}{1 - \frac{V_{GP}(\text{MOSFET})}{V_{GSF}(\text{MOSFET})}}\right)$$

$$t_{3_2}(\text{MOSFET}, V_{DD}) := \frac{(V_{DD} - V_{DSON}(\text{MOSFET}, I_D)) \cdot (R_g(\text{MOSFET})) \cdot C_{GD}(\text{MOSFET})}{V_{GSF}(\text{MOSFET}) - V_{GP}(\text{MOSFET})}$$

$$t_R(\text{MOSFET}, V_{DD}) := \frac{V_{DD} \cdot C_{iss}(\text{MOSFET}) \cdot R_g(\text{MOSFET})}{V_{GSF}(\text{MOSFET}) - V_{GP}(\text{MOSFET})} + R_g(\text{MOSFET}) \cdot C_{iss}(\text{MOSFET}) \cdot \ln\left(\frac{V_{GSF}(\text{MOSFET}) - V_{GSTH}(\text{MOSFET})}{V_{GSF}(\text{MOSFET}) - V_{GP}(\text{MOSFET})}\right)$$

$$t_1(\text{"STH315N10F7-6"}) = 123.738\text{-ns}$$

$$t_1(\text{"IPB180N10S4-02"}) = 72.957\text{-ns}$$

$$t_1(\text{"IAUT300N10S5N015"}) = 77.095\text{-ns}$$

$$t_2(\text{"STH315N10F7-6"}) = 203.008\text{-ns}$$

$$t_2(\text{"IPB180N10S4-02"}) = 109.128\text{-ns}$$

$$t_2(\text{"IAUT300N10S5N015"}) = 110.775\text{-ns}$$

$$t_{3_2}(\text{"STH315N10F7-6"}, V_{DD}) = 43.915\text{-ns}$$

$$t_{3_2}(\text{"IPB180N10S4-02"}, V_{DD}) = 60.894\text{-ns}$$

$$t_{3_2}(\text{"IAUT300N10S5N015"}, V_{DD}) = 17.023\text{-ns}$$

$$t_R(\text{"STH315N10F7-6"}, V_{DD}) = 123.253\text{-ns}$$

$$t_R(\text{"IPB180N10S4-02"}, V_{DD}) = 97.154\text{-ns}$$

$$t_R(\text{"IAUT300N10S5N015"}, V_{DD}) = 50.718\text{-ns}$$

4.3 Calculation of MOSFET TURN OFF time (tF)

$$t_4(\text{MOSFET}) := (R_{OL} + R_G(\text{MOSFET})) \cdot (C_{GS}(\text{MOSFET}) + C_{GD}(\text{MOSFET})) \cdot \ln\left(\frac{V_{GSF}(\text{MOSFET})}{V_{GP}(\text{MOSFET})}\right)$$

$$t_{5_4}(\text{MOSFET}, V_{DD}) := (R_{OL} + R_G(\text{MOSFET})) \cdot C_{GD}(\text{MOSFET}) \cdot \left(\frac{V_{DD} - V_{DSON}(\text{MOSFET}, I_D)}{V_{GP}(\text{MOSFET})}\right)$$

$$t_{6_5}(\text{MOSFET}, V_{DD}) := (R_{OL} + R_G(\text{MOSFET})) \cdot C_{GD}(\text{MOSFET}) \cdot \left(\frac{V_{DD} - V_{DSON}(\text{MOSFET}, I_D)}{V_{GP}(\text{MOSFET})}\right)$$

$$t_F(\text{MOSFET}, V_{DD}) := (R_{OL} + R_G(\text{MOSFET})) \cdot \left[C_{iss}(\text{MOSFET}) \cdot \left(\frac{V_{DD}}{V_{GP}(\text{MOSFET})}\right) + C_{iss}(\text{MOSFET}) \cdot \left(\frac{V_{GP}(\text{MOSFET})}{V_{GSTH}(\text{MOSFET})}\right) \right]$$

$$t_4(\text{"STH315N10F7-6"}) = 97.279\text{-ns}$$

$$t_4(\text{"IPB180N10S4-02"}) = 126.078\text{-ns}$$

$$t_4(\text{"IAUT300N10S5N015"}) = 197.515\text{-ns}$$

$$t_{5_4}(\text{"STH315N10F7-6"}, V_{DD}) = 26.349\text{-ns}$$

$$t_{5_4}(\text{"IPB180N10S4-02"}, V_{DD}) = 67.304\text{-ns}$$

$$t_{5_4}(\text{"IAUT300N10S5N015"}, V_{DD}) = 25.429\text{-ns}$$

$$t_{6_5}(\text{"STH315N10F7-6"}, V_{DD}) = 26.349\text{-ns}$$

$$t_{6_5}(\text{"IPB180N10S4-02"}, V_{DD}) = 67.304\text{-ns}$$

$$t_{6_5}(\text{"IAUT300N10S5N015"}, V_{DD}) = 25.429\text{-ns}$$

$$t_F(\text{"STH315N10F7-6"}, V_{DD}) = 313.856\text{-ns}$$

$$t_F(\text{"IPB180N10S4-02"}, V_{DD}) = 297.248\text{-ns}$$

$$t_F(\text{"IAUT300N10S5N015"}, V_{DD}) = 314.37\text{-ns}$$

5. Power loss calculation

5.1 Conduction losses

D= 0.9 90% Duty cycle: f.sw:10kHz

$$P_{Q_cond}(\text{MOSFET}, I_D, D) := I_D^2 \cdot R_{DS(on)}(\text{MOSFET}) \cdot D$$

$$P_{Q_cond}(\text{"STH315N10F7-6"} , I_D, D) = 2.07 \text{ W}$$

$$P_{Q_cond}(\text{"IPB180N10S4-02"} , I_D, D) = 1.969 \text{ W}$$

$$P_{Q_cond}(\text{"IAUT300N10S5N015"} , I_D, D) = 1.181 \text{ W}$$

5.2 Switching losses

$$f_s := 10\text{kHz} \quad \text{90\% Duty cycle: f.sw:10kHz}$$

$$P_{Q_sw}(\text{MOSFET} , V_{DD}, I_D) := \left(\frac{V_{DD} \cdot I_D}{2} \cdot t_R(\text{MOSFET} , V_{DD}) + \frac{V_{DD} \cdot I_D}{2} \cdot t_F(\text{MOSFET} , V_{DD}) + V_{DD} \cdot Q_{rr}(\text{MOSFET}) \right) \cdot f_s$$

$$P_{Q_sw_orig}(\text{MOSFET} , V_{DD}) := \left[\left(\frac{t_R(\text{MOSFET} , V_{DD}) + t_F(\text{MOSFET} , V_{DD})}{2} \right) \cdot V_{DD} \cdot I_D + V_{DD} \cdot Q_{rr}(\text{MOSFET}) \right] \cdot f_s$$

$$P_{Q_sw}(\text{"STH315N10F7-6"} , V_{DD}, I_D) = 3.398 \text{ W}$$

$$P_{Q_sw}(\text{"IPB180N10S4-02"} , V_{DD}, I_D) = 3.068 \text{ W}$$

$$P_{Q_sw}(\text{"IAUT300N10S5N015"} , V_{DD}, I_D) = 2.876 \text{ W}$$

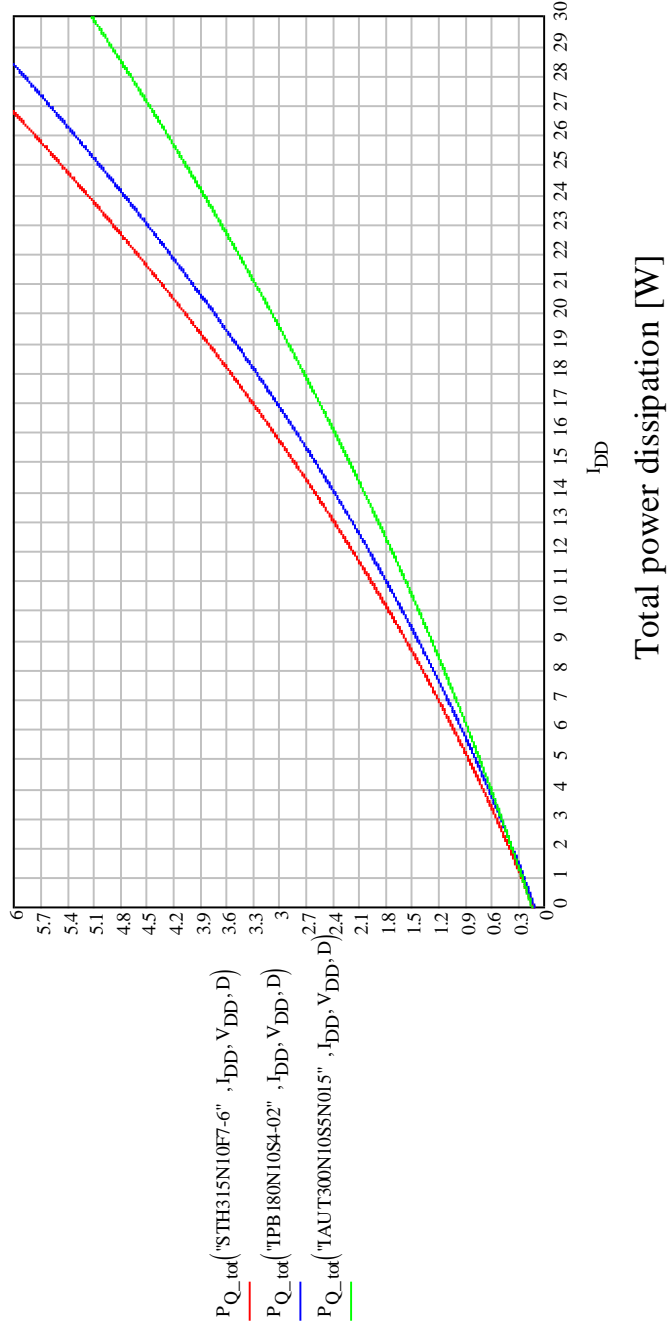
5.3 Total MOSFET power dissipation (losses = conduction + switching)

$$P_{Q_tot}(\text{MOSFET} , I_D, V_{DD}, D) := P_{Q_sw}(\text{MOSFET} , V_{DD}, I_D) + P_{Q_cond}(\text{MOSFET} , I_D, D)$$

$$P_{Q_tot}(\text{"STH315N10F7-6"} , I_D, V_{DD}, D) = 5.468 \text{ W}$$

$$P_{Q_tot}(\text{"IPB180N10S4-02"} , I_D, V_{DD}, D) = 5.037 \text{ W}$$

$$P_{Q_tot}(\text{"IAUT300N10S5N015"} , I_D, V_{DD}, D) = 4.057 \text{ W}$$



BIBLIOGRAFIE

- [1] R. K. Jurgen, "Electric and Hybrid-Electric Vehicles - Overviews and Viewpoints", SAE International, USA, 2011
- [2] X. Wang, D. Gunasekaran, A. Taylor, W. Qian and F. Z. Peng, "Comprehensive Design and Control of Electric Powertrain Evaluation Platform for Next Generation EV/HEV Development", 2018 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC), Long Beach, CA, USA, 2018, pp. 237-242, doi: 10.1109/ITEC.2018.8450118
- [3] O. Hegazy, et al., "An Advanced Power Electronics Interface for Electric Vehicles Applications" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 12, pp. 5508-5521, Dec. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2013.2256469
- [4] Continental AG, R. Stark, "Innovative Technologies for Transmission Control Units", Schaeffler Symposium 2010
- [5] R. Harrison, R. P. Monfared and L. Lee, "Business driven engineering for powertrain industry", 2009 IEEE Conference on Emerging Technologies & Factory Automation, Palma de Mallorca, Spain, 2009, pp. 1-4, doi: 10.1109/ETFA.2009.5347248
- [6] Z. Sun and K. Hebbale, "Challenges and opportunities in automotive transmission control" Proceedings of the 2005, American Control Conference, 2005., Portland, OR, USA, 2005, pp. 3284-3289 vol. 5, doi: 10.1109/ACC.2005.1470477
- [7] https://www.4tuning.ro/istorie-auto/povestea-primei-cutii-automate-din-lume-hydramatic-transmisia-care-a-schimbata-istoria-30779.html?fb_comment_id=1197784450252864_1198374730193836
- [8] <https://wikicro.icu/wiki/Hydramatic>
- [9] S. Rinderknecht and T. Meier, "Electric power train configurations and their transmission systems", SPEEDAM 2010, Pisa, Italy, 2010, pp. 1564-1568, doi: 10.1109/SPEEDAM.2010.5542276
- [10] T. Meier, S. Rinderknecht and R. Fietzek, "Electric Power Train Configurations with Appropriate Transmission Systems", SAE Technical Paper Series, vol.1, 2011
- [11] G. Wagner, "Application of Transmission Systems for Different Driveline Configurations in Passenger Cars", SAE Technical Paper 2001-01-0882
- [12] S. Lin, S. Chang and B. Li, "Gearshift system design for automated manual transmission based on an electromagnetic actuator", 2011 International Conference on Electrical and Control Engineering, Yichang, China, 2011, pp. 2250-2253, doi: 10.1109/ICECENG.2011.6057584
- [13] J. Gao and Z. Liu, "Integrated Powertrain Control of Gearshift for Automatic Transmission", 2010 First International Conference on Pervasive Computing, Signal Processing and Applications, Harbin, China, 2010, pp. 239-242, doi: 10.1109/PCSPA.2010.65
- [14] M. Kluger, and D. Fussner, "An Overview of Current CVT Mechanisms, Forces and Efficiencies", SAE Technical Paper 970688
- [15] W. Guangqiang, Y. Weibin and Q. Datong, "Key technique of dual clutch transmission control system", Chinese Journal of Mechanical Engineering, vol. 43, no. 2, pp. 13-19, 2007
- [16] B. Matthes, 2005, "Dual Clutch Transmissions-Lessons learned and future potential", SAE paper no 2005-01-1021
- [17] P. D. Walker, B. Zhu and N. Zhang, "Powertrain dynamics and control of a two speed dual clutch transmission for electric vehicles", Mechanical Systems and Signal Processing, vol. 85, pp. 1-15, 2017
- [18] W. Xia, X. Qiao and H. Xu, "The study of dual clutch automatic transmission starting control", 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), Ningbo, China, 2011, pp. 4594-4596, doi: 10.1109/ICECC.2011.6066730

- [19] J. Zhang, J. Guo and L. Gui, "Study on launch control strategies of dual clutch transmission" 2012 IEEE International Conference on Mechatronics and Automation, Chengdu, China, 2012, pp. 1142-1147, doi: 10.1109/ICMA.2012.6283411
- [20] A. S. Joshi, N. P. Shah and C. Mi, "Modeling and simulation of a dual clutch hybrid vehicle powertrain" 2009 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, Dearborn, MI, USA, 2009, pp. 1666-1673, doi: 10.1109/VPPC.2009.5289682
- [21] https://www.zf.com/products/en/cars/products_65820.html
- [22] Continental AG, A. Schulze, "The Smart Actuator Platform as a Modular System for Energy Efficient and Dynamic Actuators and Pumps", 15th International CTI Symposium, December
- [23] R.I. Lorincz, "Contributions to the Optimization of Permanent Magnet Brushless Dc Motor Control Systems", Phd Thesis, UPT, 2011
- [24] Kong Huifang and Wang Ye, "Design of TCU for vehicle six-speed automatic transmissions" The 2nd International Conference on Information Science and Engineering, Hangzhou, 2010, pp. 6541-6544, doi: 10.1109/ICISE.2010.5689476
- [25] <https://encyclopedia.pub/entry/26507>
- [26] R. Webber, "The Persistence of Waterfall Planning, in Unlocking Agile's Missed Potential", IEEE, 2022, pp.1-7, doi: 10.1002/9781119849117.ch1
- [27] F. Miller, R. Paradis and K. Whalen, "Iterative development life cycle (IDLC): a management process for large scale intelligent system development", Proceedings Third International Conference on Tools for Artificial Intelligence - TAI 91, San Jose, CA, USA, 1991, pp. 520-521, doi: 10.1109/TAI.1991.167042
- [28] F. Prutianu, "Contribuții privind Structurile de Testare Automată cu Aplicații în Automotive", Phd. Thesis, UPT, 2012
- [29] Press release, "Vitesco Technologies Supplies Renault with Actuator Module for Electrified Transmissions", Dec. 2020
- [30] L. Molnar, "Contribuții la Modelarea și Simularea Circuitelor Dedicat pentru Controlul Inteligent al Pompelor de Combustibil de Înaltă Presiune din Domeniul Automotive", Phd. Thesis, UPT, 2019
- [31] LV124 Standard
- [32] LV148 Standard
- [33] ISO26262 Standard
- [34] IEC61508 Standard
- [35] ISO21780 Standard
- [36] L. Zhang, Z. Zheng and X. Lou, "A review of WBG and Si devices hybrid applications" in Chinese Journal of Electrical Engineering, vol. 7, no. 2, pp. 1-20, June 2021, doi: 10.23919/CJEE.2021.000012
- [37] R. Patel, B. Panda, Snehalika and P. Dash, "A Comprehensive Analysis on the Performance of SiC and GaN Devices," 2022 International Virtual Conference on Power Engineering Computing and Control: Developments in Electric Vehicles and Energy Sector for Sustainable Future (PECCON), Chennai, India, 2022, pp. 1-5, doi: 10.1109/PECCON55017.2022.9851186
- [38] D.R. Biba, M.C Ancuti, A. Ianovici, C. Sorandaru and S.Musuroi, "Power Supply Platform and Functional Safety Concept Proposals for a Powertrain Transmission Electronic Control Unit", Electronics, 9(10) 1580, 2020 <https://doi.org/10.3390/electronics9101580>
- [39] K. Douzane, F. Vidal-Naquet, N. Pernet and C. Straub, "Components and tooling to reduce complexity and cost in E/E powertrain system design for hybrid electric vehicles", 2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27), Barcelona, Spain, 2013, pp. 1-7, doi: 10.1109/EVS.2013.6914954
- [40] J. Shi and R. Smith, "Built-In Self-Test for Embedded Voltage Regulator," 4th IEEE International Symposium on Electronic Design, Test and Applications (delta 2008), Hong Kong, China, 2008, pp. 133-136, doi: 10.1109/DELTA.2008.41.
- [41] Texas Instruments, "Switching regulator fundamentals", Application Note SNVA559C, Sept. 2019

- [42] M. Abou-Gabal, "Importance of Integrated Circuit (IC) packaging in semiconductor companies design flow", 2011 IEEE GCC Conference and Exhibition (GCC), Dubai, United Arab Emirates, 2011, pp. 355-356, doi: 10.1109/IEEEGCC.2011.5752553
- [43] P. Kilian, et al., "Emergency Operation in the Power Supply Domain According to ISO26262", IEEE Access, vol. 10, pp. 47557-47569, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3170903
- [44] P. Kilian, O. Koller, P. Van Bergen, C. Gebauer and M. Dazer, "Safety-Related Availability in the Power Supply Domain", IEEE Access, vol. 10, pp. 47869-47880, 2022, doi: 10.1109/ACCESS.2022.3171261
- [45] J. G. Kassakian, "Automotive electrical systems-the power electronics market of the future," APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (Cat. No.00CH37058), New Orleans, LA, USA, 2000, pp. 3-9 vol.1, doi: 10.1109/APEC.2000.826075
- [46] <https://www.researchandmarkets.com/reports/5601267/global-microcontroller-mcu-market-growth#cat-pos-10>
- [47] <https://www.researchandmarkets.com/reports/5349180/system-basis-chip-market-report-global-industry#product--related-products>
- [48] A. N. Lokanathan and J. B. Brockman, "Efficient worst case analysis of integrated circuits" Proceedings of the IEEE 1995 Custom Integrated Circuits Conference, Santa Clara, CA, USA, 1995, pp. 237-240, doi: 10.1109/CICC.1995.518176
- [49] F. Meng, D. Wang, P. Yang and G. Xie, "Application of sum-of-squares method in estimation of region of attraction for nonlinear polynomial systems", IEEE Access, August 2019, pp. 1-1. 10.1109/ACCESS.2020.2966566.
- [50] F. Prutianu, V. Popescu and P. C. Ioana Monica, "Validation system for power supply module part of automotive ECUs", 2012 10th International Symposium on Electronics and Telecommunications, Timisoara, Romania, 2012, pp. 75-78, doi: 10.1109/ISETC.2012.6408069
- [51] W. Kong, et al., "Vehicle electrical power management system based on an adaptive dual-path controller power supply" 2011 International Conference on Electronics, Communications and Control (ICECC), Ningbo, China, 2011, pp. 2383-2386, doi: 10.1109/ICECC.2011.6066668
- [52] B. Meissner, G. Richter, "Vehicle electric power systems are under change! Implications for design, monitoring and management of automotive batteries", Journal of Power Sources, Volume 95, Issues 1-2, 2001, Pages 13-23, ISSN 0378-7753, doi.org/10.1016/S0378-7753(00)00607-8
- [53] Infineon, "SMU Safety Management Unit", AURIX™ TC2xx Microcontroller Training, C1.0, Mar. 2019
- [54] MCU TC39x: <https://www.infineon.com/cms/en/product/microcontroller/32-bit-tricore-microcontroller/32-bit-tricore-aurix-tc3xx/aurix-family-tc39xx/>
- [55] MCU TC39xx user manual: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-AURIX_TC39x-UserManual-v01_00-EN.pdf?fileId=5546d462712ef9b7017182d371dc1d95
- [56] MCU SR6P7C3: <https://www.st.com/en/automotive-microcontrollers/sr6p7c4.html>
- [57] MCU RH850/C1M-Ax: <https://www.renesas.com/us/en/products/microcontrollers-microprocessors/rh850-automotive-mcus/rh850c1m-ax-microcontroller-g3mh-cpu-core-ideal-hev-ev-motor-control>
- [58] MCU S32K358: <https://www.nxp.com/products/processors-and-microcontrollers/s32-automotive-platform/s32k-general-purpose-mcus:S32K-MCUS>
- [59] MCU TMS570LC4357: <https://www.ti.com/product/TMS570LC4357>
- [60] SBC MC33FS6512LAE: <https://www.nxp.com/part/MC33FS6512LAE#/>
- [61] SBC CY329: <https://www.bosch-semiconductors.com/system-ics/engine-management-systems/cy329/>
- [62] SBC TLE9278-3BQX: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-TLE9278-3BQX%20V33-DataSheet-v01_50-EN.pdf?fileId=5546d462689a790c0168c75d4d546425
- [63] SBC L9396 <https://www.st.com/resource/en/datasheet/l9396.pdf>
- [64] SBC NCV7471C: <https://www.onsemi.com/pdf/datasheet/ncv7471-d.pdf>

- [65] "48-volt mild hybrid applications and developments" in Automotive 48-volt Technology, SAE, 2016, pp.19-27
- [66] D.R. Biba, S. Muşuroi and M. Svoboda, "Powertrain 48V Power Supply Proposal and Safety Validation Voltage Levels for BLDC Motor Driver ASIC", 2018 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE), Craiova, Romania, 2018, pp. 1-5, doi: 10.1109/ICATE.2018.8551470
- [67] R. Ellinger, S. Jones, H. Kassler and R. Shankavaram, "The path from combustion to electrification using modular powertrain concepts" 2017 IEEE Transportation Electrification Conference (ITEC-India), Pune, India, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/ITEC-India.2017.8333834
- [68] Zvei Die Elektroindustrie, "48-Volt Electrical Systems –A Key Technology Paving to the Road to Electric Mobility", white paper, April 2016
- [69] Rutronik, "48 Volt On-Board Network - A Transitional Technology, or Key to the Mobility of Tomorrow?", Press release, Mar. 2021
- [70] <https://electronica-azi.ro/o-tehnologie-de-tranzitie-sau-cheia-pentru-mobilitatea-de-maine/>
- [71] <https://electronica-azi.ro/imbunatatirea-confortului-in-tranzitia-catre-conducerea-autonoma/>
- [72] VCor Powerbench, "Why are Power Designs Moving to 48V?", White paper, 2018
- [73] AVL Engineering and Technology, "48V Mild Hybrid Systems -Market Needs and Technical Solutions", AVL UK Expo 2014
- [74] <https://www.seg-automotive.com/48v/mild-hybrid-technology/>
- [75] <https://www.avnet.com/wps/portal/us/resources/article/not-just-a-stopgap-how-48v-mild-hybrid-systems-boost-performance/>
- [76] <https://www.idtechex.com/en/research-report/48v-full-hybrid-48v-mild-hybrid-48v-bev-cars-markets-technology-roadmap-2021-2041/777>
- [77] <https://www.automarket.ro/stiri/sistem-de-propulsie-mild-hibrid-85623.html>
- [78] <https://www.autoweek.com/news/a36331077/48-volt-hybrid-system-explained/>
- [79] <https://www.electronicsspecifier.com/industries/automotive/what-is-a-belt-or-integrated-starter-generator>
- [80] Z. Tan, J. Nan, L. Zhang and B. Liu, "The Control Strategy Simulation for Novel 48V Mild Hybrid System Based on Advisor," 2020 IEEE 6th International Conference on Control Science and Systems Engineering (ICCSSE), Beijing, China, 2020, pp. 111-117, doi: 10.1109/ICCSSE50399.2020.9171976
- [81] S. Hayslett, K. Van Maanen, W. Wenzel and T. Husain, "The 48-V Mild Hybrid: Benefits, Motivation, and the Future Outlook", IEEE Electrification Magazine, vol. 8, no. 2, pp. 11-17, June 2020, doi: 10.1109/MELE.2020.2985481
- [82] S. A. Fayazi, S. Farhangi and B. Asaei, "Fuel consumption and emission reduction of a mild hybrid vehicle" 2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL, USA, 2008, pp. 216-221, doi: 10.1109/IECON.2008.4757955
- [83] S. Saponara, P. Tisserand, P. Chassard and D. My-Ton, "DC/DC converter integrated architecture for 48V supplies in micro/mild hybrid vehicle electrical engine control module", 2016 IEEE 16th International Conference on Environment and Electrical Engineering (EEEIC), Florence, Italy, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/EEEIC.2016.7555855
- [84] S. Saponara, P. Tisserand, P. Chassard and D. -M. Ton, "Design and Measurement of Integrated Converters for Belt-Driven Starter-Generator in 48 V Micro/Mild Hybrid Vehicles", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 53, no. 4, pp. 3936-3949, July-Aug. 2017, doi: 10.1109/TIA.2017.2687406
- [85] D. Gollub, M. Kretschmer and A. Heyl, "Defining Safety Requirements for Hybrid Electric Vehicles Using System Simulation" 2008 3rd IET International Conference on System Safety, Birmingham, 2008, pp. 1-5, doi: 10.1049/cp:20080737
- [86] F. A. d. Silva, A. C. Bagbaba, S. Hamdioui and C. Sauer, "Efficient Methodology for ISO26262 Functional Safety Verification," 2019 IEEE 25th International Symposium on On-Line Testing and Robust System Design (IOLTS), Rhodes, Greece, 2019, pp. 255-256, doi: 10.1109/IOLTS.2019.8854449

- [87] J. Henriksson, M. Borg and C. Englund, "Automotive Safety and Machine Learning: Initial Results from a Study on How to Adapt the ISO26262 Safety Standard", 2018 IEEE/ACM 1st International Workshop on Software Engineering for AI in Autonomous Systems (SEFAIAS), Gothenburg, Sweden, 2018, pp. 47-49
- [88] Cadence Automotive Solutions, A. Nardi and A. Antonino, "Functional Safety Methodologies for Automotive Applications", white paper, 2019
- [89] Cadence Automotive Solutions, R. Schweiger, D. Langen and J. Muller. "Holistic FMEDA-Driven Safety Design and Verification for Analog, Digital, and Mixed-Signal Design", white paper, 2019
- [90] A. Singh, A. Mohanty and C. A. "m. Design of Electrical Safety and Protection Systems for Hybrid Electric Cars," 2021 Innovations in Power and Advanced Computing Technologies (i-PACT), Kuala Lumpur, Malaysia, 2021, pp. 1-5, doi: 10.1109/i-PACT52855.2021.9696670.
- [91] A. R. Ruddle, et al., "Safety and failure analysis of electrical powertrain for fully electric vehicles and the development of a prognostic health monitoring system," IET Hybrid and Electric Vehicles Conference 2013 (HEVC 2013), London, 2013, pp. 1-6, doi: 10.1049/cp.2013.1911
- [92] G. Juez, et al., "Safety assessment of automated vehicle functions by simulation-based fault injection," 2017 IEEE International Conference on Vehicular Electronics and Safety (ICVES), Vienna, Austria, 2017, pp. 214-219, doi: 10.1109/ICVES.2017.7991928
- [93] N. Vichare, and M.G. Pecht, "Prognostics and Health Management of Electronics," IEEE Transation. on Components and Packaging Technologies, Vol. 29, No. 1, March 2006, pp. 222-229
- [94] D.R. Biba, C. Sorândaru, C. Ancuți and S. Mușuroi, "An Experimental Study of Temperature Influence for A Gate Driver and Power MOSFETS Used in A 48v Transmission Control Unit for A BLDC Actuator Control," 2019 International Conference on ENERGY and ENVIRONMENT (CIEM), Timisoara, Romania, 2019, pp. 104-108, doi: 10.1109/CIEM46456.2019.8937630
- [95] H. Wang, M. Liserre and F. Blaabjerg, "Toward Reliable Power Electronics: Challenges Design Tools and Opportunities", IEEE Industrial Electr. Magazine, vol. 7, no. 2, pp. 17-26, Jun. 2013
- [96] F. Renken and R. Knorr, "High temperature electronic for future hybrid powertrain application," 2005 European Conference on Power Electronics and Applications, Dresden, Germany, 2005, pp. 7 pp.-P.7, doi: 10.1109/EPE.2005.219769
- [97] D.-L. Blackburn, "Temperature measurements of semiconductor devices-A review", Proceedings 20th Annu. Semicond. Therm. Meas. Manage. Symp, pp. 70-80, Mar. 11-24, 2004
- [98] J. Altet, S. Grauby, S. Volz, "Advanced Techniques for IC Surface Temperature Measurements", Electronics Cooling, 2002.
- [99] Texas Instruments, "Temperature compensation using high-accuracy temperature sensors", Application Note SNOAA27, Mar. 2019
- [100] R. Mukherjee, O.M. Seda, "Systematic Temperature Sensor Allocation and Placement for Microprocessors", Design Automation Conference, 43rd ACM/IEEE, pp. 542-547, 2006
- [101] P. Bratek and A. Kos, "Temperature Sensors Placement Strategy for Fault Diagnosis in Integrated Circuits", SEMI-THERM, 2001
- [102] P. O'Connor and A. Kleyner, Practical Reliability Engineering, Wiley, 2012.
- [103] H. Wang, K. Ma and F. Blaabjerg, "Design for reliability of power electronic systems", Proc. IEEE Industrial Electronics Society Annu. Conf. (IECON), pp. 33-44, 2012
- [104] Texas Instruments, "High-Performance Processor Die Temperature Monitoring", Application Note SNOAA29A, Feb. 2019
- [105] P.K. Ramamoorthy and A. Bono, "Measurement and Characterization of Die Temperature Sensor", 2014 Semiconductor Thermal Measurement and Management Symposium (SEMI-THERM), DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2014.6892213, Mar. 2014
- [106] <https://www.allaboutcircuits.com/technical-articles/thermocouple-principles-seebeck-effect-seebeck-voltage-seebeck-coefficients/>
- [107] Maxim Integrated, Application Note "Monitor Heat Dissipation in Electronic Systems by Measuring Active Component Die Temperature", May 2015

- [108] N. Baker, S. Munk-Nielsen, F. Iannuzzo, M. Liserre, "Online junction temperature measurement using peak gate current," APEC 2015, pp.1270-1275, 2015
- [109] N. Baker, M. Liserre, L. Dupont, and Y. Avenas, "Junction temperature measurements via thermo-sensitive electrical parameters and their application to condition monitoring and active thermal control of power converters", IECON 2013, pp.942-948, 2013
- [110] Y. Avenas, L. Dupont and Z. Khatir, "Temperature Measurement of Power Semiconductor Devices by Thermo-Sensitive Electrical Parameters-A Review", IEEE Trans. Power Electron, vol. 27, no. 6, pp. 3081-3092, June 2012.
- [111] D.L. Blackburn, "A review of thermal characterization of power transistors", Proc. 4th Annu. IEEE Semicond. Therm. Temp. Meas. Symp, pp. 1-7, Feb. 10-12, 1988
- [112] D. Barlini, M. Ciappaa, M. Mermet-Guyennet, W. Fichtnera, "Measurement of the transient junction temperature in MOSFET devices under operating conditions," Microelectronics Reliability vol. 47, no. 9-11, pp. 1707-1712, 2007
- [113] U. Scheuermann, "Power cycling lifetime of advanced power modules for different temperature swings", Proc. Power Convers. Intell. Motion, pp. 59-64, 2002
- [114] JEDEC Standard, Failure Mechanisms and Models for Semiconductor Devices JEP122C JEDEC Solid State Technology Association Arlington VA, pp. 1-36, Mar. 2006
- [115] R. Koh and T. Lizuka, "Self-heating Parameter Extraction of Power MOSFETs Based on Transient Drain Current Measurements and on the 2-cell Self-heating Model", 2012 IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures, pp.191-195, 2012
- [116] NXP Semiconductors, Application Note "i.MX 6 Temperature Sensor Module", Mar. 2017
- [117] SBC datasheet: <https://www.ti.com/product/LM5576-Q1/part-details/LM5576Q0MHX/NOPB>
- [118] Mosfet datasheet: <https://www.st.com/resource/en/datasheet/sth315n10f7-2.pdf>
- [119] Mosfet datasheet: https://www.infineon.com/dgdl/Infineon-IPB180N10S4_02-DS-v01_00-en.pdf?fileId=db3a30433d1d0bbe013d2129cf8a2f88
- [120] Mosfet datasheet: <http://www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/automotive-mosfet/iaut300n10s5n015>
- [121] D.R. Biba, S. Musuroi and M. Svoboda, "A new approach to lifetime and loading stress level estimation for Multilayer Ceramic Capacitors in Electronic Control Units", 2017 International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM) & 2017 Intl Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics (ACEMP), Brasov, Romania, 2017, pp. 37-42, doi: 10.1109/OPTIM.2017.7974944
- [122] N. Vichare and M.G. Pecht, "Prognostics and Health Management of Electronics," IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies, Vol. 29, No. 1, March 2006, pp. 222-229.
- [123] R-W Johnson, "The Changing Automotive Environment: High-temperature Electronics", IEEE Transactions on Electronics Packaging Manufacturing, Volume: 27, Issue: 3, pp 164-176, July 2004
- [124] G. Maher, "Highly Accelerated Life Testing (HALT) of K-4500 Low Fired X7R Dielectric; Proceedings of the Passive Components for Power Electronics Workshop; Pittsburgh, PA, USA. 26-27 April 2000; pp. 26-27
- [125] M. Catelani, L. Ciani, G. Guidi and G. Patrizi, "Accelerated Testing and Reliability estimation of electronic boards for automotive applications", 2021 IEEE International Workshop on Metrology for Automotive (MetroAutomotive), Bologna, Italy, 2021, pp. 199-204, doi: 10.1109/MetroAutomotive50197.2021.9502884
- [126] C. Bhargava, R. Gupta, R. Sarma and A. Sachdeva, "Failure Prediction and Reliability analysis of Multi-layer Ceramic Capacitor for ground mobile applications", SSRN Electronic Journal, RTIR February 2019, Vol 6, Issue 2, p 50-54, 2019
- [127] NASA, "Reliability of Multilayer Ceramic Capacitors with Base-Metal Electrodes", EEE Parts Bulletin, April/May 2013, Volume 5, Issue 2 (Published since 2009)
- [128] L.A Escobar and W.Q Meeker, "Review of Accelerated Test Models", Statistical Science, 2006, Vol. 21, No. 4, 552-577, DOI: 10.1214/088342306000000321
- [129] T. Prokopowicz and A. Vaskas, "Research and Development, Intrinsic Reliability, Subminiature Ceramic Capacitors," Final Report, ECOM-9705-F, 1969 NTIS AD-864068

- [130] J-R Yoon, K-M Lee and S-W Lee, "Analysis the Reliability of Multilayer Ceramic Capacitor with inner Ni Electrode under highly eAccelerated Life Test Conditions," in Transactions on Electrical and Electronic Materials Vol. 10, No. 1, February 25, 2009
- [131] R. Munikoti and P. Dhar, "Highly accelerated life testing (HALT) for multilayer ceramic capacitor qualification", IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology, pp. 342-345, August 2002.EIA Standard (RS-198C)
- [132] A.M Hernández-López, et al., "Reliability of X7R Multilayer Ceramic Capacitors During High Accelerated Life Testing (HALT)", doi: 10.3390/ma11101900
- [133] A. Gurav, C. Scruggs, R. Turner and T. Ashburn, "Considerations for base-metal electrode (BME) ceramic capacitors for high reliability applications", Proceedings of the CARTS International-ECA, Houston, Texas, USA. 25-28 March 2013
- [134] J.-R. Yoon, K.M. Lee and S.W. Lee, "Analysis the Reliability of Multilayer Ceramic Capacitor with inner Ni Electrode under highly Accelerated Life Test", Conditions. Trans. Electr. Electr. Mater. 2009; 10:5-8. doi: 10.4313/TEEM.2009.10.1.005
- [135] T. Nakamura, et.al., "Improvement of the Reliability of Dielectrics for MLCC", ICC3: Symposium 6: Advances in Electro Ceramics, IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 2011; 18:092007, doi:10.1088/1757-899X/18/9/092007
- [136] Military Handbook reliability prediction for electronic components MIL217Plus
- [137] Military Handbook reliability prediction for electronic components MIL-DBK217F notice 2, 1995
- [138] Guide FIDES, "Guide d'évaluation prévisionnelle de la fiabilité", 2009
- [139] JEDEC, "HIGHLY ACCELERATED TEMPERATURE AND HUMIDITY STRESS TEST (HAST),2015
- [140] JEITA Standard RCR-2335-C, "Calculation of estimated lifetime and estimated failure", Annex F, p. 78, Tokyo, Revised in March 2014
- [141] Garvanov, I. Zarev and B. Rakovic, "The Influence of Temperature to the Regularity of Life Cycle", Electrical Apparatus and Technologies (SIELA), 18th International Symposium, May 2014
- [142] M.Pecht, P.Lall and H.Hakim, "Influence of Temperature on Microelectronics and System Reliability: A Physics of Failure Approach", Lavoisier 2006
- [143] F. Bayle and A. Mettas, "Temperature Acceleration Models in Reliability Predictions: Justification & Improvements", 2010 Reliability and Maintainability Symposium," San Jose, CA, USA, January 25-28, 2010
- [144] B. S. Rawal and N. H. Chan, "Failure Analysis of Multilayer Ceramic Capacitors," in Proceedings of the Workshop on the Reliability of Multilayer Ceramic Capacitors, 1981, pp. 118-124
- [145] J. Gu, M-H. Azarian and M-G. Pecht, "Failure Prognostics of Multilayer Ceramic Capacitors in Temperature-Humidity-Bias Conditions", in 2008 International Conference on Prognostics and Health Management, May 2008.
- [146] Vishay. P.Coppens, "Reliability considerations applicable to MLCCs", Apr.2008
- [147] TDK Specification, "CGJ Series/ High reliability Chip Capacitors", May 2014
- [148] AVX Specification, "AVX Surface Mount - Ceramic Chip Capacitors", V8.1
- [149] AVX, B. S. Rawal and N. H. Chan, "Conduction and Failure Mechanisms In Barium Titanate Based Ceramics Under Highly Accelerated Conditions", AVX Corporation Corporate Research Laboratory
- [150] Murata Specification, "Chip Multilayer Ceramic Capacitors for Automotive". Jul 2017
- [151] Taiyo Yuden, "MLCC Technology Advances Open New Market Opportunities", White paper
- [152] Kemet, "Ceramic Capacitor Aging: What to expect"