



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Σχεδίαση και Ανάπτυξη Πλατφόρμας Ασύρματης Δικτύωσης Περιβαλλοντικών Αισθητήρων με Υποστήριξη Τροφοδοσίας από Energy Harvesting

Νίκος Γκιώνης

Εξεταστική Επιτροπή

Καθηγητής Καλαϊτζάκης Κωνσταντίνος (Επιβλέπων)

Αναπλ. Καθηγητής Κουτρούλης Ευτύχιος

Αναπλ. Καθηγητής Δεληγιαννάκης Αντώνιος

Χανιά, Ιούνιος 2021

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας.

Ευχαριστώ ιδιαίτερα τον Επιβλέποντα Καθηγητή μου κ. Κωνσταντίνο Καλαϊτζάκη, τόσο για την καθοδήγηση στην εργασία αυτή, όσο και για τις γνώσεις που μας παρείχε και την ξεχωριστή συνεισφορά του γενικότερα στις σπουδές μας στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, καθώς και τους Αναπληρωτές Καθηγητές κ. Ευτύχιο Κουτρούλη και κ. Αντώνιο Δεληγιαννάκη για τη συνεισφορά τους, ως μέλη της τριμελούς επιτροπής στην παρούσα εργασία.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τους συνεργάτες μου στην ομάδα TUC Eco Racing της σχολής Μηχανικών Παραγωγής και Διοίκησης και ιδιαίτερα τον κ. Σάββα Πιπερίδη, για τις γνώσεις και τα εφόδια που απέκτησα κατά τη διετή μου συμμετοχή σε αυτήν.

Τέλος, την ευγνωμοσύνη μου στους ιδιαίτερους ανθρώπους που συνεισέφεραν, ο καθένας με τον τρόπο του, όλο αυτό το διάστημα.

Περίληψη

Η παρούσα εργασία είχε ως στόχο τη σχεδίαση και την ανάπτυξη δύο πρωτότυπων, αυτόνομων συστημάτων περιβαλλοντικών αισθητήρων, με υποστήριξη τροφοδοσίας από energy harvesting. Αναπτύχθηκαν ένα αυτόνομο θαλάσσιο σύστημα αισθητήρων και ένα αυτόνομο, επεκτάσιμο και ευέλικτο χερσαίο σύστημα με δυνατότητα τηλεμετρίας, που μπορεί να λειτουργεί ως πλατφόρμα διασύνδεσης αισθητήρων και ως κόμβος σε δίκτυο αισθητήρων. Η ενεργειακή αυτονομία και των δύο συστημάτων μπορεί να υποστηρίζεται από energy harvesters. Μελετήθηκαν διαφορετικές επιλογές energy harvesting και η επίδρασή τους στην αυτονομία του χερσαίου συστήματος, και δημιουργήθηκαν κατάλληλα προγράμματα για την ανάκτηση, την επεξεργασία και την αποθήκευση των δεδομένων που συλλέγονται από τα προτεινόμενα συστήματα αισθητήρων.

Το πρώτο μέρος της εργασίας αφορά στην παρουσίαση των δομικών μονάδων ενός συστήματος αισθητήρων καθώς και στη βιβλιογραφική έρευνα γύρω από τις τεχνολογίες που αξιοποιούνται σε ένα σύστημα και ένα δίκτυο αισθητήρων. Επίσης παρουσιάζονται διαφορετικές τεχνολογίες συγκομιδής ενέργειας (energy harvesting) καθώς και ο εξοπλισμός που χρειάζεται για την αξιοποίηση ανανεώσιμων πηγών σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος.

Το δεύτερο μέρος αφορά στη σχεδίαση των πρωτοτύπων συστημάτων αισθητήρων. Το πρώτο σύστημα αποσκοπεί στη συλλογή υποβρύχιων μετρήσεων της υδάτινης στήλης. Χρησιμοποιεί αισθητήρες αγωγιμότητας, θερμοκρασίας νερού, pH, υδροστατικής πίεσης και θολερότητας, και τα δεδομένα αποθηκεύονται τοπικά στο σύστημα σε μνήμη flash. Το δεύτερο σύστημα είναι μία πλατφόρμα διασύνδεσης αισθητήρων, η οποία παρέχει μεγάλη ευελιξία ως προς τον αριθμό και τον τύπο των αισθητήρων που μπορούν να διασυνδεθούν σε αυτή. Στην παρούσα εργασία, συνδέθηκαν σε αυτήν αισθητήρες θερμοκρασίας, βαρομετρικής πίεσης, σχετικής υγρασίας, ταχύτητας και διεύθυνσης ανέμου, έντασης ηλιακής και UV ακτινοβολίας, σωματιδίων σκόνης και βροχόπτωσης. Τα δεδομένα που συλλέγονται μπορούν είτε να αποθηκευτούν τοπικά είτε να μεταδοθούν ασύρματα, μέσω LoRa, στο σταθμό βάσης. Σημαντικό μέρος της σχεδίασης των συστημάτων είναι η ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ενέργειας με χρήση αποδοτικών τροφοδοτικών και τεχνικών εξοικονόμησης, ενώ το δεύτερο σύστημα αξιοποιεί energy harvesting για περαιτέρω βελτίωση της αυτονομίας του. Τα δύο συστήματα κατασκευάστηκαν με χρήση πρωτότυπου εξοπλισμού εκτύπωσης PCB πλακετών.

Μεγάλη έμφαση δόθηκε και στην ανάπτυξη πρωτότυπων energy harvesters κα-

θώς και κυκλωμάτων διαχείρισης της ενέργειάς τους. Αναπτύχθηκαν ένας φωτοβολταϊκός, ένας θερμοηλεκτρικός, ένας ηλεκτρομαγνητικός και ένας πιεζοηλεκτρικός energy harvester τύπου σημαίας.

Το τρίτο μέρος παρουσιάζει την σχεδίαση των πειραματικών διατάξεων για τη μελέτη τόσο των συστημάτων αισθητήρων, όσο και των συστημάτων energy harvesting. Το θαλάσσιο σύστημα αισθητήρων τοποθετήθηκε σε κατάλληλο στεγανό κουτί, με τα αισθητήρια να έχουν πρόσβαση στο νερό, και προσαρτήθηκε σε καταδυτικό κλωδό. Το χερσαίο σύστημα τοποθετήθηκε σε ειδικό κουτί που παρέχει προστασία των ηλεκτρονικών πλακετών και τοποθετήθηκε σε ιστό μαζί με τους περιφερειακούς αισθητήρες. Επίσης σχεδιάστηκαν διατάξεις για τη μελέτη της απόδοσης των συστημάτων energy harvesting, καταγράφοντας τις περιβαλλοντικές συνθήκες και την κατάστασή τους και προσομοιώνοντας, όπου ήταν αναγκαίο, ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας.

Το τέταρτο μέρος της εργασίας αφορά στα αποτελέσματα των πειραματικών διατάξεων. Από τη μελέτη των energy harvesters προέκυψε ότι ο φωτοβολταϊκός harvester είχε μέγιστη απόδοση 9.41%, ενώ η παραγόμενη ισχύς του αρκεί ώστε το χερσαίο σύστημα να επιτύχει πλήρη ενεργειακή αυτονομία για περιόδους δειγματοληψίας μεγαλύτερες των 10 λεπτών. Ο θερμοηλεκτρικός harvester παράγει αρκετά χαμηλότερη ισχύ και καταλαμβάνει συνολικά αρκετά μεγαλύτερο χώρο με συνέπεια να υστερεί σημαντικά του φωτοβολταϊκού, ιδίως λαμβάνοντας υπόψιν ότι στη συγκεκριμένη εφαρμογή αξιοποιούν την ίδια πηγή ενέργειας (ηλιακή ακτινοβολία). Ο πιεζοηλεκτρικός harvester ήταν επίσης πλήρως λειτουργικός, ωστόσο χρειάζεται η αξιοποίηση περισσότερων πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων προκειμένου να συνεισφέρει ουσιαστικά στην αυτονομία του συστήματος. Τέλος, ο ηλεκτρομαγνητικός harvester παράγει αρκετά χαμηλή τάση εξόδου, οπότε δεν αξιοποιήθηκε.

Επιπλέον παρουσιάζονται εναλλακτικά σενάρια κατανάλωσης και αυτονομίας για το χερσαίο σύστημα, μελετώντας την επίδραση της περιόδου δειγματοληψίας και του φωτοβολταϊκού energy harvesting. Όσον αφορά στα δεδομένα των μετρήσεων των συστημάτων αισθητήρων, για το χερσαίο σύστημα αναπτύχθηκε ειδικό software στο σταθμό βάσης που λαμβάνει και ανακτά σε αξιοποιήσιμη μορφή τα δεδομένα, ενώ αντίστοιχα για το θαλάσσιο σύστημα υπάρχει ένα αντίστοιχο software προεπεξεργασίας των δεδομένων προκειμένου να γίνουν αξιοποιήσιμα. Ο χρήστης μπορεί να επιλέξει μέσω του software SensorDataPlotter και του γραφικού περιβάλλοντος που παρέχει, το χρονικό διάστημα και τον τύπο των μετρήσεων που τον ενδιαφέρει και είτε να δημιουργήσει διαγράμματα με τις

μετρήσεις που έχουν συλλεχθεί, είτε να αποθηκεύσει τα δεδομένα της επιλογής του σε ξεχωριστό αρχείο.

Τέλος στο πέμπτο μέρος παρουσιάζονται αναλυτικά τα συμπεράσματα της εργασίας και προτείνονται πιθανές βελτιώσεις και επεκτάσεις των συστημάτων που αναπτύχθηκαν, καθώς και προοπτικές για πιο αποδοτική αξιοποίηση κατάλληλων energy harvesters για κάθε εφαρμογή.

Abstract

The aim of the present thesis is to design and develop two original environmental sensors systems, with energy harvesting supported power supply. The first system is autonomous and is used in marine environments, and the second is an autonomous, highly expandable and versatile terrestrial system with telemetry capabilities, which can function both as a sensors interface platform and as a node in a sensors network.

Both systems can improve their autonomy by incorporating energy harvesting devices. Several different energy harvesting techniques were studied, as well as their impact on the terrestrial system's autonomy and a special software was developed in order to support the retrieval, processing and storage of the data collected by the proposed sensors systems.

The first part of the thesis discusses the theoretical background behind the technologies and the basic components used in sensors systems and networks. Furthermore, various energy harvesting techniques are presented, as well as the required equipment needed in order to efficiently harvest energy from renewable energy sources in low power applications.

The second part presents the design of the two prototypes: The first system is used for underwater measurements of the water column. It utilizes sensors for conductivity, water temperature, pH, hydrostatic pressure, and turbidity, and its data are stored locally in a flash memory. The second system is a sensors' interface platform, which provides great versatility in the number and type of sensors to be connected. In this thesis, a temperature, barometric pressure and relative humidity sensor, an anemometer, a UV and solar radiation sensor, a dust sensor and a rain sensor are used. The collected measurement data can either be stored locally, or transmitted to the base station via LoRa.

A very important aspect of both systems designs was the minimization of their power consumption, by utilizing highly effective power supplies as well as energy saving techniques. The second system also utilizes energy harvesting to further improve its autonomy. Both systems were constructed by using prototype PCB printing equipment.

Emphasis was given in the development of prototype energy harvesters as well as their energy management circuits. A photovoltaic, a thermoelectric, an electromagnetic and a piezoelectric "flag type" harvester were constructed.

The third part presents the design of the experimental setups used to study

and verify the functionality of both sensors systems and the energy harvesting systems. The marine sensors system was placed in a suitable waterproof housing, with the sensors protruding from it, and was attached to a diving cage. The terrestrial system was also placed in a waterproof housing, to protect its electronic circuits, and was attached to a mast together with the peripheral sensors. Furthermore, experimental setups were designed to study the performance of the energy harvester systems, by simultaneously monitoring and recording the harvesters' output and the environmental conditions during the experiment, and also by simulating realistic environmental conditions, where needed.

The fourth part of the thesis presents and discusses the results of the conducted experiments. The energy harvesters' analysis showed that the photovoltaic harvester achieved a maximum efficiency of 9.41%, and its power was sufficient to provide total energy autonomy to the terrestrial system, for sampling periods greater than 10 minutes. The thermoelectric harvester provides less power and it requires significantly larger space in order to be installed, and subsequently is overall inferior to the photovoltaic harvester, especially considering that in the proposed application, both harvesters utilize the same energy source (solar radiation). The piezoelectric harvester proved to be fully functional, however, more piezoelectric crystals have to be used in order for the harvester to have a noteworthy contribution to the autonomy of the sensors system. Lastly, the electromagnetic harvester had a very low output voltage, and therefore, it was not used.

Moreover, different power consumption and autonomy scenarios and strategies are discussed for the second system, investigating the effect of the sampling period and the photovoltaic energy harvesting. Furthermore, suitable software was developed for the base station to retrieve and preprocess the transmitted data from the terrestrial system, and to preprocess the data of the marine system. The user can then access the data using the graphical interface of the prototype SensorDataPlotter program, select the time period and measurements of interest, and either plot them or store them in a dedicated file.

The fifth part presents in detail the conclusions of the thesis and several improvements and extensions to the proposed systems are suggested. Finally, several possible ways are discussed for an improved utilization of energy harvesters, depending on the application's specifications.

Περιεχόμενα

1 Εισαγωγή	11
2 Βιβλιογραφική Έρευνα-Γνωστικό υπόβαθρο	14
2.1 Ο αισθητήρας	14
2.2 Σύστημα αισθητήρων	16
2.3 Energy harvesting	17
2.3.1 Φωτοβολταϊκά πάνελ	18
2.3.2 Θερμοηλεκτρικές γεννήτριες (thermoelectric generators) .	21
2.3.3 Πιεζοηλεκτρικές γεννήτριες (piezoelectric generators) . . .	25
2.3.4 Πυροηλεκτρικές γεννήτριες (pyroelectric generators)	26
2.3.5 Ηλεκτρομαγνητικές γεννήτριες	27
2.3.6 Ηλεκτροστατικές γεννήτριες (electrostatic generators) . . .	28
2.3.7 Τριβοηλεκτρικές γεννήτριες (triboelectric generators) . . .	29
2.3.8 Γεννήτριες ραδιοσυχνοτήτων (RF generators)	30
2.3.9 Energy harvesting από κύματα και ωκεανούς	30
2.4 Maximum power transfer - impedance matching	30
2.4.1 Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος	31
2.5 Αλγόριθμοι maximum power point tracking	33
2.5.1 Παράδειγμα μεταβλητότητας MPP	35
2.5.2 Οι βασικές τοπολογίες DC/DC converters	36
2.5.3 Impedance matching με DC/DC converters	45
2.5.4 Constant Voltage - Constant Current MPPT μέθοδος	47
2.5.5 Perturbation & Observation (P&O) MPPT μέθοδος	49
2.5.6 Incremental Conductance (InC) MPPT μέθοδος	51
2.6 Βασικά στοιχεία τηλεπικοινωνιών	53
2.6.1 Το τηλεπικοινωνιακό σύστημα	53
2.6.2 Κανάλι μετάδοσης	54
2.6.3 Διαμόρφωση	55
2.6.4 Αναλογική επικοινωνία	56

2.6.5 Ψηφιακή επικοινωνία	59
2.7 Πολυπλεξία στις τηλεπικοινωνίες	66
2.7.1 Circuit switched και packet switched δίκτυα	66
2.7.2 Τεχνικές πολυπλεξίας	67
2.8 Τεχνολογίες ασύρματης επικοινωνίας σε κόμβους αισθητήρων . .	71
2.8.1 Wi-Fi	71
2.8.2 Wireless Personal Area Networks - WPAN	75
2.8.3 Δίκτυο κινητής τηλεφωνίας	78
2.8.4 Low Power Wide Area Networks - LPWAN	99
2.9 Δίκτυα αισθητήρων και τοπολογίες	110
3 Περιγραφή προτεινόμενων συστημάτων αισθητήρων	124
3.1 Υποβρύχιο σύστημα αισθητήρων “TestDive”	124
3.1.1 Υποσύστημα μικροελεγκτή	125
3.1.2 Υποσύστημα τροφοδοσίας	126
3.1.3 Υποσύστημα αισθητήρων	131
3.1.4 Υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων	135
3.1.5 Κώδικας	136
3.2 Προτεινόμενο σύστημα “CompleteSystem”	137
3.2.1 Υποσύστημα μικροελεγκτή	137
3.2.2 Υποσύστημα τροφοδοσίας	139
3.2.3 Υποσύστημα αισθητήρων και επεκτασιμότητα	139
3.2.4 Υποσύστημα τηλεπικοινωνίας	144
3.2.5 Υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων	144
3.2.6 Κώδικας	146
3.3 Κατασκευή προτεινόμενων συστημάτων	150
3.3.1 Φωτεινός και UV θάλαμος	152
3.3.2 Τελικό PCB TestDive	156
3.3.3 Τελικό PCB CompleteSystem	158
4 Περιγραφή προτεινόμενων συστημάτων energy harvesting	159
4.1 Energy harvesters	159

4.1.1	Φωτοβολταϊκός harvester	159
4.1.2	Θερμοηλεκτρικός harvester	160
4.1.3	Πιεζοηλεκτρικός και ηλεκτρομαγνητικός harvester	162
4.2	Διαχείριση DC energy harvesters	164
4.2.1	Η λειτουργία του ολοκληρωμένου BQ25570	164
4.2.2	Κατασκευή συστήματος με BQ25570	166
4.3	Διαχείριση AC energy harvesters	169
4.3.1	Η λειτουργία του LTC3588-1	169
4.3.2	Η λειτουργία του LTC3109	171
4.3.3	Κατασκευή συστήματος με LTC3109	174
5	Πειραματικές διατάξεις	177
5.1	Πειραματικές διατάξεις energy harvesting	177
5.1.1	Πείραμα για φωτοβολταϊκό harvester	177
5.1.2	Πείραμα για θερμοηλεκτρικό harvester	179
5.1.3	Πείραμα για ηλεκτρομαγνητικό harvester	181
5.1.4	Πείραμα για πιεζοηλεκτρικό harvester	181
5.2	Πειραματική διάταξη CompleteSystem	183
5.3	Πειραματική διάταξη TestDive	185
6	Μετρήσεις και αποτελέσματα	188
6.1	Μετρήσεις κατανάλωσης και σενάρια αυτονομίας	188
6.1.1	Καταναλώσεις στοιχείων του συστήματος	188
6.1.2	Καταστάσεις λειτουργίας και προσδιορισμός σταθερών του συστήματος	192
6.1.3	Πρώτο σενάριο κατανάλωσης	195
6.1.4	Δεύτερο σενάριο κατανάλωσης	199
6.1.5	Τρίτο σενάριο κατανάλωσης	201
6.1.6	Τέταρτο σενάριο κατανάλωσης	203
6.1.7	Πέμπτο σενάριο κατανάλωσης	205
6.1.8	Ανάλυση αποτελεσμάτων κατανάλωσης	208

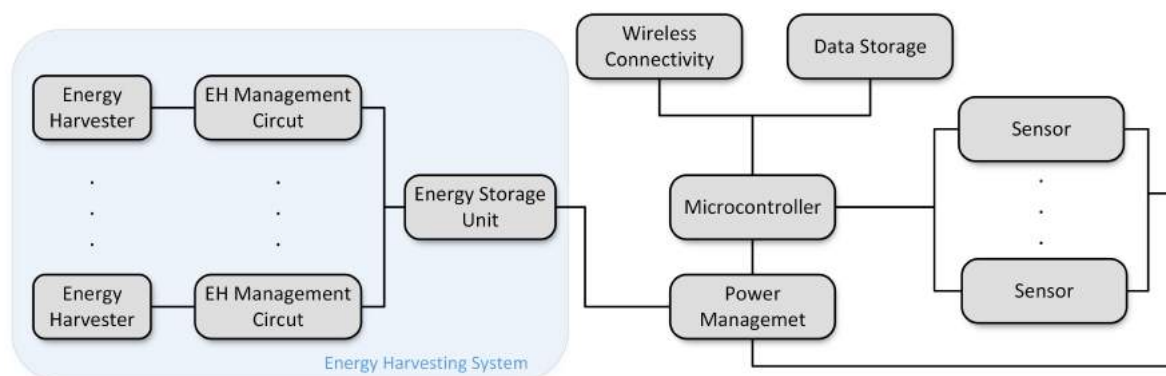
6.2	Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης φωτοβολταϊκού energy harvesting	210
6.2.1	Πείραμα υπό μεταβλητές καιρικές συνθήκες	211
6.2.2	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος μεταβλητών καιρικών συνθηκών	215
6.2.3	Πείραμα υπό σταθερές καιρικές συνθήκες	216
6.2.4	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος υπό σταθερή ακτινοβολία	221
6.2.5	Ανάλυση επίδρασης Φ/B energy harvesting στην αυτονομία του CompleteSystem	221
6.3	Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης θερμοηλεκτρικού energy harvesting	223
6.3.1	Πείραμα χωρίς το διαφανές πλαίσιο	224
6.3.2	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος χωρίς το διαφανές πλαίσιο	226
6.3.3	Πείραμα με το διαφανές κάλυμμα	228
6.3.4	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος με το διαφανές κάλυμμα	230
6.4	Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης πιεζοηλεκτρικού energy harvesting	231
6.4.1	Πείραμα με τεχνητή ροή ανέμου	232
6.4.2	Πείραμα με φυσικό άνεμο	233
6.4.3	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειραμάτων πιεζοηλεκτρικού energy harvester	236
6.5	Πειραματική λειτουργία συστήματος CompleteSystem	237
6.5.1	Ανάλυση αποτελεσμάτων CompleteSystem	240
6.6	Πειραματική λειτουργία προτεινόμενου συστήματος TestDive . . .	241
6.6.1	Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος TestDive	243
7	Συμπεράσματα και Επεκτάσεις	245
	Βιβλιογραφία	249

1 Εισαγωγή

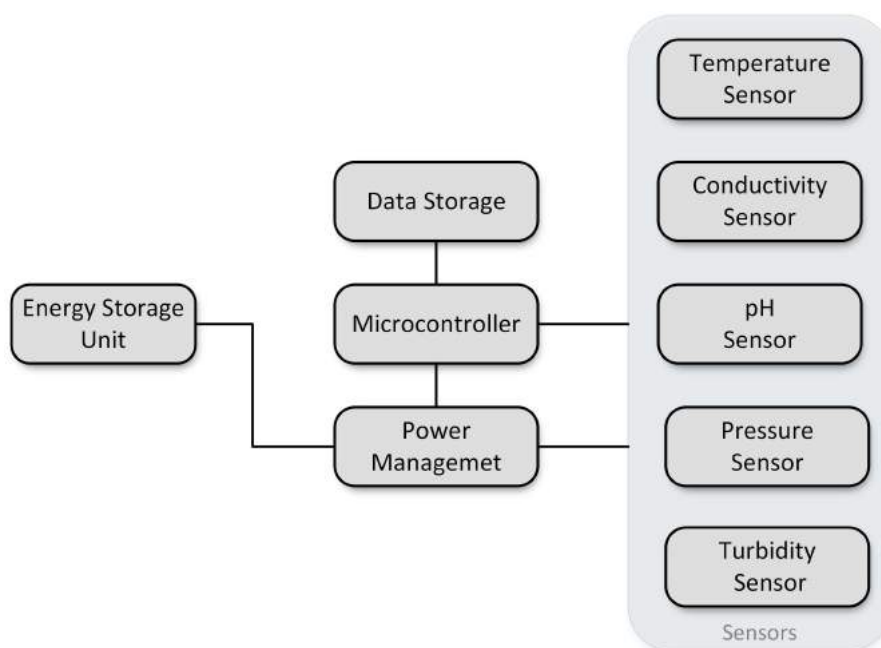
Η αλματώδης τεχνολογική πρόοδος στον τομέα της μικρο/νανοηλεκτρονικής, οι αισθητήρες νέας γενιάς, οι οποίοι εξασφαλίζουν αξιοπιστία μετρήσεων απαιτώντας μικρότερο χώρο, κόστος, αλλά κυρίως ενέργεια, καθώς και οι νέες τεχνολογίες στον τομέα των ασύρματων επικοινωνιών, συνδυαστικά συνεισφέρουν στην ραγδαία ανάπτυξη ενός σύγχρονου τεχνολογικού τομέα, των «έξυπνων» αισθητήρων, των δικτύων αισθητήρων και του IoT (Internet Of Things). Η νέα τεχνολογική εποχή βασίζεται στην πληθώρα δεδομένων που είναι διαθέσιμα ανά πάσα στιγμή, τα οποία αξιοποιούνται προκειμένου να προκύψουν νέα χρήσιμα αποτελέσματα. Το πλήθος τέτοιων εφαρμογών αυξάνεται, καθώς αυξάνονται και τα διαθέσιμα δεδομένα. Ενδεικτικά τομείς όπως η μετεωρολογία, η αυτοκίνηση, η μηχανική μάθηση, βασίζονται στην ποιότητα και στην ποσότητα των πρωτογενών δεδομένων, προκειμένου να δημιουργήσουν εύχρηστα μεταδεδομένα ή να υλοποιήσουν κάποια σύνθετη εφαρμογή. Συνεπώς η συλλογή αξιόπιστων, μεγάλου όγκου δεδομένων με το ελάχιστο κόστος είναι απαραίτητη προϋπόθεση για τη βιωσιμότητα ενός μεγάλου τμήματος των σύγχρονων τεχνολογιών. Ο κλάδος των ηλεκτρικών μετρήσεων και αισθητήρων, σε συνδυασμό με τα δίκτυα αισθητήρων καλούνται να καλύψουν αυτή την τεχνολογική ανάγκη.

Στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκαν δύο πρωτότυπα συστήματα. Το πρώτο σύστημα είναι ένας ολοκληρωμένος αυτόνομος κόμβος αισθητήρων, με υποστήριξη τροφοδοσίας από energy harvesting. Στο διάγραμμα του σχήματος 1 παρουσιάζεται η δομή του.

Το δεύτερο σύστημα που αναπτύχθηκε έχει τη δυνατότητα βύθισης σε θαλάσσιο/υδάτινο περιβάλλον και συλλέγει κατά τη διαδικασία αυτή σχετικές μετρήσεις και δεδομένα. Λόγω της ιδιαιτερότητας των εφαρμογών του συστήματος αυτού, δεν αξιοποιεί κάποια τεχνική energy harvesting, ωστόσο περικλείει όλη την απαραίτητη λειτουργικότητα που αυτές συχνά απαιτούν, όσον αφορά στην κατασκευή, αλλά και στη συλλογή και την αποθήκευση δεδομένων. Η δομή του παρουσιάζεται στο διάγραμμα 2.



Σχήμα 1: Δομή προτεινόμενου συστήματος CompleteSystem: Ένας κόμβος αισθητήρων, υποστηριζόμενος από energy harvesting, με δυνατότητα ασύρματης επικοινωνίας. Υπάρχει δυνατότητα αξιοποίησης πολλών energy harvesters ταυτόχρονα, ενώ υπάρχει πρόβλεψη για διασύνδεση μεγάλου αριθμού και διαφορετικού τύπου αισθητήρων. Βασικά μετεωρολογικά μεγέθη που μετρώνται είναι: Ταχύτητα/διεύθυνση ανέμου, θερμοκρασία, υγρασία, βαρομετρική πίεση, σωματίδια σκόνης, ένταση ηλιακής και UV ακτινοβολίας



Σχήμα 2: Δομή προτεινόμενου συστήματος TestDive: Ανάλογη δομή με το CompleteSystem, χωρίς energy harvesting και δυνατότητα ασύρματης μετάδοσης. Απαιτεί ειδική κατασκευή για αδιαβροχοποίηση και διεπαφή των αισθητήρων με το περιβάλλον. Επιπλέον, χρησιμοποιεί ένα συγκεκριμένο σύνολο αισθητήρων, οι οποίοι φέρουν αισθητήρια κατάλληλα για υποβρύχιες μετρήσεις.

Η παρούσα εργασία χωρίζεται σε επτά κεφάλαια: Το κεφάλαιο 2 παρουσιάζει μία σύνοψη των γνωστικών αντικειμένων που εμπλέκονται με τα συστήματα αισθητήρων, με τις δυνατότητες και την τεχνολογία του energy harvesting, τις διαθέσιμες επιλογές δικτύωσης και τηλεπικοινωνίας με ένα κόμβο αισθητήρων και με δίκτυα αισθητήρων.

Το τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζει αναλυτικά τη δομή των δύο προτεινόμενων συστημάτων. Αρχικά περιγράφεται η διαδικασία σχεδιάσής τους και τα στοιχεία που τα αποτελούν, ενώ στη συνέχεια παρουσιάζεται και η διαδικασία κατασκευής τους. Παρομοίως, στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η σχεδίαση και η κατασκευή των διάφορων πρωτότυπων energy harvesters, καθώς και των συστημάτων διαχείρισης και διασύνδεσής τους.

Το πέμπτο κεφάλαιο αφορά στη σχεδίαση των πειραματικών διατάξεων τόσο για τα δύο προτεινόμενα συστήματα, όσο και για τα συστήματα energy harvesting. Στόχος των πειραμάτων αυτών είναι να αναδείξουν τη λειτουργία των συστημάτων σε ρεαλιστικές συνθήκες λειτουργίας.

Στο έκτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα δεδομένα που συλλέχθηκαν από τις πειραματικές διατάξεις, καθώς και τα γενικότερα αποτελέσματα της δοκιμαστικής τους λειτουργίας και η ανάλυσή τους.

Τέλος, στο έβδομο κεφάλαιο, αναφέρονται συνολικά συμπεράσματα από το σύνολο της εργασίας και προτείνονται πιθανές βελτιώσεις και επεκτάσεις των προτεινόμενων συστημάτων.

2 Βιβλιογραφική Έρευνα-Γνωστικό υπόβαθρο

Η έρευνα στον τομέα των δικτύων αισθητήρων εστιάζει στους εξής τεχνολογικούς τομείς: Τον αισθητήρα ως συσκευή, τη δημιουργία ενός αυτόνομου συστήματος αισθητήρων, την ασύρματη διασύνδεση των διάφορων κόμβων αισθητήρων και την τοπολογία του δικτύου και την προώθηση των δεδομένων.

2.1 Ο αισθητήρας

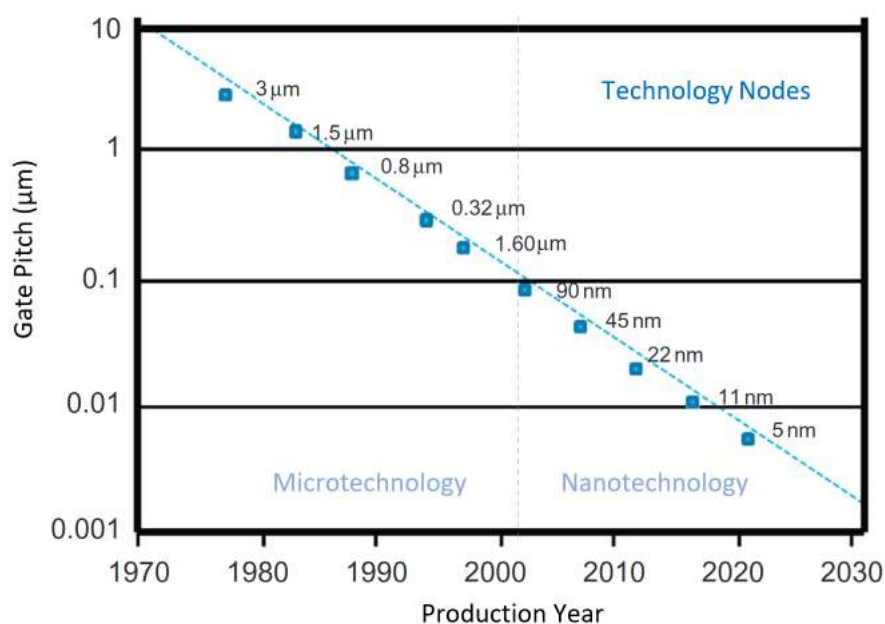
Το πρωταρχικό στάδιο αφορά στη βελτιστοποίηση του ίδιου του αισθητήρα ως συσκευή, με την πρόοδο σε αυτό τον κλάδο να εστιάζει κυρίως στην ολοένα και μεγαλύτερη ολοκλήρωση των αισθητήρων, με οφέλη χωρικά, οικονομικά αλλά και ενεργειακά. Ταυτόχρονα η μείωση της κλίμακας κατασκευής επιφέρει περαιτέρω βελτίωση στα χαρακτηριστικά των αισθητήρων, όπως ο χρόνος απόκρισης και η ακρίβεια.

Πολλοί σύγχρονοι αισθητήρες βασίζονται στην τεχνολογία των μικροηλεκτρομηχανικών συστημάτων (Microelectromechanical Systems - MEMS) προκειμένου να εξασφαλίσουν τα προαναφερθέντα χαρακτηριστικά. Παρόλο που τα οφέλη και η προοπτική τέτοιων συστημάτων είχαν εκτιμηθεί από τους επιστήμονες αρκετά νωρίς (με χαρακτηριστικό παράδειγμα τη διάσημη ομιλία του Richard Feynman “There’s Plenty of Room at the Bottom” [22]) η απαραίτητη τεχνολογία για τη δημιουργία τους απαιτούσε περισσότερο χρόνο. Τα MEMS είναι συστήματα της τάξης των μικρομέτρων, τα οποία συνδυάζουν ηλεκτρονικά και μηχανικά μέρη και κατασκευάζονται με διαδικασίες ανάλογες των απλών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Από την εφεύρεση του τρανζίστορ τύπου MOS από τους Mohamed M. Atalla και Dawon Kahng το 1959 [9] και τη δημιουργία των πρώτων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (το πρώτο εμπορικό ολοκληρωμένο κύκλωμα ήταν ένας καταχωρητής ολίσθησης με 120 transistor, το 1964), και από τις πρώτες γενιές αισθητήρων τύπου MEMS που αναπτύχθηκαν τη δεκαετία του ’70 και του ’80, η τεχνολογία των ημιαγωγών χρειάστηκε ένα σημαντικό διάστημα για να καταφέρει σταδιακά να υποστηρίξει αποδοτικούς και αξιόπιστους MEMS αισθητήρες. Η πορεία αυτή φαίνεται χαρακτηριστικά στους λεγόμενους τεχνολογικούς κόμβους ημιαγωγών, οι οποίοι παρουσιάζουν τη σταδιακή πρόοδο στην ολοένα και μικρότερη κατασκευή της βασικής μονάδας των ψηφιακών συστημάτων, του MOS τρανζίστορ, η οποία είναι ανάλογη της προόδου των συστημάτων αισθητήρων αυτής της τεχνολογίας.

Οι τεχνολογικοί κόμβοι ακολουθούν τον νόμο του Moore, ο οποίος υποδεικνύει

ότι κάθε περίπου δύο χρόνια υπάρχει διπλασιασμός του αριθμού των τρανζίστορ ή αλλιώς ότι επιτυγχάνεται υποδιπλασιασμός του απαιτούμενου χώρου για τον ίδιο αριθμό τρανζίστορ. Για να επιτευχθεί αυτή η αύξηση πυκνότητας χρειάζεται μείωση δύο σημαντικών χαρακτηριστικών των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων: Το contacted poly pitch (CPP) ή gate pitch, που ορίζεται ως η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών πυλών, και το minimum metal pitch (MMP) που ορίζεται ως η ελάχιστη απόσταση μεταξύ δύο γειτονικών αγωγών μετάλλου που χρησιμοποιούνται στο layer διασύνδεσης. Το όνομα του κόμβου τεχνολογίας παραδοσιακά ήταν ορισμένο ως το minimum metal half pitch, και αρχικά ταυτιζόταν και με το ελάχιστο μήκος πύλης. Σταδιακά, η σύνδεση αυτή μεταξύ του κόμβου τεχνολογίας και του ελάχιστου μήκους πύλης αρχικά, και του minimum metal half pitch στη συνέχεια, έπαψε να υφίσταται. Ο λόγος είναι η σταδιακά αυξανόμενη δυσκολία στην περαιτέρω μείωση του μήκους πύλης, η οποία συχνά είτε δεν επιφέρει σημαντικές βελτιώσεις, είτε δημιουργεί νέα προβλήματα. Ως εκ τούτου, τα τελευταία χρόνια, οι τεχνολογικοί κόμβοι σχετίζονται μεν με τη δυνατότητα ακόμη μεγαλύτερης ολοκλήρωσης, αλλά αυτή προέρχεται από την υιοθέτηση και αξιοποίηση νέων προσεγγίσεων, αρχιτεκτονικών και τεχνολογιών. Μία από τις πιο σύγχρονες τεχνολογίες είναι τα Finfets, στα οποία η πύλη περικυκλώνει το κανάλι, επιτυγχάνοντας πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά από τα παλιότερα planar τρανζίστορ.

Με τον τρόπο αυτό, συνεχίζει να εφαρμόζεται ο νόμος του Moore, με τον αριθμό των τρανζίστορ να διπλασιάζεται κάθε δύο χρόνια, υποδηλώνοντας έτσι και την αντίστοιχη πρόοδο στην τεχνολογία των ημιαγωγών.



Σχήμα 3: Τεχνολογικοί κόμβοι και σταδιακή μείωση μήκους καναλιού [38]

2.2 Σύστημα αισθητήρων

Το σύστημα αισθητήρων αποτελείται από τους αισθητήρες, το σύστημα συλλογής των μετρήσεων, το σύστημα τροφοδοσίας και πιθανώς το τηλεπικοινωνιακό σύστημα (τότε ονομάζεται κόμβος αισθητήρων). Ανάλογα με την εφαρμογή, επιλέγονται οι αισθητήρες που καλύπτουν τις ανάγκες της. Το σύστημα συλλογής των μετρήσεων συνήθως βασίζεται σε κάποιο μικροελεγκτή, ο οποίος λαμβάνει και επεξεργάζεται τις μετρήσεις των αισθητήρων, και έχει επιπλέον κάποια διεπαφή για την προώθηση των δεδομένων. Πολύ συχνά πλέον, ο αισθητήρας μαζί με το σύστημα λήψης μετρήσεων αποτελούν ενιαία οντότητα, η οποία ονομάζεται «έξυπνος» αισθητήρας (Smart Sensor).

Τα συστήματα αισθητήρων μπορούν να χωριστούν σε δύο γενικές κατηγορίες: Η πρώτη κατηγορία είναι αυτή των αναλώσιμων συστημάτων αισθητήρων. Αυτά τα συστήματα βασίζουν την αρχιτεκτονική τους και τη λειτουργικότητά τους στο ελάχιστο κόστος παραγωγής και έχουν ένα προδιαγεγραμμένο χρόνο ζωής. Συχνά κατασκευάζονται από βιοδιασπώμενα και γενικότερα φιλικά προς το περιβάλλον υλικά, ενώ η τροφοδοσία τους, και άρα ο κύκλος ζωής τους καθορίζεται αποκλειστικά από το ενεργειακό περιεχόμενο ενός συσσωρευτή. Συνήθως η φύση της εφαρμογής είναι αυτή που θα καθορίσει εάν απαιτείται σχεδίαση αναλώσιμου συστήματος. Σκοπός των συστημάτων αυτών είναι η συλλογή χρήσιμης πληροφορίας για ένα γεγονός ή για ένα ευρύτερο διάστημα, χωρίς να απαιτεί-

ται η ανάκτηση τους. Παραδείγματα εφαρμογών είναι η παρακολούθηση ενός φυσικού φαινομένου, ή και η ανίχνευση κάποιου γεγονότος (π.χ. πυρκαγιά).

Η δεύτερη κατηγορία συστημάτων αισθητήρων, είναι των μη αναλώσιμων. Κατά κύριο λόγο, η σχεδίαση τέτοιων συστημάτων γίνεται με δεδομένη την απαίτηση περιοδικής ανάκτησης του αισθητήρα, προκειμένου είτε να συλλέγονται οι αποθηκευμένες μετρήσεις, είτε να αλλάζει ο συσσωρευτής. Όπως γίνεται κατανοητό, η απαίτηση αυτή δημιουργεί σημαντικές δυσκολίες σε ένα πλήθος εφαρμογών, όπου η πρόσβαση στο σύστημα δεν είναι εύκολη. Για το σκοπό αυτό είναι ιδιαίτερα χρήσιμη η αύξηση της αυτονομίας του συστήματος, η οποία βασίζεται στην ασύρματη μετάδοση των δεδομένων, αλλά και στην ενεργειακή αυτονομία.

Σε πολλές εφαρμογές, η δυνατότητα ασύρματης επικοινωνίας, σε συνδυασμό με μια αρχιτεκτονική χαμηλής κατανάλωσης, μπορεί να αρκεί για να καλύψει το απαραίτητο χρονικό διάστημα μετρήσεων, χωρίς να απαιτηθεί ανάκτηση του συστήματος. Ωστόσο, για πιο πολύπλοκα και ενεργοβόρα συστήματα, ή και για μελέτες πολύ μεγάλης διάρκειας, η ενεργειακή αυτονομία του συστήματος πρέπει να εξασφαλιστεί με επαναφόρτιση του στοιχείου αποθήκευσης ενέργειας. Όπως γίνεται αντιληπτό, ένα τέτοιο σύστημα, που συνδυάζει ασύρματη επικοινωνία καθώς και ενεργειακή αυτονομία, έχει θεωρητικώς ανεξάντλητο χρόνο ζωής, και εξασφαλίζει στο χρήστη μέγιστη αξιοπιστία και δεδομένα για μεγάλο χρονικό διάστημα. Τέτοια συστήματα ωστόσο είναι αρκετά ακριβότερα [55].

2.3 Energy harvesting

Η ενεργειακή αυτονομία του συστήματος αισθητήρων βασίζεται στη συγκομιδή ενέργειας από το περιβάλλον (energy harvesting). Ο τομέας αυτός εμφανίζει ιδιαίτερη ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια, καθώς συνδυάζεται ιδανικά με εφαρμογές IoT και με φορητές συσκευές, μικρής κλίμακας. Η τεχνολογική πρόοδος όπως αναλύθηκε παραπάνω, επιτρέπει πλέον το σχεδιασμό συστημάτων εξαιρετικά χαμηλής κατανάλωσης (ultra-low power design). Συχνά κάποιες εφαρμογές συστημάτων αισθητήρων, δεν χρειάζονται μετρήσεις με μεγάλη συχνότητα (π.χ. αρκεί μία μέτρηση ανά ώρα). Με τον τρόπο αυτό, σε συνδυασμό με τις δυνατότητες των σύγχρονων κυκλωμάτων και μικροελεγκτών για καταστάσεις λειτουργίας χαμηλής κατανάλωσης (sleep modes), μειώνονται σημαντικά οι ενεργειακές απαιτήσεις του συστήματος, καθώς αυτές περιορίζονται κυρίως στο μικρό διάστημα κατά το οποίο το σύστημα καλείται να λάβει τη νέα μέτρηση, να κάνει ενδεχομένως κάποια επεξεργασία και να αποθηκεύσει ή/και μεταδώσει τη μέτρηση αυτή.

Ως εκ τούτου, η συγκομιδή ενέργειας από το περιβάλλον είναι μια μέθοδος που μπορεί να καλύψει τις ανάγκες ενός τέτοιου συστήματος. Η συγκομιδή ενέργειας μπορεί να επιτευχθεί από διάφορες πηγές, ανάλογα με την εφαρμογή, και συνήθως αφορά σε ισχύ της τάξης των μW και mW . Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι πιο συνηθισμένοι Energy Harvesters.

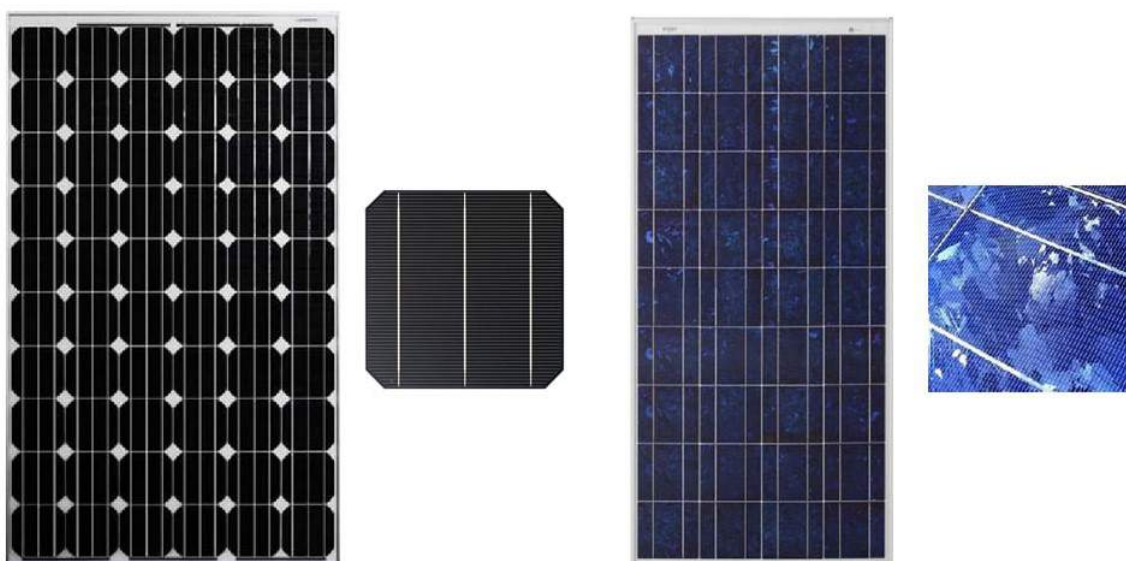
2.3.1 Φωτοβολταϊκά πάνελ

Τα φωτοβολταϊκά πάνελ βασίζονται στο φωτοβολταϊκό φαινόμενο για την μετατροπή της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια. Το φωτοβολταϊκό φαινόμενο συνίσταται στην εκπομπή ηλεκτρονίων από ένα υλικό, όταν αυτό δέχεται ακτινοβολία. Για την ερμηνεία του φαινομένου αυτού είναι απαραίτητη η ερμηνεία του Einstein για την κβαντική φύση του φωτός κατά την αλληλεπίδρασή του με την ύλη. Συγκεκριμένα, η σωματιδιακή φύση του φωτός αντιμετωπίζει την ακτινοβολία ως κβάντα ενέργειας, τα φωτόνια, τα οποία φέρουν ενέργεια $E = hf$, όπου h η σταθερά του Planck και f η συχνότητα της ακτινοβολίας. Για κάθε υλικό υπάρχει ένα f_0 κάτω από το οποίο δεν δύναται να αποσπαστεί κάποιο ηλεκτρόνιο. Για ενέργειες φωτονίων συνεπώς $E > E_0$, το φωτόνιο αλληλοεπιδρά με το ηλεκτρόνιο του ατόμου προσδίδοντάς του όλη την ενέργειά του. Το ηλεκτρόνιο που αποσπάται θα έχει κινητική ενέργεια $K = E_\phi - W = hf - W$, όπου W είναι το έργο που απαιτείται για να αποσπαστεί. Με τη διαδικασία αυτή, η φωτεινή ενέργεια μετατρέπεται απευθείας σε ηλεκτρική, όπως περιγράφεται στη συνέχεια.

Τα φωτοβολταϊκά πάνελ, κατασκευάζονται από ημιαγωγούς, κατά κύριο λόγο από πυρίτιο. Η δομή του φωτοβολταϊκού στοιχείου είναι μία επαφή p-n. Για τη δημιουργία της n-περιοχής, εγχύνονται εντός του κρυσταλλικού πλέγματος πυριτίου άτομα με πέντε ηλεκτρόνια σθένους, συνήθως φωσφόρου. Έτσι, για κάθε άτομο φωσφόρου, υπάρχει ένα ηλεκτρόνιο εντός του κρυστάλλου που δε συμμετέχει σε δεσμό και μπορεί εύκολα να ελευθερωθεί. Αντίστοιχα, για τη δημιουργία της p-περιοχής, εγχύνονται τρισθενή άτομα, συνήθως βορίου, δημιουργώντας οπές. Κατά την επαφή των δύο αυτών περιοχών, ηλεκτρόνια της n-περιοχής έλκονται προς τις οπές της p-περιοχής, και αλληλοαναιρείται συνολικά το φορτίο τους. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένα δυναμικό που αντιτίθεται σε αυτή την κίνηση, και το σύστημα έρχεται σε ισορροπία έχοντας δημιουργήσει μια περιοχή απογύμνωσης, χωρίς ελεύθερους φορείς. Στη συνέχεια, όταν η επαφή p-n δεχθεί ακτινοβολία, τότε στην περιοχή απογύμνωσης κάποια ηλεκτρόνια από τα άτομα του πυριτίου αποσπώνται, και δημιουργούνται έτσι ζεύγη ελεύθερων οπών/ηλεκτρονίων. Λόγω του ηλεκτρικού πεδίου της περιοχής απογύμνωσης

όμως, τα ηλεκτρόνια έλκονται προς την n-type περιοχή και οι οπές προς την p-type περιοχή. Με τον τρόπο αυτό δημιουργείται ένα πλεόνασμα ηλεκτρονίων στην n-type περιοχή, το οποίο τροφοδοτείται όσο υπάρχει η ακτινοβολία. Η σύνδεση κάποιου φορτίου μεταξύ των δύο περιοχών, οδηγεί τα ηλεκτρόνια της n-περιοχής μέσω του φορτίου προς την p-περιοχή, δημιουργώντας έτσι ηλεκτρικό ρεύμα.

Υπάρχουν δύο είδη φωτοβολταϊκών πάνελ: τα πολυκρυσταλλικά και τα μονοκρυσταλλικά. Τα πολυκρυσταλλικά κατασκευάζονται όπως υποδηλώνει το όνομά τους από πολυκρυσταλλικό πυρίτιο και είναι τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα, καθώς το χαμηλότερο κόστος τους είναι σημαντικότερο από τη μειωμένη απόδοσή τους. Για την κατασκευή μονοκρυσταλλικών φωτοβολταϊκών, απαιτείται μία περαιτέρω διεργασία στο πυρίτιο, το οποίο αυξάνει το κόστος αλλά και την απόδοσή τους. Τα φωτοβολταϊκά πάνελ χρησιμοποιούνται ευρέως σε μεγάλης κλίμακας εφαρμογές, και η ηλιακή ενέργεια είναι μία από τις σημαντικότερες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας που αξιοποιούνται. Ωστόσο η εφαρμογή τους στον τομέα του energy harvesting είναι εξίσου σημαντική λόγω της μεγάλης απόδοσής τους σε σχέση με τον όγκο που απαιτούν.



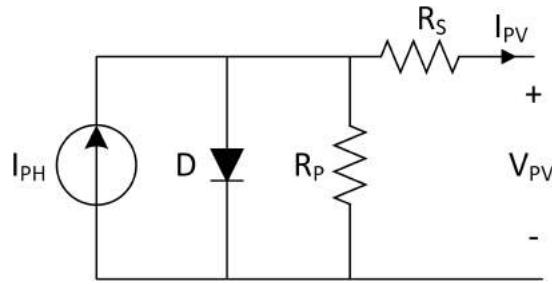
Σχήμα 4: Μονοκρυσταλλικά - Πολυκρυσταλλικά Φωτοβολταϊκά

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο ενός φωτοβολταϊκού φαίνεται στο σχήμα 5. Με βάση αυτό προκύπτει η σχέση μεταξύ I_{PV} και V_{PV} . Με χρήση του νόμου ρευμάτων

Kirchoff (NPK) προκύπτει:

$$I_{PH} = I_D + I_{R_P} + I_{PV} \quad (1)$$

όπου I_{PH} είναι το παραγόμενο φωτορεύμα, I_D είναι το ρεύμα μέσω της διόδου, I_{R_P} είναι το ρεύμα που καταναλώνεται εσωτερικά στο φωτοβολταϊκό και I_{PV} είναι το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού.



Σχήμα 5: Ισοδύναμο Κύκλωμα Φ/B [55]

Το ρεύμα μέσω μιας διόδου είναι:

$$I_D = I_0 \exp \frac{V_D}{nV_T} - 1 \quad (2)$$

όπου I_0 είναι το ανάστροφο ρεύμα κορεσμού, n είναι ο παράγοντας ιδανικότητας της διόδου (ίσος με 1 για ιδανική διόδο) και $V_T = \frac{kT}{q}$ η θερμική τάση.

Επίσης το ρεύμα I_{R_P} μέσω της διόδου είναι:

$$I_{R_P} = \frac{V_D}{R_P} \quad (3)$$

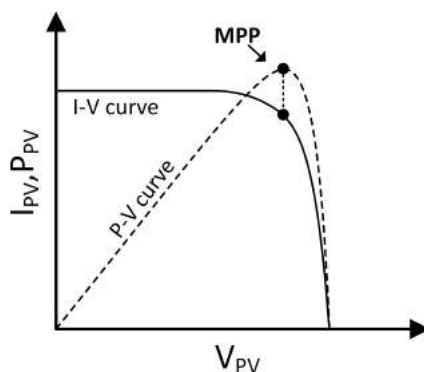
Με αντικατάσταση στην (1), προκύπτει ότι:

$$I_{PV} = I_{PH} - I_0 \left(e^{\frac{V_{PV} + IR_S}{nV_T}} - 1 \right) - \frac{V_{PV} + IR_S}{R_P} \quad (4)$$

Επιπλέον, η ισχύς εξόδου του φωτοβολταϊκού, ορίζεται ως εξής:

$$P_{PV} = V_{PV} I_{PV} \quad (5)$$

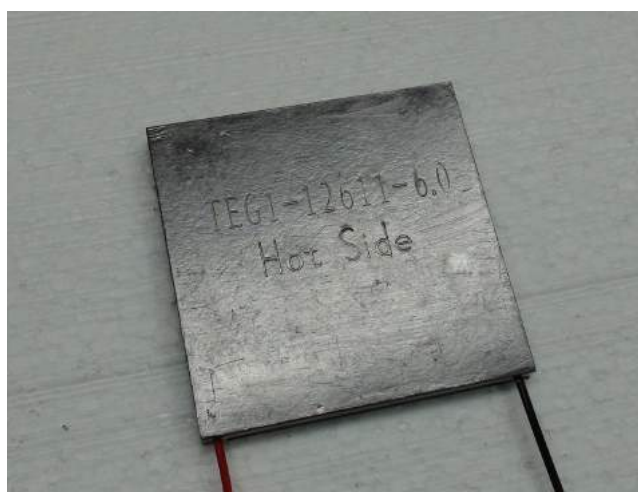
Με βάση τις εξισώσεις (4), (5) προκύπτουν οι ακόλουθες χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης και ισχύος-τάσης του φωτοβολταϊκού.



Σχήμα 6: Χαρακτηριστικές Φ/B

2.3.2 Θερμοηλεκτρικές γεννήτριες (thermoelectric generators)

Οι θερμοηλεκτρικές γεννήτριες βασίζονται στο θερμοηλεκτρικό φαινόμενο το οποίο συνδέει τη διαφορά θερμοκρασίας με την ηλεκτρική ενέργεια. Το θερμοηλεκτρικό φαινόμενο διακρίνεται στο φαινόμενο Seebeck και στο φαινόμενο Peltier.



Σχήμα 7: Θερμοηλεκτρική Γεννήτρια (TEG)

Το φαινόμενο Seebeck ορίζει ότι εάν σε ένα αγωγό ή ημιαγωγό εφαρμοστεί μια διαφορά θερμοκρασίας (Temperature Gradient), αυτή προκαλεί ηλεκτρικό ρεύ-

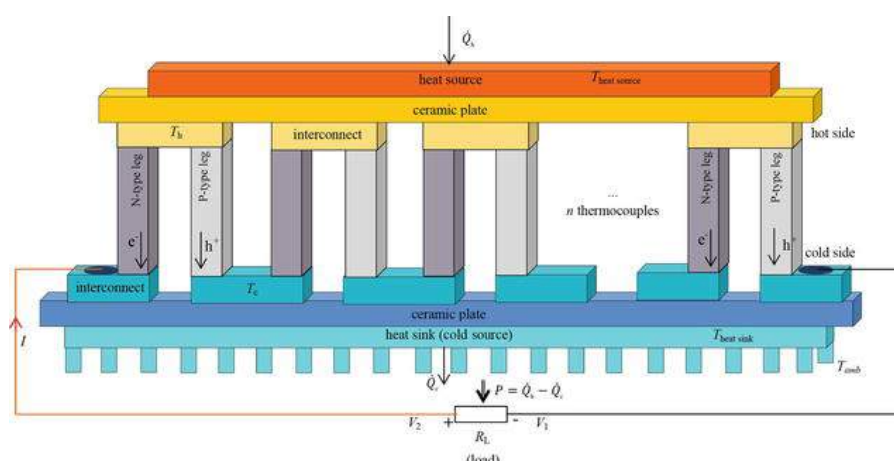
μα και συνεπώς διαφορά δυναμικού.

$$\nabla E_{emf} = -S \nabla T \quad (6)$$

όπου S είναι ο συντελεστής Seebeck. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι ότι κατά τη θέρμανση του υλικού σε μία περιοχή του, τα ηλεκτρόνια αποκτούν μεγαλύτερη ενέργεια και κινούνται σε ευρύτερες περιοχές από ότι τα ηλεκτρόνια στην πιο κρύα περιοχή του υλικού. Έτσι, υπάρχει διάχυση ηλεκτρονίων από την ζεστή μεριά του υλικού προς την κρύα, δημιουργώντας έτσι διαφορά δυναμικού με την ζεστή μεριά να φορτίζεται θετικά ενώ η κρύα φορτίζεται αρνητικά.

Τα θερμοζεύγη είναι συσκευές που βασίζονται στο φαινόμενο Seebeck για την μέτρηση θερμοκρασίας ή και για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Αποτελούνται από δύο διαφορετικούς αγωγούς ή ημιαγωγούς, ενωμένους στο ένα τους άκρο. Η θερμοκρασία στην ένωση ονομάζεται T_H και η θερμοκρασία στα άλλα άκρα των αγωγών T_C ή θερμοκρασία αναφοράς. Έχοντας γνωστή τη θερμοκρασία αναφοράς, μπορεί κανείς να υπολογίσει τη θερμοκρασία T_H , μετρώντας τη διαφορά δυναμικού στα ελεύθερα άκρα των αγωγών. Τα άκρα αυτά θα έχουν διαφορετικό δυναμικό, το οποίο εξαρτάται από το διαφορετικό συντελεστή Seebeck των δύο υλικών. Αυτή η διαφορά δυναμικού αξιοποιείται για μέτρηση της θερμοκρασίας. Για την αξιοποίηση του φαινομένου Seebeck για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, είναι απαραίτητη η ηλεκτρική σύνδεση αρκετών θερμοζευγών σε σειρά, καθώς κάθε θερμοζεύγος παράγει πολύ μικρή τάση, της τάξης των μV . Η σύνδεση πολλαπλών θερμοζευγών, δημιουργεί την θερμοηλεκτρική γεννήτρια [55, 31].

Η θερμοηλεκτρική γεννήτρια αποτελείται από πολλά θερμοζεύγη συνδεδεμένα ηλεκτρικά σε σειρά, και θερμικά παράλληλα. Η ηλεκτρική σύνδεση των θερμοζευγών γίνεται με ενώσεις χαλκού. Τα θερμοζεύγη περικλείονται μεταξύ δύο κεραμικών πλακών. Συνολικά η δομή είναι αυτή που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα, με τη ροή της θερμότητας να είναι από την ζεστή προς την κρύα πλευρά. Μεγάλη σημασία έχει και η γεωμετρία και η κατασκευή της θερμοηλεκτρικής γεννήτριας, ανάλογα με την εφαρμογή. Συγκεκριμένα ο αριθμός των θερμοζευγών επηρεάζει τόσο την παραγόμενη τάση, αλλά και τη συνολική ηλεκτρική αντίσταση της γεννήτριας. Αντίστοιχα, το μήκος των θερμοζευγών, επηρεάζει ταυτόχρονα τόσο την ηλεκτρική όσο και τη θερμική αντίσταση της γεννήτριας.



Σχήμα 8: Η δομή μίας θερμοηλεκτρικής γεννήτριας [19]

Ιδανικά χαρακτηριστικά για ένα θερμοηλεκτρικό υλικό είναι να έχει: 1) μεγάλη σταθερά Seebeck, ώστε να προκύπτει μεγάλη επαγόμενη θερμοηλεκτρική τάση από μια δεδομένη διαφορά θερμοκρασίας, 2) χαμηλή ηλεκτρική αντίσταση για ελαχιστοποίηση απωλειών, και 3) υψηλή θερμική αντίσταση, ώστε να περιορίζεται η διάχυση της θερμότητας από τη ζεστή στη κρύα πλευρά του υλικού, προκειμένου να διατηρείται η διαφορά θερμοκρασίας. Τα παραπάνω χαρακτηριστικά συνοψίζονται στην σχέση της θερμοηλεκτρικής μετρικής ZT . Η θερμοηλεκτρική μετρική ZT χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό της απόδοσης ενός θερμοηλεκτρικού υλικού:

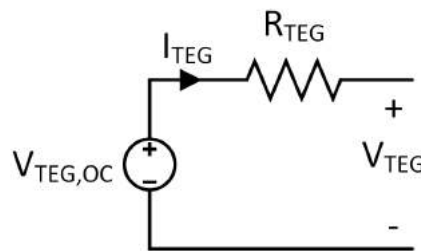
$$ZT = \frac{S^2 \sigma T}{k} \quad (7)$$

όπου S είναι η σταθερά Seebeck και μετράται σε $\frac{V}{K}$, σ είναι η ηλεκτρική αγωγιμότητα, και k η θερμική αγωγιμότητα.

Το πιο συνηθισμένο υλικό που χρησιμοποιείται για την κατασκευή TEG είναι το κράμα βισμούθιου (Bismuth) και Τελλούριου (Telluride, Bi_2Te_3), το οποίο είναι ημιαγωγός και έχει ικανοποιητικά χαρακτηριστικά σε θερμοκρασίες κοντά στη θερμοκρασία δωματίου (κατάλληλο για συμβατικές εφαρμογές). Πολλή έρευνα γίνεται στον τομέα των υλικών και των θερμοηλεκτρικών ημιαγωγών για τη βελτίωση της μετρικής ZT [47, 52]. Πρόκειται ωστόσο για ένα πολύπλοκο πρόβλημα, καθώς αυξάνοντας τους φορείς φορτίου (doping ημιαγωγών), αυξάνεται μεν η ηλεκτρική αγωγιμότητα του υλικού, αλλά αυξάνεται ταυτόχρονα και η θερμική αγωγιμότητα. Συνεπώς η έρευνα εστιάζει στη δομή του υλικού που θα συνδυάσει τα δύο αυτά επιθυμητά χαρακτηριστικά.

Επιπλέον, σε ένα σύστημα θερμοηλεκτρικής γεννήτριας, ιδιαίτερη σημασία έχει η διεπαφή των TEG με τις αντίστοιχες πηγές θερμότητας (heat source) και ψύχους (cold source). Για το σκοπό αυτό συχνά χρησιμοποιούνται ψύκτρες, που διευκολύνουν τη μεταφορά θερμότητας από/προς τις επιφάνειες της γεννήτριας, αυξάνοντας την ενεργή επιφάνεια. Το φαινόμενο Peltier είναι η δημιουργία διαφοράς θερμοκρασίας, καθώς ένα θερμοζεύγος ή μια θερμοηλεκτρική γεννήτρια διαρρέεται από συνεχές ρεύμα. Το φαινόμενο Peltier αξιοποιείται μέσω των θερμοηλεκτρικών γεννητριών για την κατασκευή μικρών ψυγείων, χωρίς τη χρήση υγρών ή κινητών μερών. Ταυτόχρονα όμως το κόστος για μια δεδομένη ψύξη είναι αρκετά μεγαλύτερο από ένα συμβατικό ψυγείο και με σημαντικά χαμηλότερη απόδοση.

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο μιας θερμοηλεκτρικής γεννήτριας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 9: Ισοδύναμο κύκλωμα θερμοηλεκτρικής γεννήτριας

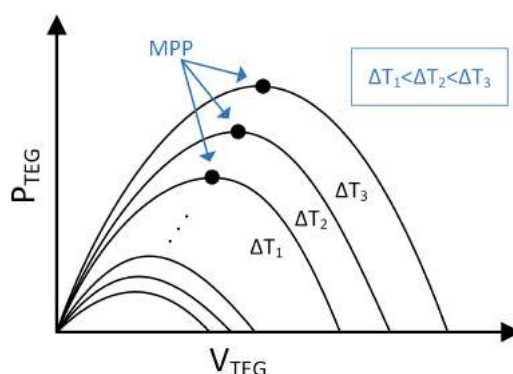
Το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα στην ουσία είναι το μοντέλο μιας απλής, μη ιδανικής πηγής τάσης. Η διαφορά έγκειται στο ότι η τάση $V_{TEG,oc}$, δηλαδή η τάση ανοιχτοκύκλωσης της γεννήτριας, δίνεται από τον τύπο:

$$V_{TEG,oc} = S\Delta T \quad (8)$$

όπου S είναι ο συντελεστής Seebeck και ΔT η διαφορά θερμοκρασίας. Η χαρακτηριστική ισχύος εξόδου - τάσης εξόδου της θερμοηλεκτρικής γεννήτριας, είναι μοναδική για κάθε διαφορά θερμοκρασίας ΔT .

Οι Παρασκευάς και Κουτρούλης [36] περιγράφουν τη θερμοηλεκτρική γεννήτρια ως κατασκευή, ως ηλεκτρικό ισοδύναμο, και προτείνεται επιπλέον μέθοδος για την εξασφάλιση λειτουργίας της κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point-MPP). Αλγόριθμοι Maximum Power Point Tracking (MPPT) για την εύρεση του σημείου λειτουργίας μέγιστης ισχύος, παρουσιάζονται ανα-

λυτικά στην ενότητα 2.5.



Σχήμα 10: Χαρακτηριστικές θερμοηλεκτρικής γεννήτριας για διαφορετικές θερμοκρασίες

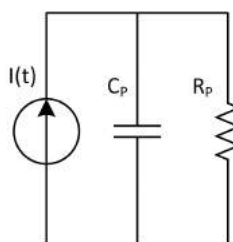
2.3.3 Πιεζοηλεκτρικές γεννήτριες (piezoelectric generators)

Ορισμένα υλικά εμφανίζουν το φαινόμενο του πιεζοηλεκτρισμού. Το φαινόμενο αυτό αφορά στην ανάπτυξη διαφοράς δυναμικού σε ένα υλικό όταν αυτό υπόκειται σε μηχανική παραμόρφωση. Πρόκειται επίσης για μια αντιστρέψιμη διαδικασία, καθώς η εφαρμογή τάσης σε ένα πιεζοηλεκτρικό υλικό, προκαλεί τη μηχανική του παραμόρφωση. Το φαινόμενο αυτό βασίζεται στην ανάπτυξη ηλεκτρικών διπολικών ροπών εντός συγκεκριμένων υλικών. Οι ηλεκτρικές ροπές αυτές, τείνουν να ευθυγραμμίζονται ανά περιοχές εντός του υλικού, σε τυχαίες όμως κατευθύνσεις, με συνέπεια ο κρύσταλλος συνολικά να μην εμφανίζει ηλεκτρική διπολική ροπή. Στα πιεζοηλεκτρικά υλικά, η συνολική διπολική ροπή αλλάζει, καθώς εφαρμόζεται μηχανική παραμόρφωση. Το φαινόμενο του πιεζοηλεκτρισμού εξαρτάται από την κατεύθυνση της διπολικής ροπής στον κρύσταλλο και τη δομή του κρυστάλλου, καθώς και από το μέγεθος της ασκούμενης δύναμης.

Οι πιεζοηλεκτρικοί κρύσταλλοι έχουν πολλαπλές εφαρμογές στον τομέα των αισθητήρων και των ανιχνευτών καθώς είναι απλές, αξιόπιστες λύσεις. Σημαντικό πλεονέκτημα εμφανίζουν σε εφαρμογές που σχετίζονται με δονήσεις υψηλής συχνότητας. Οι εφαρμογές των πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων ως γεννήτριες (πιεζοηλεκτρικές γεννήτριες) αφορούν κυρίως σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος. Οι περισσότερες εφαρμογές εκμεταλλεύονται ταλαντώσεις του περιβάλλοντος, οι οποίες ασκούν μηχανική παραμόρφωση στον κρύσταλλο, παράγοντας ενέργεια. Η πιο απλή εφαρμογή, είναι τύπου υποστηρίγματος (cantilever), όπου το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο είναι στερεωμένο στο ένα άκρο, και συχνά με την προ-

σάρτηση κάποιας μάζας στο άλλο του άκρο, εκμεταλλεύεται την ταλάντωση του συστήματος ώστε να παραμορφώνεται το υλικό και να παράγει ενέργεια. Τέτοιοι harvesters είναι διαθέσιμοι στο εμπόριο, και χαρακτηρίζονται *uni*μορφη ή *bi*μορφη, ανάλογα με τη δομή τους: Οι *bi*μορφη διαθέτουν δύο κρυστάλλους συνδεδεμένους σε ένα υπόστρωμα, με συνέπεια όταν ο ένας να εκτείνεται και ο άλλος να συρρικνώνεται, ανάλογα με τη φορά της ταλάντωσης. Συνήθως κατασκευάζονται από το πιεζοηλεκτρικό κεραμικό PZT.

Το ηλεκτρικό ισοδύναμο της πιεζοηλεκτρικής γεννήτριας εμφανίζεται στο σχήμα 11:



Σχήμα 11: Ισοδύναμο κύκλωμα πιεζοηλεκτρικής γεννήτριας [55]

Η πιεζοηλεκτρική γεννήτρια, μετατρέπει τις μηχανικές ταλαντώσεις σε εναλλασσόμενο ηλεκτρικό ρεύμα. Το ρεύμα $I(t)$ της γεννήτριας δίνεται από τον τύπο:

$$I(t) = I_0 \sin(2\pi ft) \quad (9)$$

όπου το I_0 εξαρτάται από το πλάτος των μηχανικών ταλαντώσεων και από τα χαρακτηριστικά της πιεζοηλεκτρικής γεννήτριας, και f είναι η συχνότητα των μηχανικών ταλαντώσεων. Το ισοδύναμο περιλαμβάνει την ισοδύναμη εσωτερική χωρητικότητα και αντίσταση της γεννήτριας, C_P και R_P αντίστοιχα. Η χωρητικότητα έχει τιμές μερικών nF ενώ η αντίσταση είναι αρκετά μεγάλη, ώστε να μπορεί να παραβλεφθεί.

2.3.4 Πυροηλεκτρικές γεννήτριες (pyroelectric generators)

Οι πυροηλεκτρικές γεννήτριες κατασκευάζονται από μια ειδική κατηγορία υλικών, η οποία είναι υποσύνολο των πιεζοηλεκτρικών υλικών. Το πυροηλεκτρικό φαινόμενο αφορά στη δυνατότητα υλικών κατά τη θέρμανση ή ψύξη τους να πολώνονται ηλεκτρικά και συνεπώς να δημιουργούν διαφορά δυναμικού. Οι κρύσταλλοι που εμφανίζουν αυτό το φαινόμενο, όπως και οι πιεζοηλεκτρικοί κρύσταλλοι, δεν είναι κεντροσυμμετρικοί, δηλαδή τα στοιχειώδη κελιά του κρυσταλλού δεν εμφανίζουν συμμετρία ως προς κάποιο σημείο και εμφανίζουν επι-

πλέον πόλωση σε συγκεκριμένες κατευθύνσεις. Οι πυροηλεκτρικοί κρύσταλλοι έχουν το πλεονέκτημα της αντοχής σε πολύ υψηλές θερμοκρασίες, σε αντίθεση με τους συμβατικούς θερμοηλεκτρικούς ημιαγωγούς και τις θερμοηλεκτρικές γεννήτριες. Οι πυροηλεκτρικές γεννήτριες μπορούν να μοντελοποιηθούν ηλεκτρικά με ανάλογο τρόπο με τις πιεζοηλεκτρικές γεννήτριες.

2.3.5 Ηλεκτρομαγνητικές γεννήτριες

Οι ηλεκτρομαγνητικές γεννήτριες βασίζονται στο νόμο του Faraday για την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή. Ο νόμος του Faraday προβλέπει την ανάπτυξη διαφοράς δυναμικού (ηλεκτρεγερτική δύναμη-ΗΕΔ) στα άκρα αγωγού, όταν μεταβάλλεται η μαγνητική ροή που διέρχεται από την επιφάνεια που ορίζει ο αγωγός:

$$E = -N \frac{d\Phi_B}{dt} \quad (10)$$

όπου E είναι η επαγόμενη ηλεκτρεγερτική δύναμη, και Φ_B είναι η μαγνητική ροή, που ορίζεται ως εξής:

$$\Phi_B = \int_A \vec{B} d\vec{A} \quad (11)$$

και είναι ανάλογη του αριθμού των μαγνητικών γραμμών του πεδίου B που διαπερνούν την επιφάνεια A .

Οι πιο συνηθισμένες γεννήτριες είναι μεγάλης κλίμακας και αξιοποιούν την περιστροφή ενός άξονα, μετατρέποντας την κινητική του ενέργεια σε ηλεκτρική. Για την περιστροφή του άξονα μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφορες πηγές ενέργειας, όπως ο άνεμος (ανεμογεννήτριες), το κινούμενο νερό ή και κάποιο άλλο κινούμενο υγρό γενικότερα (υδροηλεκτρικές γεννήτριες) ή ακόμη και ορυκτά καύσιμα (ντηζελογεννήτριες). Στα εργοστάσια παραγωγής ενέργειας, οι ηλεκτρικές γεννήτριες περιστρέφονται με την οδήγηση αερίων μεγάλης πίεσης σε στρόβιλο, ύστερα από τη θέρμανσή του (συνήθως με καύση ορυκτών).

Οι εφαρμογές ηλεκτρομαγνητικών γεννητριών σε κλίμακες energy harvesting, βασίζονται στην ίδια αρχή με τις συμβατικές γεννήτριες (νόμος του Faraday), αλλά έχουν πιο απλή δομή. Συγκεκριμένα, λαμβάνοντας υπ' όψιν ότι η πηγή που αξιοποιείται από τον energy harvester μπορεί να είναι μια οποιαδήποτε δόνηση ή ταλάντωση, απαιτείται συνήθως μία πιο απλή δομή για την αξιοποίησή τους σε σχέση με την κλασσική δομή των γεννητριών, η οποία δε κλιμακώνεται εύκολα για την αξιοποίηση ασθενών διεγέρσεων. Αντίθετα, δομές τύπου υποστηρίγμα-

τος (cantilever) ή αδρανειακών συστημάτων με χρήση ελατηρίων, μπορούν να αξιοποιηθούν σε τέτοιες πηγές. Σε χαμηλότερες κλίμακες, όπως σε τεχνολογίες τύπου MEMS, οι ηλεκτρομαγνητικές γεννήτριες δεν είναι η βέλτιστη λύση, λόγω δυσκολιών κατασκευής MEMS πηνίων (micro-fabricated coils), με συνέπεια ασθενέστερα μαγνητικά πεδία, μικρότερες μάζες και περιθώρια κίνησης. Για τους λόγους αυτούς μειονεκτούν έναντι των πιεζοηλεκτρικών και ηλεκτροστατικών γεννητριών. Αντίθετα, όταν δύναται να χρησιμοποιηθεί συμβατικό πηνίο και μαγνήτης, η τεχνολογία αυτή είναι ιδιαίτερα αποδοτική.

2.3.6 Ηλεκτροστατικές ή χωρητικές γεννήτριες (electrostatic generators)

Οι ηλεκτροστατικές γεννήτριες αξιοποιούν ταλαντώσεις και δονήσεις του περιβάλλοντος για την παραγωγή ηλεκτρικού ρεύματος. Αυτό επιτυγχάνεται με μια δομή μεταβλητής χωρητικότητας. Η χωρητικότητα του πυκνωτή δίνεται από τις σχέσεις:

$$C = \frac{Q}{V} = \epsilon \frac{A}{d} \quad (12)$$

$$\Rightarrow V = \frac{Qd}{\epsilon_0 A} \quad (13)$$

όπου V η τάση, Q το φορτίο, A η επιφάνεια των οπλισμών του πυκνωτή, ϵ η ηλεκτρική διαπερατότητα του διηλεκτρικού και ϵ_0 η ηλεκτρική διαπερατότητα του κενού. Επιπλέον η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στον πυκνωτή δίνεται από τον τύπο:

$$E = \frac{1}{2} CV^2 \quad (14)$$

Υπάρχουν δύο διαφορετικές κατηγορίες ηλεκτροστατικών γεννητριών. Αυτές με εφαρμογή σταθερής τάσης (voltage constrained) και αυτές με εφαρμογή σταθερού φορτίου (charge constrained).

Οι voltage constrained harvesters λειτουργούν ως εξής: αρχικά ο πυκνωτής βρίσκεται στη μέγιστη χωρητικότητά του, και φορτίζεται μέχρι μια τάση V_{max} από μία εξωτερική πηγή, διατηρώντας σταθερή τη χωρητικότητά του. Στη συνέχεια, η τάση V_{max} διατηρείται σταθερή, καθώς οι οπλισμοί του πυκνωτή απομακρύνονται, με συνέπεια τη μείωση της χωρητικότητάς του. Λόγω αυτής της μείωσης, το φορτίο σύμφωνα με την (12) πρέπει επίσης να μειωθεί, και συνεπώς, το πλεονάζον φορτίο οδηγείται στην εξωτερική πηγή. Με τον τρόπο αυτό συλλέγεται ενέργεια

ιση με:

$$E = \frac{1}{2}(C_{max} - C_{min})V_{max}^2 \quad (15)$$

Οι charge constrained harvesters χρησιμοποιούν ειδικά διηλεκτρικά (electrets) τα οποία διατηρούν σταθερό το φορτίο τους και επάγουν φορτίο στους οπλισμούς. Η κίνηση των οπλισμών δημιουργεί ανακατατάξεις των φορτίων μεταξύ των οπλισμών, δημιουργώντας ηλεκτρικό ρεύμα.

2.3.7 Τριβοηλεκτρικές γεννήτριες (triboelectric generators)

Το τριβοηλεκτρικό φαινόμενο βασίζεται στην ανταλλαγή ηλεκτρονίων μεταξύ των επιφανειών δύο στερεών σωμάτων όταν αυτά έρχονται σε επαφή. Πρόκειται για τον μηχανισμό της προσκόλλησης (adhesion), της τάσης δηλαδή δύο διαφορετικών επιφανειών να προσκολλώνται. Οι δυνάμεις που προκαλούν τη συμπεριφορά αυτή σχετίζονται με διαμοριακές αλληλεπιδράσεις μεταξύ των επιφανειών των υλικών. Κατά την απομάκρυνση των υλικών, αφότου ήρθαν σε επαφή, αυτά παραμένουν ηλεκτρικά φορτισμένα. Η πιο συνηθισμένη μορφή τριβοηλεκτρικού φαινομένου είναι ο στατικός ηλεκτρισμός που προκαλείται με την τριβή δύο υλικών, για παράδειγμα μαλλιού και γυαλιού. Η τριβή των υλικών δεν είναι προϋπόθεση για την εμφάνιση του τριβοηλεκτρικού φαινομένου, αλλά μέσω της τριβής, τα υλικά αλληλεπιδρούν εντονότερα λόγω της συνεχούς επαφής και απομάκρυνσης, ενισχύοντας το φαινόμενο.

Η αξιοποίηση του τριβοηλεκτρικού φαινομένου για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας είναι ένα πολύ πρόσφατο ερευνητικό πεδίο με σημαντικές προοπτικές. Μεγάλο πλεονέκτημα είναι οι πολλές διαφορετικές μηχανικές ενέργειες που μπορούν να αξιοποιηθούν μέσω του τριβοηλεκτρικού φαινομένου για την παραγωγή ενέργειας, όπως η ανθρώπινη κίνηση, ταλαντώσεις, άνεμος, κινούμενο νερό κ.α. Ήδη έχουν αναπτυχθεί πρωτότυπες τριβοηλεκτρικές γεννήτριες (TEENG), μεγάλης και μικρής κλίμακας, από τριβοηλεκτρικές κουβέρτες που τοποθετούνται στην επιφάνεια της θάλασσας μέχρι τριβοηλεκτρικές γεννήτριες για το περπάτημα. Η πιο απλή μορφή τριβοηλεκτρικής γεννήτριας βασίζεται σε δύο υλικά τα οποία έρχονται σε επαφή, ανταλλάσσοντας φορτίο. Τα υλικά αυτά συνδέονται σε ηλεκτροδία, με συνέπεια, κατά την απομάκρυνση των υλικών, να δημιουργείται ροή ηλεκτρονίων από το ένα ηλεκτρόδιο στο άλλο, λόγω ηλεκτροστατικής επαγωγής. Η διαδικασία αυτή δημιουργεί μία διαφορά δυναμικού μεταξύ των ηλεκτροδίων, η οποία, κατά την επαναφορά των υλικών σε επαφή, ωθεί τα ηλεκτρόνια προς την αντίθετη κατεύθυνση, δημιουργώντας ρεύμα αντίθετης φοράς.

Τα υλικά μετά την αρχική τους επαφή, διατηρούν το συγκεντρωμένο αντίθετο φορτίο τους καθ' όλη τη λειτουργία του συστήματος. Η μηχανική ενέργεια που φέρνει και απομακρύνει τα υλικά μεταξύ τους, μπορεί να προέρχεται από μία από τις προαναφερθείσες πηγές.

2.3.8 Γεννήτριες ραδιοσυχνοτήτων (RF generators)

Η συγκομιδή ενέργειας από ραδιοκύματα του περιβάλλοντος (RF Energy harvesting) επιτυγχάνεται μέσω συστημάτων τα οποία αποτελούνται από μία κεραία, ένα κύκλωμα impedance matching (ενότητα 2.4) και έναν ανορθωτή. Η κεραία είναι υπεύθυνη για τη λήψη των ραδιοκυμάτων. Στη συνέχεια, το κύκλωμα impedance matching φροντίζει ώστε να μεταφέρεται προς το φορτίο η μέγιστη ισχύς, ταυτίζοντας την σύνθετη αντίσταση της κεραίας με αυτή του ανορθωτή. Προτού μεταφερθεί η ισχύς στο φορτίο, μέσω του ανορθωτή μετατρέπεται η τάση AC τάση σε DC. Η συγκομιδή ενέργειας από ραδιοκύματα παρέχει αρκετά χαμηλότερη ενέργεια σε σχέση με άλλες μορφές energy harvesting και δύσκολα μπορεί να αποτελέσει αποκλειστική πηγή τροφοδοσίας. Αποτελεί ωστόσο μία εναλλακτική λύση, ειδικά σε περιβάλλοντα που οι άλλες μορφές ενέργειας δεν είναι διαθέσιμες.

2.3.9 Energy harvesting από κύματα και ωκεανούς

Ιδιαίτερα ενεργός τομέας στον κλάδο των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας είναι η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από τα θαλάσσια κύματα. Η διαθέσιμη ενέργεια προς εκμετάλλευση είναι άπλετη και ήδη έχουν κατασκευαστεί πολλά διαφορετικά συστήματα μεγάλης κλίμακας (μετατροπείς κυματικής ενέργειας-Wave Energy Converters-WECS), είτε προσαρτημένα σε μόλους λιμανιών, είτε αυτόνομα και πλωστά. Η λογική των συστημάτων αυτών βασίζεται στη μετατροπή της κίνησης των κυμάτων σε ηλεκτρική ενέργεια με χρήση ηλεκτρικών γεννητριών. Στον τομέα του energy harvesting, δηλαδή για εφαρμογές μικρής κλίμακας, η κυματική ενέργεια δεν έχει αξιοποιηθεί ιδιαίτερα και είναι επίσης ένα ενεργό επιστημονικό πεδίο. Συστήματα αισθητήρων τα οποία βρίσκονται σε πλωτήρες, μπορούν να αξιοποιήσουν την κυματική ενέργεια για την εξασφάλιση της ενεργειακής τους αυτονομίας, με χρήση τριβοηλεκτρικών γεννητριών, είτε ηλεκτρομαγνητικών harvesters.

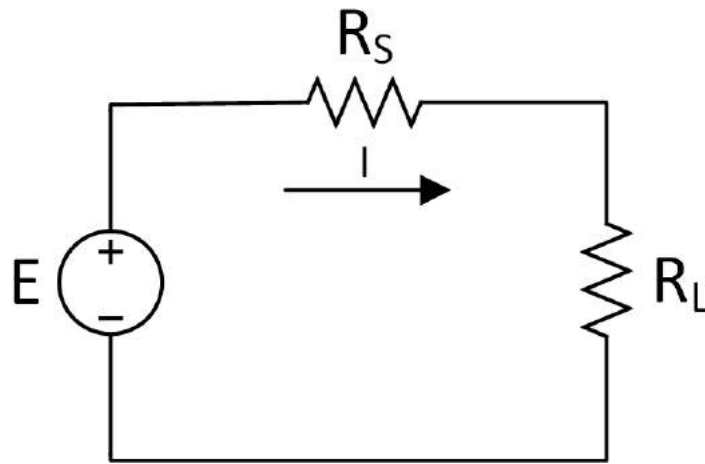
2.4 Maximum power transfer - impedance matching

Σε πολλές εφαρμογές, είναι σημαντική η αποκόμιση της μέγιστης ισχύος από μία πηγή, με στόχο την τροφοδότηση κάποιου φορτίου ή την αποθήκευση της ενέργειας. Η μεγιστοποίηση της ισχύος που μπορεί να αποκομίσει ένα σύστημα

που βασίζεται σε energy harvesting από μία πηγή είναι κομβικής σημασίας για την τροφοδοσία και την αυτονομία τους. Όπως προαναφέρθηκε, οι περισσότερες πηγές ενέργειας που αξιοποιούνται από τέτοια συστήματα είναι ιδιαίτερα χαμηλής ισχύος, οπότε η μεγιστοποίηση της ισχύος εξόδου τους είναι απαραίτητη.

2.4.1 Θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος

Το θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος από μία πηγή σε ένα φορτίο, ορίζει ότι για να επιτευχθεί η μέγιστη μεταφορά ισχύος, πρέπει η εσωτερική σύνθετη αντίσταση της πηγής να ισούται με τη σύνθετη αντίσταση του φορτίου.



Σχήμα 12: Απλό μοντέλο πηγής-φορτίου

Στην απλή περίπτωση όπου τόσο η πηγή όσο και το φορτίο έχουν αποκλειστικά ωμική αντίσταση, τότε με βάση και το σχήμα 12 ισχύει:

$$\begin{aligned}
 I &= \frac{E}{R_S + R_L} \\
 P_L &= V_L I = (E - I R_S) I = \frac{E^2}{R_S + R_L} - \frac{E^2}{(R_S + R_L)^2} R_S \\
 \Rightarrow P_L &= \left(\frac{E^2}{R_S + R_L} \right) \left(1 - \frac{R_S}{R_S + R_L} \right) = \frac{E^2}{R_S + R_L} - \frac{E^2 R_S}{(R_S + R_L)^2} \quad (16)
 \end{aligned}$$

Στην παραπάνω σχέση οι ποσότητες E και R_S θεωρούνται σταθερές, καθώς είναι χαρακτηριστικά της πηγής που χρησιμοποιείται. Οπότε αναζητείται η τιμή εκείνη της αντίστασης του φορτίου, R_L , για την οποία η ισχύς που καταναλώνεται

στο φορτίο μεγιστοποιείται.

$$\begin{aligned}
 P'_L &= \left(\frac{E^2}{R_S + R_L} - \frac{E^2 R_S}{R_S + R_L} \right)' = E^2 \left(\frac{1}{R_S + R_L} \right)' - E^2 R_S \left(\frac{1}{(R_S + R_L)^2} \right)' \\
 \Rightarrow P'_L &= -E^2 \frac{1}{(R_S + R_L)^2} (R_S + R_L)' + E^2 R_S \frac{1}{(R_S + R_L)^4} [(R_S + R_L)^2]' \\
 \Rightarrow P'_L &= -E^2 \frac{1}{(R_S + R_L)^2} + 2E^2 R_S \frac{R_S + R_L}{(R_S + R_L)^4} \\
 \Rightarrow P'_L &= -E^2 \frac{1}{(R_S + R_L)^2} + 2E^2 R_S \frac{1}{(R_S + R_L)^3} \\
 \Rightarrow P'_L &= -\frac{E^2}{(R_S + R_L)^2} \left[1 - \frac{2R_S}{R_S + R_L} \right]
 \end{aligned} \tag{17}$$

Θέτω $P'_L = 0$:

$$\begin{aligned}
 (17) \Rightarrow \frac{E^2}{(R_S + R_L)^2} &= 0 \quad \text{ή} \quad 1 - \frac{2R_S}{R_S + R_L} = 0 \\
 \Rightarrow \frac{2R_S}{R_S + R_L} &= 1 \Rightarrow \boxed{R_L = R_S}
 \end{aligned} \tag{18}$$

Επομένως προκύπτει ότι η ισχύς στο φορτίο μεγιστοποιείται για $R_S = R_L$.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει και η έννοια της απόδοσης (efficiency) η οποία συχνά συγχέεται με τη συνθήκη μέγιστης μεταφοράς ισχύος. Η απόδοση η μπορεί να οριστεί ως το πηλίκο της ισχύος που καταναλώνεται στο φορτίο, προς την ισχύ που αναπτύσσει η πηγή:

$$\eta = \frac{P_L}{P_E} = \frac{I^2 R_L}{I^2 (R_L + R_S)} = \frac{R_L}{R_L + R_S} = \frac{1}{1 + R_S/R_L} \tag{19}$$

Με βάση την παραπάνω σχέση, προκύπτει ότι στο σημείο μέγιστης μεταφοράς ισχύος, η απόδοση είναι $\eta = 50\%$. Διαισθητικά, ο λόγος που συμβαίνει αυτό, είναι γιατί η καταναλισκόμενη ενέργεια στην εσωτερική αντίσταση της πηγής είναι ίση με την ενέργεια που καταναλώνεται στο φορτίο. Επομένως, για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης σε ένα σύστημα, το οποίο έχει ένα συγκεκριμένο φορτίο, έχει νόημα η μείωση των απωλειών, οι οποίες στο προηγούμενο παράδειγμα συγκεντρώνονται στην εσωτερική αντίσταση της πηγής. Προφανώς, αν $R_S = 0$, δηλαδή αν το σύστημα δεν έχει απώλειες, τότε θα ισχύει $\eta = 100\%$

Γενικεύοντας την παραπάνω ανάλυση, οι ωμικές αντιστάσεις ανάγονται σε σύνθετες αντιστάσεις. Δηλαδή τόσο η εσωτερική αντίσταση της πηγής όσο και το φορτίο, μπορούν να έχουν και χωρητικό/επαγωγικό χαρακτήρα. Η πραγματική ισχύς που καταναλώνεται στο φορτίο σε αυτή την περίπτωση, θα είναι:

$$P_L = I_{RMS}^2 R_L = \frac{1}{2} |I|^2 R_L = \frac{1}{2} \left(\frac{|E|}{Z_S + Z_L} \right)^2 R_L$$

$$\Rightarrow P_L = \frac{1}{2} \frac{|E|^2 R_L}{(R_L + R_S) + (X_L + X_S)} \quad (20)$$

Στο σημείο αυτό παρατηρούμε ότι για κάθε R_L, R_S , η σχέση (20) μεγιστοποιείται όταν ελαχιστοποιείται ο παρονομαστής. Οπότε για κάθε τιμή των R_L, R_S , προκύπτει μέγιστη ισχύς όταν ισχύει:

$$\min \{(R_L + R_S) + (X_L + X_S)\} \Rightarrow \min \{X_L + X_S\}$$

$$\Rightarrow X_L = -X_S \quad (21)$$

Επομένως, με βάση τη σχέση (21), η σχέση (20) γίνεται:

$$P_L = \frac{1}{2} \frac{|E|^2 R_L}{(R_L + R_S)} \quad (22)$$

Πλέον το πρόβλημα μεγιστοποίησης της σχέσης (22) είναι το ίδιο με αυτό της απλής ωμικής περίπτωσης που αναλύθηκε παραπάνω. Συνεπώς η ισχύς μεγιστοποιείται με βάση τις εξής δύο συνθήκες:

$$\left\{ \begin{array}{l} X_S = -X_L \\ R_S = R_L \end{array} \right. \Rightarrow Z_S = \bar{Z}_L \quad (23)$$

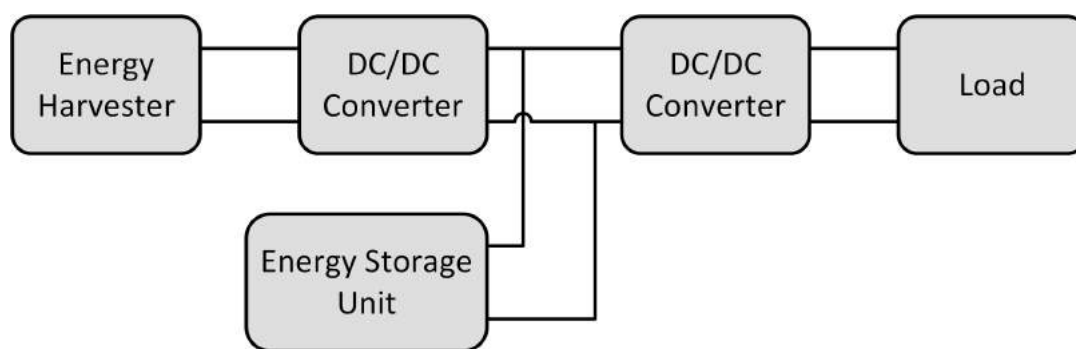
Η παραπάνω σχέση, δηλαδή η συνθήκη μεγιστοποίησης της μεταφερόμενης ισχύος από μία πηγή σε ένα φορτίο σύνθετης αντίστασης, ονομάζεται *impedance matching*. Η επίτευξη της συνθήκης *impedance matching*, ισοδυναμεί με λειτουργία στο σημείο *Maximum Power Point (MPP)*.

2.5 Αλγόριθμοι *maximum power point tracking*

Όπως προαναφέρθηκε, η επίτευξη συνθηκών μέγιστης μεταφοράς ισχύος από την πηγή στο φορτίο είναι πολύ σημαντική σε εφαρμογές *energy harvesting*.

Οι διάφορες γεννήτριες που χρησιμοποιούνται για τη συγκομιδή ενέργειας από το περιβάλλον, εξαρτώνται πλήρως από αστάθμητους παράγοντες με βάση τις εκάστοτε περιβαλλοντικές συνθήκες. Επιπλέον, οι απαιτήσεις και τα χαρακτηριστικά του φορτίου που συνδέεται στην πηγή δεν είναι σταθερά. Ως εκ τούτου, η επίτευξη του impedance matching μεταξύ του συστήματος της πηγής και του συστήματος του φορτίου δεν μπορεί να είναι μια στατική προκαθορισμένη διαδικασία.

Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται διαφορετικές τεχνικές, ανάλογα με την πηγή, τις απαιτήσεις και τις δυνατότητες της εφαρμογής, ώστε να μπορέσει το σύστημα να λειτουργεί κοντά στο σημείο MPP. Οι τεχνικές αυτές ονομάζονται maximum power point tracking (MPPT). Για την υλοποίηση αυτών των τεχνικών είναι απαραίτητη η χρήση ενός μετατροπέα DC/DC, ο ρόλος του οποίου είναι να προσαρμόζει τη σύνθετη αντίσταση που «βλέπει» η πηγή ενέργειας, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία κοντά στο MPP. Οι Le et al. [30] παρουσιάζουν μεταξύ άλλων, τη δομή ενός συστήματος energy harvesting και μία υλοποίηση που αξιοποιεί υπερπυκνωτή για αποθήκευση ενέργειας προερχόμενης από energy harvesting, ώστε να επιτυγχάνεται αυτονομία σε ένα κόμβο δικτύων αισθητήρων. Το σύστημα έχει την ακόλουθη γενική μορφή:

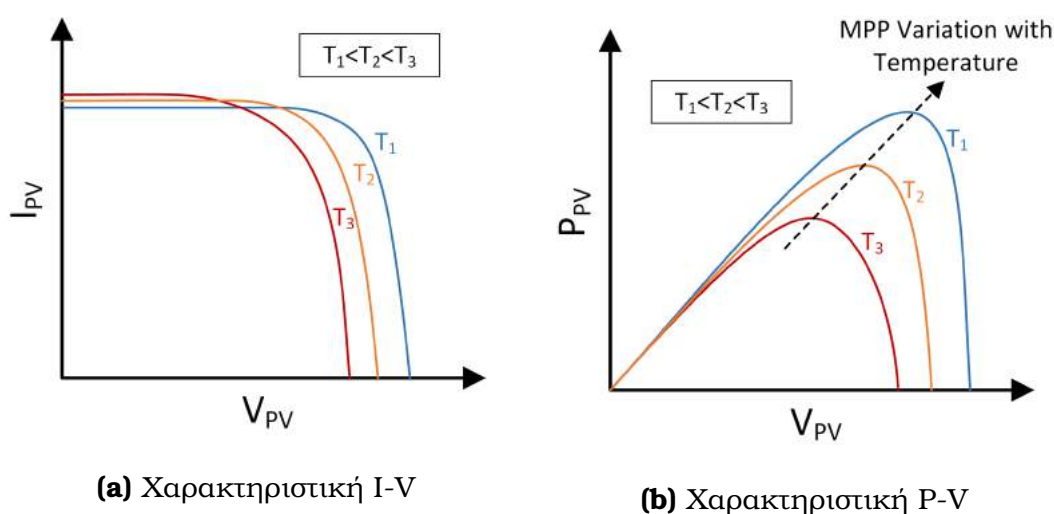


Σχήμα 13: Σύστημα Energy Harvester

Ο energy harvester είναι συνδεδεμένος με ένα DC/DC converter, ο οποίος είναι υπεύθυνος για το impedance matching, και εκτελεί αλγορίθμους MPPT. Υπάρχει μία μονάδα αποθήκευσης ενέργειας, η οποία συνήθως είναι κάποια μπαταρία, ή και υπερπυκνωτής. Επιπλέον, ένας ακόμη converter είναι υπεύθυνος για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου του συστήματος, προκειμένου να τροφοδοτείται σωστά το φορτίο.

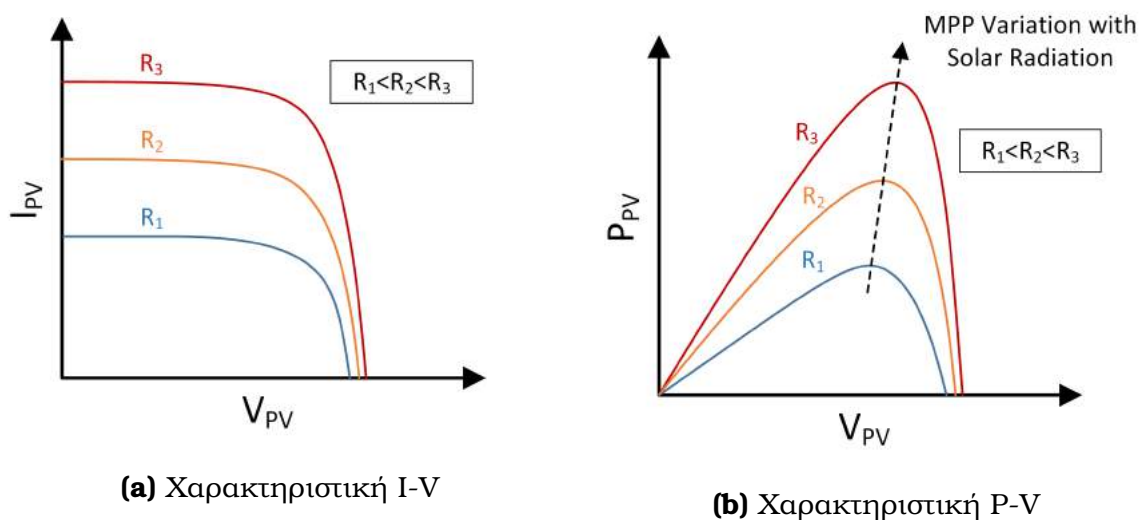
2.5.1 Παράδειγμα μεταβλητότητας MPP

Προτού αναλυθούν οι διαφορετικές τεχνικές MPPT, είναι χρήσιμη η παρουσίαση της εξάρτησης του σημείου μέγιστης ισχύος από τους περιβαλλοντικούς παράγοντες, μέσω του παραδείγματος ενός φωτοβολταϊκού πάνελ. Στο σχήμα 14 παρουσιάζονται οι δύο βασικές χαρακτηριστικές ενός φωτοβολταϊκού πάνελ, I-V και P-V, και παρατηρείται η εξάρτηση της ισχύος και του σημείου μέγιστης ισχύος από την θερμοκρασία.



Σχήμα 14: Μετατόπιση του σημείου MPP με τη θερμοκρασία

Αντίστοιχα στο σχήμα 15 φαίνεται η εξάρτηση της ισχύος του φωτοβολταϊκού από την ηλιακή ακτινοβολία. Σημαντική παρατήρηση από τα δύο αυτά σχήματα, είναι η μετατόπιση του σημείου MPP σε διαφορετικές τάσεις εξόδου του φωτοβολταϊκού ανάλογα με τις περιβαλλοντικές συνθήκες, το οποίο σημαίνει ότι για να επιτύχουμε αυτό το σημείο λειτουργίας πρέπει να προσαρμόζεται αντίστοιχα η γραμμή φορτίου (άρα και η σύνθετη αντίσταση που βλέπει η πηγή). Αυτό επιτυγχάνεται μέσω των DC/DC converters.



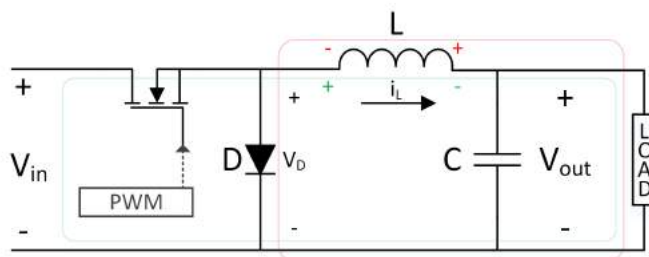
Σχήμα 15: Μετατόπιση του σημείου MPP με τη θερμοκρασία

2.5.2 Οι βασικές τοπολογίες DC/DC converters

Οι DC/DC converters είναι ηλεκτρονικές διατάξεις, οι οποίες μετατρέπουν ένα επίπεδο τάσης DC σε ένα άλλο. Η λειτουργία τους βασίζεται στην αποθήκευση ενέργειας σε επαγωγικά/χωρητικά στοιχεία και στη διακοπτική λειτουργία μέσω ενός διακοπτικού στοιχείου (συνήθως MOSFET), η οποία επιτρέπει τη ρυθμιζόμενη απόδοση της αποθηκευμένης ενέργειας σε συγκεκριμένο χρόνο. Ρυθμίζοντας το duty cycle του MOSFET, ο converter μπορεί να σταθεροποιεί σε συγκεκριμένη τιμή ένα εκ των εξής μεγεθών: 1) την τάση εισόδου, 2) την τάση εξόδου, 3) το ρεύμα εισόδου και 4) το ρεύμα εξόδου. Οι DC/DC converters χρησιμοποιούνται ευρέως καθώς είναι πολύ πιο αποδοτικοί, λόγω της διακοπτικής τους λειτουργίας, σε σχέση με τα τροφοδοτικά μη διακοπτικής λειτουργίας. Ακόμη και σε περιπτώσεις AC τάσεων, συχνά προτιμάται η χρήση ανορθωτή και DC/DC converter αντί για έναν μετασχηματιστή, καθώς η συνολική απόδοση του συστήματος είναι καλύτερη. Οι τρεις βασικές τοπολογίες DC/DC converter είναι οι Buck Converter, Boost Converter και Buck/Boost Converter.

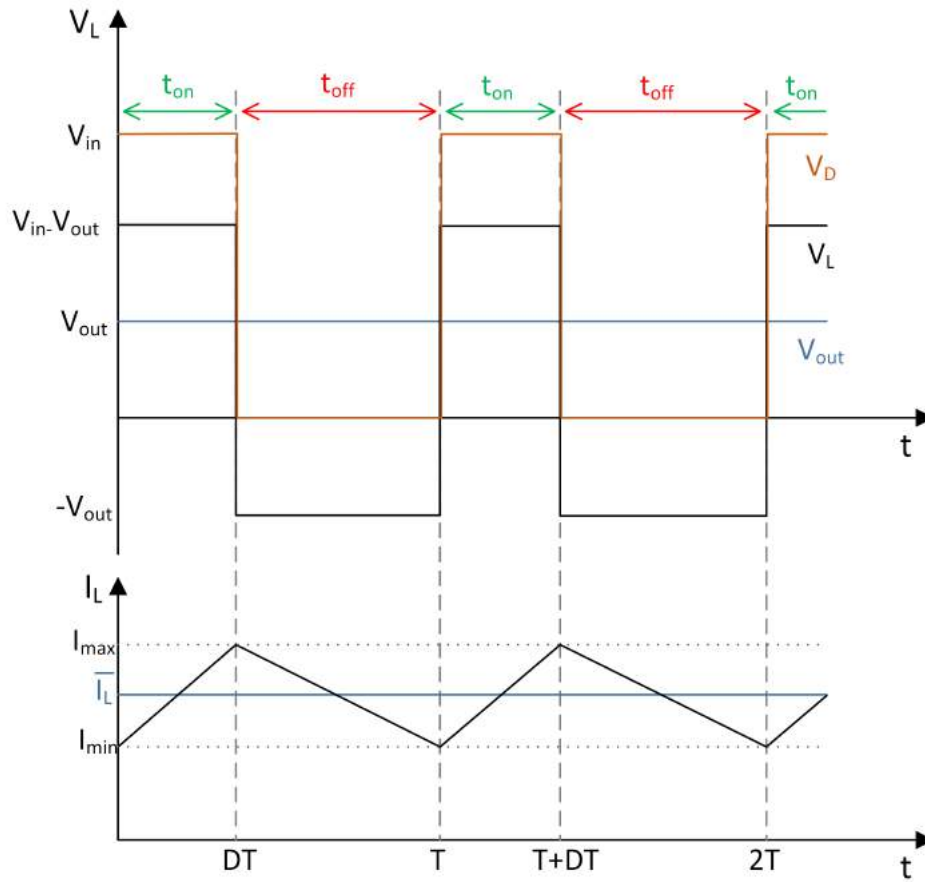
Buck (Step-Down) Converter

Όπως υποδηλώνει το όνομά του, ο μετατροπέας αυτός υποβιβάζει την τάση εισόδου σε μια χαμηλότερη τάση εξόδου. Η ακριβής τοπολογία του buck converter παρουσιάζεται στο σχήμα 16. Τα βασικά στοιχεία που τον απαρτίζουν είναι ένας ελεγχόμενος διακόπτης (MOSFET, IGBT), μία δίοδος, ένα πηνίο και ένας πυκνωτής στην έξοδο, που σταθεροποιεί την τάση εξόδου του μετατροπέα.

**Σχήμα 16:** Τοπολογία Buck Converter

Για την κατανόηση της λειτουργίας του buck converter έχει ενδιαφέρον η ανάλυση των δύο διακριτών καταστάσεων του κυκλώματος που αντιστοιχούν στις δύο θέσεις του ελεγχόμενου διακόπτη (ON-OFF), και της εναλλαγή από τη μία κατάσταση στην άλλη, όταν το κύκλωμα βρίσκεται σε σταθερή λειτουργία (Steady State). Υποθέτουμε ότι ο διακόπτης είναι αρχικά στη θέση OFF. Κάποια χρονική στιγμή t_0 ο διακόπτης μεταγεται στη θέση ON. Τότε η διόδος πολώνεται ανάστροφα, οπότε δεν άγει. Επιπλέον, καθώς η πηγή συνδέεται στο κύκλωμα, το ρεύμα στο κύκλωμα τείνει να αυξηθεί. Το πηνίο που διαρρέεται από το ρεύμα αυτό, αναπτύσσει τάση στα άκρα του που αντιστέκεται στη μεταβολή του ρεύματος. Η τάση αυτή ισούται σύμφωνα με το νόμο τάσεων του Kirchhof (NTK) με $V_L = V_{in} - V_{out}$. Έστω T η περίοδος, δηλαδή η μετάβαση του διακόπτη από τη θέση ON στη θέση OFF και πίσω και D το duty cycle του PWM σήματος που ελέγχει το MOSFET του converter. Σε χρόνο $t_0 + DT$, ο διακόπτης επανέρχεται στη θέση OFF. Η πηγή τότε αποσυνδέεται από το κύκλωμα, και το ρεύμα στο υπόλοιπο κύκλωμα τείνει να μειωθεί. Το πηνίο που διαρρέεται από το ρεύμα αυτό, αντιστεκόμενο στη μεταβολή του ρεύματος αναπτύσσει αυτή τη φορά τάση αντίθετης πολικότητας σε σχέση με πριν, με συνέπεια η διόδος τώρα να πολώνεται ορθά, και η φορά του ρεύματος προς το φορτίο να διατηρείται. Μετά από το πέρασμα της περιόδου T , επαναλαμβάνεται η ίδια διαδικασία.

Υπάρχουν δύο βασικά mode λειτουργίας του μετατροπέα: Το continuous και το discontinuous conduction mode, CCM και DCM αντίστοιχα. Η διάκριση αυτή σχετίζεται με το κατά πόσον κατά τη διάρκεια της περιόδου T , το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο μηδενίζεται για κάποιο διάστημα ή όχι. Για την περαιτέρω μελέτη του buck converter θα υποθέσουμε λειτουργία σε CCM, η οποία είναι και η επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας του μετατροπέα, καθώς συνδυάζεται με υψηλότερη απόδοση.



Σχήμα 17: Διάγραμμα λειτουργίας Buck Converter σε CCM

Επιπλέον θα υποθέσουμε σταθερή λειτουργία του μετατροπέα (steady state). Αυτό σημαίνει ότι η ενέργεια που έχει αποθηκευμένη το πηνίο στην αρχή μιας περιόδου και στο τέλος της είναι η ίδια. Η ενέργεια που αποθηκεύεται στο πηνίο δίνεται από τον τύπο:

$$E_L = \frac{1}{2} L i^2 \quad (24)$$

Συνεπώς το μέσο ρεύμα που διαρρέει το πηνίο κατά τη λειτουργία σε steady state είναι σταθερό. Όμως η τάση του πηνίου δίνεται από τον τύπο:

$$V_L = L \frac{di}{dt} \quad (25)$$

Επομένως η μέση τάση του πηνίου σε steady state θα δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{V}_L = L \frac{d\bar{i}}{dt} \quad (26)$$

Όμως, αφού το μέσο ρεύμα \bar{i}_L είναι σταθερό, τότε:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = 0 \quad (27)$$

και επομένως

$$\bar{V}_L = 0 \quad (28)$$

Η σχέση (28) δείχνει ότι σε steady state η μέση τάση του πηνίου είναι μηδέν. Εστιάζοντας σε μία περίοδο T , και χρησιμοποιώντας την τελευταία σχέση, προκύπτει:

$$\begin{aligned} \bar{V}_L = 0 &\Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = 0 \Rightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} V_{in} - V_{out} dt + \int_{DT}^T -V_{out} dt \right] = 0 \\ &\Rightarrow \frac{1}{T} [(V_{in} - V_{out})DT + (-V_{out})(T - DT)] = 0 \Rightarrow \frac{1}{T} V_{in} DT - \frac{1}{T} V_{out} T = 0 \\ &\Rightarrow \boxed{D = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad , \quad 0 \leq D \leq 1} \end{aligned} \quad (29)$$

Η σχέση (29) υποδηλώνει ότι για μια δεδομένη τάση εισόδου, η τάση εξόδου του converter εξαρτάται αποκλειστικά από το duty cycle του διακόπτη ισχύος. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψιν ότι $0 \leq D \leq 1$, η τάση εξόδου του buck converter μπορεί ιδανικά να ρυθμιστεί σε οποιαδήποτε τιμή στο εύρος $0 \leq V_{out} \leq V_{in}$.

Η σχέση που συνδέει την τάση εξόδου με το duty cycle και την τάση εισόδου κατά τη λειτουργία του converter σε discontinuous conduction mode (DCM), δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

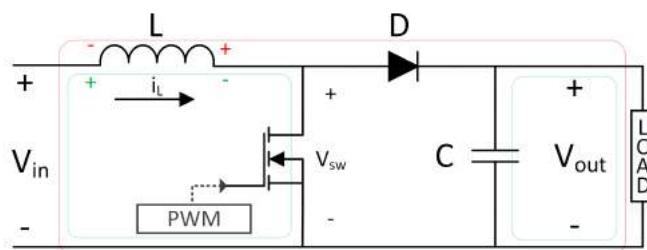
$$V_{out} = V_{in} \frac{D^2}{D^2 + \frac{2L\bar{i}_L f}{V_{in}}} \quad (30)$$

όπου $f = \frac{1}{T}$ η συχνότητα εναλλαγής του διακόπτη ισχύος και L η αυτεπαγωγή του πηνίου του converter. Η τάση εξόδου σε DCM λειτουργία εξαρτάται συνεπώς

επιπλέον από την αυτεπαγωγή L , το ρεύμα του πηνίου και τη συχνότητα εναλλαγής του διακόπτη καθιστώντας αρκετά δυσκολότερο τον έλεγχο του μετατροπέα. Συνοψίζοντας, η ιδέα του buck converter είναι η εξής: Δεδομένης μιας τάσης εισόδου V_{in} , απαιτείται ο υποβιβασμός της σε μια τιμή V_{out} . Αυτό μπορεί να επιτευχθεί εύκολα με ωμικά στοιχεία, οδηγώντας όμως σε σημαντικές απώλειες και χαμηλή απόδοση. Με την τοπολογία του buck converter, το πηνίο αναλαμβάνει το ρόλο του υποβιβασμού της τάσης εισόδου, δημιουργώντας την απαραίτητη πτώση τάσης. Επιπλέον η πτώση τάσης αυτή εισάγεται μέσω του πηνίου με έναν ελεγχόμενο τρόπο, που όπως αποδείχθηκε παραπάνω, εξαρτάται αποκλειστικά από το duty cycle του διακόπτη ισχύος. Συνεπώς, ο buck converter, είναι ένα διακοπτικό τροφοδοτικό το οποίο επιτρέπει ρυθμιζόμενο υποβιβασμό της τάσης με ελαχιστοποίηση των απωλειών. Συνηθισμένες τιμές απόδοσης για τους μετατροπείς τύπου buck είναι της τάξης 90% και άνω.

Boost (Step-Up Converter)

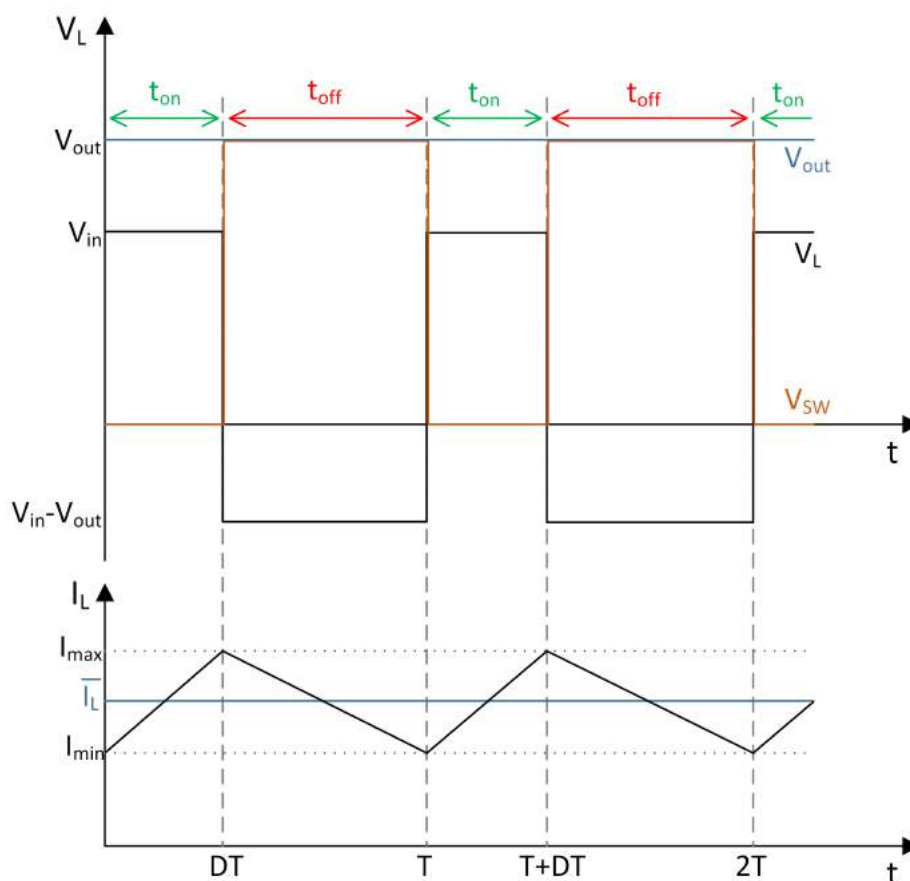
Ο boost converter αποτελεί επίσης ένα διακοπτικό τροφοδοτικό, το οποίο ανυψώνει την τάση εισόδου V_{in} σε μία νέα τιμή V_{out} . Η τοπολογία του boost converter παρουσιάζεται στο σχήμα 18. Τα ηλεκτρονικά στοιχεία είναι τα ίδια με αυτά του buck converter, τοποθετημένα ωστόσο με διαφορετικό τρόπο.



Σχήμα 18: Τοπολογία Boost Converter

Με βάση το σχηματικό του μετατροπέα και το διάγραμμα του σχήματος 19 η λειτουργία του boost converter είναι η εξής: Ο διακόπτης τη χρονική στιγμή t_0 είναι στη θέση ON. Η διόδος πολώνεται ανάστροφα, και το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο τείνει να αυξηθεί και το πηνίο αντιστέκεται στη μεταβολή αναπτύσσοντας πτώση τάσης. Όταν ο διακόπτης μετά από χρόνο DT μεταβεί στη θέση OFF, τότε η διόδος πολώνεται ορθά, συνδέεται το φορτίο στο κύκλωμα, και το ρεύμα τείνει να μειωθεί. Το πηνίο αντιστρέφει την πολικότητά του, αντιστεκόμενο στη μεταβολή αυτή, αναπτύσσοντας πτώση τάσης που προκύπτει, σύμφωνα με τον

ΝΤΚ, από τη σχέση: $V_{in} + V_L - V_{out} = 0 \Rightarrow V_L = V_{out} - V_{in}$. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται σε κάθε περίοδο. Ομοίως με πριν, ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί είτε σε CCM, είτε σε DCM.



Σχήμα 19: Διάγραμμα λειτουργίας Boost Converter σε CCM

Υποθέτοντας λειτουργία σε CCM και σταθερή κατάσταση λειτουργίας (steady state), προκύπτει ομοίως με την περίπτωση buck converter, ότι η μέση τάση του πηνίου σε steady state ισούται με μηδέν. Με τη βοήθεια του διαγράμματος του

σχήματος 19, προκύπτει:

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_L = 0 &\Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = 0 \Rightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T V_{in} - V_{out} dt \right] = 0 \\
 &\Rightarrow \frac{1}{T} [V_{in} DT + (V_{in} - V_{out})T - (V_{in} - V_{out})DT] = 0 \\
 &\Rightarrow V_{in} D + V_{in} - V_{out} - V_{in} D + V_{out} D = 0 \\
 &\Rightarrow D = \frac{V_{out} - V_{in}}{V_{out}} \Rightarrow \boxed{\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad , \quad 0 \leq D \leq 1} \quad (31)
 \end{aligned}$$

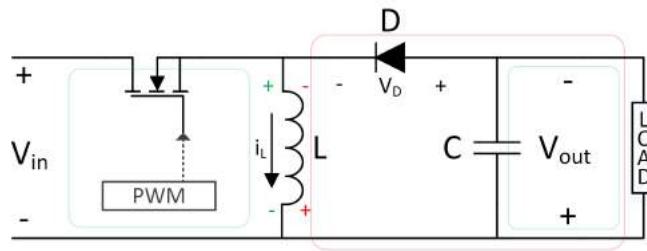
Η σχέση (31) υποδηλώνει ότι για μια δεδομένη τάση εισόδου, η τάση εξόδου του converter εξαρτάται αποκλειστικά από το duty cycle του διακόπτη ισχύος. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψιν ότι $0 \leq D \leq 1$, η τάση εξόδου του buck converter μπορεί ιδανικά να ρυθμιστεί σε οποιαδήποτε τιμή στο εύρος $V_{in} \leq V_{out} \leq \infty$.

Η σχέση που συνδέει το duty cycle με την τάση εισόδου και την τάση εξόδου κατά τη λειτουργία του converter σε discontinuous conduction mode (DCM), δίνεται από τη σχέση:

$$V_{out} = V_{in} \frac{V_{in} D^2}{2i_L f L} + 1 \quad (32)$$

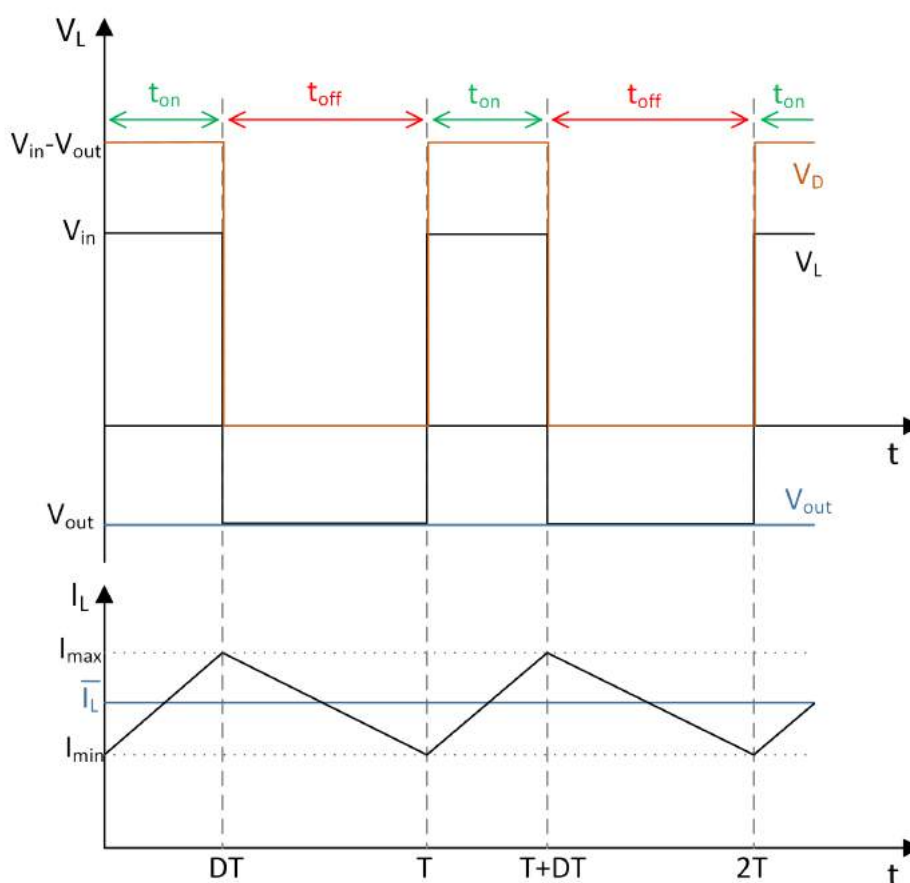
Buck/Boost Converter (Step-Down/Step-Up Converter)

Ο μετατροπέας τύπου Buck-Boost, μπορεί είτε να ανυψώσει είτε να υποβιβάσει την τάση εξόδου. Βασίζεται επίσης σε διακοπτική λειτουργία και αποτελείται από τα ίδια ηλεκτρονικά στοιχεία όπως και οι προηγούμενοι μετατροπείς, με διαφορετική τοπολογία, η οποία φαίνεται στο σχήμα 20.



Σχήμα 20: Τοπολογία Buck/Boost Converter

Η λειτουργία του buck-boost converter περιγράφεται, με βάση και το διάγραμμα του σχήματος 21 ως εξής: Τη χρονική στιγμή t_0 ο διακόπτης βρίσκεται στη θέση ON. Η διόδος είναι πολωμένη ανάστροφα. Η πηγή συνδέεται με το πηνίο και το ρεύμα τείνει να αυξηθεί, με το πηνίο να αντιστέκεται αναπτύσσοντας πτώση τάσης στα άκρα του $V_L = V_{in}$. Μετά από χρόνο DT , ο διακόπτης μεταβαίνει στη θέση OFF. Η πηγή απομονώνεται και το ρεύμα τείνει να μειωθεί. Το πηνίο αντιστρέφει την πολικότητά του, για να διατηρήσει τη ροή του ρεύματος, αναπτύσσοντας τάση $V_L = V_{out}$. Μετά το πέρας της περιόδου, το φαινόμενο επαναλαμβάνεται. Να σημειωθεί ότι, όπως φαίνεται και από τα διαγράμματα του σχήματος 21, η τάση εξόδου προκύπτει με αντίθετη πολικότητα από την τάση εισόδου.



Σχήμα 21: Διάγραμμα λειτουργίας Buck/Boost Converter σε CCM

Υποθέτοντας CCM και steady state λειτουργία, προκύπτει για τον buck-boost

converter:

$$\begin{aligned}
 \bar{V}_L = 0 &\Rightarrow \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = 0 \Rightarrow \frac{1}{T} \left[\int_0^{DT} V_{in} dt + \int_{DT}^T V_{out} dt \right] = 0 \\
 &\Rightarrow \frac{1}{T} V_{in} DT + \frac{1}{T} V_{out} T - \frac{1}{T} V_{out} DT = 0 \Rightarrow V_{in} D + V_{out} - V_{out} D = 0 \\
 &\Rightarrow D = \frac{V_{out}}{V_{out} - V_{in}} \Rightarrow \boxed{\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D}, \quad 0 \leq D \leq 1} \quad (33)
 \end{aligned}$$

Η σχέση (33) υποδηλώνει ότι για μια δεδομένη τάση εισόδου, η τάση εξόδου του converter εξαρτάται αποκλειστικά από το duty cycle του διακόπτη ισχύος και επιπλέον, το μείον δείχνει την αντίστροφη πολικότητα της τάσης εξόδου σε σχέση με την τάση εισόδου. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι $0 \leq D \leq 1$, η τάση εξόδου του buck converter μπορεί ιδανικά να ρυθμιστεί σε οποιαδήποτε τιμή στο εύρος $-\infty \leq V_{out} \leq 0$. Επιπλέον προκύπτει ότι για $D > 0.5 \Rightarrow V_{out} > V_{in}$, άρα ο converter λειτουργεί σε boost mode, ενώ για $D < 0.5 \Rightarrow V_{out} < V_{in}$ και ο converter λειτουργεί σε buck mode.

Η σχέση που συνδέει το duty cycle με την τάση εισόδου και την τάση εξόδου κατά τη λειτουργία του converter σε discontinuous conduction mode (DCM), δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{V_{in} D^2}{2\bar{i}_L f L} \quad (34)$$

Οι τρεις τοπολογίες που αναλύθηκαν παραπάνω, αποτελούν τη βάση των DC/DC converters και των διακοπτικών τροφοδοτικών. Να σημειωθεί ότι τα τρία αυτά κυκλώματα, όπως αναλύθηκαν, είναι unidirectional, δηλαδή επιτρέπουν ροή ισχύος από την είσοδο προς την έξοδο. Ωστόσο, με μικρές τροποποιήσεις (επιπλέον διακόπτη ισχύος, πιο σύνθετος έλεγχος) προκύπτουν οι bidirectional converters που επιτρέπουν αμφίδρομη μεταφορά ισχύος. Χαρακτηριστικό παράδειγμα χρήσης τέτοιων converter είναι κατά την αναγεννητική πέδηση στην αυτοκίνηση. Στον πίνακα 1 παρουσιάζονται συνολικά οι βασικές τοπολογίες DC/DC converters.

Type	Energy Flow	Polarity	Voltage
Buck	Unidirectional	Non-inverting	$V_{out} < V_{in}$
	Bidirectional		
Boost	Unidirectional	Non-inverting	$V_{out} > V_{in}$
	Bidirectional		
Buck-Boost	Unidirectional	Inverting	$V_{out} \gtrless V_{in}$
		Non-inverting	
	Bidirectional	Inverting	
		non-inverting	

Πίνακας 1: Τοπολογίες DC/DC converters**2.5.3 Impedance matching με DC/DC converters**

Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.4, η μέγιστη μεταφορά ισχύος προς το φορτίο εξαρτάται από το ταίριασμα της σύνθετης αντίστασης του κυκλώματος της πηγής και αυτής του κυκλώματος του φορτίου. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις της ενότητας 2.5.2, θα δειχθεί πώς οι DC/DC converters έχουν τη δυνατότητα να επιτυγχάνουν impedance matching.

Για οποιονδήποτε DC/DC converter, με απόδοση η ισχύει:

$$P_{in} = \eta P_{out} \implies V_{in} I_{in} = \eta V_{out} I_{out} \quad (35)$$

Χρησιμοποιώντας το νόμο του Ohm, η σχέση (35) γίνεται:

$$\frac{V_{out}^2}{Z_{out}} = \frac{\eta V_{in}^2}{Z_{in}} \quad (36)$$

Για τον buck converter, όπως δείχθηκε, ισχύει σε CCM:

$$V_{out} = D V_{in}$$

Με βάση την παραπάνω σχέση, η (36) γίνεται:

$$\frac{DV_{in}^2}{Z_{out}} = \frac{\eta V_{in}^2}{Z_{in}} \Rightarrow \frac{D^2}{Z_{out}} = \frac{\eta}{Z_{in}}$$

$$\Rightarrow \boxed{D = \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}}} \quad (37)$$

Αντίστοιχα, για τον boost converter, ισχύει σε CCM:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D}$$

Στην περίπτωση του boost converter, η (36) γίνεται:

$$\frac{V_{in}^2}{(1-D)^2 Z_{out}} = \frac{\eta V_{in}^2}{Z_{in}} \Rightarrow (1-D)^2 = \frac{Z_{in}}{\eta Z_{out}}$$

$$\Rightarrow \boxed{D = 1 - \sqrt{\frac{Z_{in}}{\eta Z_{out}}}} \quad (38)$$

Τέλος, για την περίπτωση του buck-boost converter, ισχύει σε CCM:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D} \Rightarrow V_{out} = \frac{-DV_{in}}{1-D}$$

Τότε, η (36) γίνεται:

$$\frac{D^2 V_{in}^2}{(1-D)^2 Z_{out}} = \frac{\eta V_{in}^2}{Z_{in}} \Rightarrow D^2 Z_{in} = \eta Z_{out} (1-D)^2 \Rightarrow \frac{D}{1-D} = \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}}$$

$$\Rightarrow D = \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}} - D \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}} \Rightarrow D \left(1 + \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}} \right) = \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}}$$

$$\Rightarrow \boxed{D = \frac{\sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}}}{1 + \sqrt{\frac{\eta Z_{out}}{Z_{in}}}}} \quad (39)$$

Οι σχέσεις (37), (38) και (39) δείχνουν ότι η σχέση μεταξύ Z_{in} και Z_{out} καθορίζεται πλήρως στους DC/DC converters από το duty cycle τους. Συνεπώς, αρκεί να ρυθμίζεται κατάλληλα το duty cycle προκειμένου να πετύχουμε impedance matching και μέγιστη μεταφορά ισχύος, δηλαδή λειτουργία στο σημείο MPP. Η ανάλυση αυτή αποτελεί μια εναλλακτική όψη αυτής που προκύπτει μέσω των σχέσεων που συνδέουν το duty cycle των converters με την τάση εισόδου τους (που ισούται με την τάση εξόδου της πηγής) και την τάση εξόδου τους (σχέσεις (29), (31), (33), ενότητα 2.5.2). Όπως παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.5.1 με το παράδειγμα του φωτοβολταϊκού, το σημείο MPP προκύπτει, ανάλογα με τις συνθήκες, για μια συγκεκριμένη τάση εξόδου της πηγής. Η λειτουργία σε αυτή την τάση εξόδου, και άρα στο σημείο MPP είναι επιτεύξιμη ελέγχοντας κατάλληλα το duty cycle ενός DC/DC converter. Οι βασικότεροι τρόποι υλοποίησης MPPT, που παρουσιάζονται στη συνέχεια, έχουν ως βάση την ανάλυση των πανεπιστημιακών διαλέξεων του μαθήματος «Ειδικά θέματα σε Συστήματα Διαχείρισης Ενέργειας» [56].

2.5.4 Constant Voltage - Constant Current MPPT μέθοδος

Η μέθοδος Constant Voltage (CV) για maximum power point tracking βασίζεται στην υπόθεση ότι ο λόγος της τάσης MPP της πηγής προς την τάση ανοιχτοκύκλωσης της πηγής είναι μια σταθερή τιμή, δεδομένων κάποιων παραμέτρων. Αυτές οι παράμετροι αφορούν στο είδος της πηγής που χρησιμοποιείται και στις περιβαλλοντικές συνθήκες που επικρατούν. Αναλόγως της πολυπλοκότητας του συστήματος ελέγχου, καθορίζεται και ο τρόπος που προκύπτει η εκτιμώμενη τιμή του λόγου των τάσεων. Για παράδειγμα, στα φωτοβολταϊκά πάνελ, ο λόγος αυτός κυμαίνεται συνήθως από 70 – 85%, ανάλογα με τις συνθήκες. Συνεπώς η λειτουργία της μεθόδου αυτής βασίζεται στη μέτρηση ανά τακτά διαστήματα της τάσης ανοιχτοκύκλωσης της πηγής, αποσυνδέοντας προσωρινά το κύκλωμα του μετατροπέα. Στη συνέχεια, η ζητούμενη τάση V_{MPP} προκύπτει από τον τύπο:

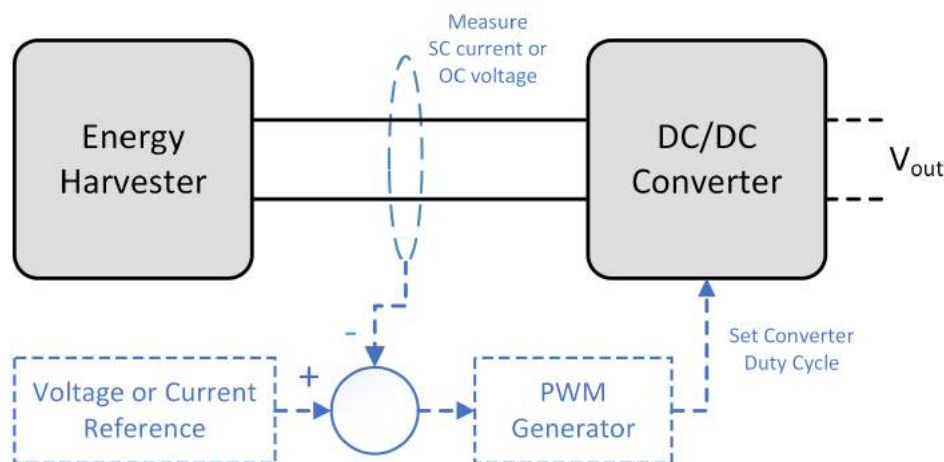
$$\frac{V_{MPP}}{V_{OC}} \approx C \quad (40)$$

όπου V_{OC} είναι η τάση ανοιχτοκύκλωσης της πηγής, και C ο σταθερός λόγος που εκτιμάται με βάση την πηγή και τις συνθήκες. Ο έλεγχος στη συνέχεια γίνεται όπως φαίνεται στο σχήμα 22, όπου η τάση V_{MPP} συγκρίνεται με την τάση λειτουργίας της πηγής και στη συνέχεια ρυθμίζεται κατάλληλα το duty cycle του μετατροπέα για την σύγκλιση των δύο αυτών τάσεων. Η διαδικασία σύγκλισης αυτή γίνεται σε πολλαπλούς κύκλους ελέγχου, συχνά με χρήση PID ελεγκτή.

Αντίστοιχη μέθοδος είναι και η Constant Current (CC), η οποία αντίστοιχα βασίζεται στην υπόθεση ότι ο λόγος του ρεύματος MPP της πηγής προς το ρεύμα βραχυκύκλωσης της πηγής είναι μια σταθερή τιμή, δεδομένων κάποιων παραμέτρων. Ενδεικτικά για τα φωτοβολταϊκά πάνελ, ο λόγος αυτός είναι 72 – 92%. Η μέθοδος αυτή θέτει περιοδικά την πηγή σε συνθήκες βραχυκύκλωσης μέσω διακόπτη ισχύος, και μετριέται το ρεύμα βραχυκύκλωσης I_{OC} . Στη συνέχεια το επιθυμητό ρεύμα λειτουργίας της πηγής I_{MPP} προκύπτει από τον τύπο:

$$\frac{I_{MPP}}{I_{OC}} \approx C \quad (41)$$

όπου C ο σταθερός λόγος που εκτιμάται με βάση την πηγή και τις συνθήκες. Αυτή η μέτρηση χρησιμοποιείται από το σύστημα ελέγχου σαν τιμή αναφοράς, συγκρίνοντάς την με την τρέχουσα τιμή του ρεύματος της πηγής. Έτσι ρυθμίζεται με κατάλληλο τρόπο το duty cycle του μετατροπέα για την σύγκλιση της μετρούμενης τιμής με την τιμή αναφοράς. Αυτή η διαδικασία σύγκλισης γίνεται σε πολλαπλούς κύκλους ελέγχου, συχνά με χρήση PID ελεγκτή.



Σχήμα 22: Λειτουργία CC, CV μεθόδων MPPT

Οι μέθοδοι αυτές αποτελούν προσεγγιστικές λύσεις και δεν εντοπίζουν με ακρίβεια το σημείο MPP, καθώς δεν λαμβάνουν υπόψιν μεταβολές στις περιβαλλοντικές συνθήκες και τα μεταβαλλόμενα λειτουργικά χαρακτηριστικά της πηγής. Επίσης η περιοδική αποσύνδεση της πηγής για τον εντοπισμό της νέας τιμής αναφοράς, συνεπάγεται απώλεια ενέργειας. Ωστόσο, το πλεονέκτημα των μεθόδων αυτών είναι η εύκολη υλοποίησή τους και η χαμηλή πολυπλοκότητα του συστήματος ελέγχου.

2.5.5 Perturbation & Observation (P&O) MPPT μέθοδος

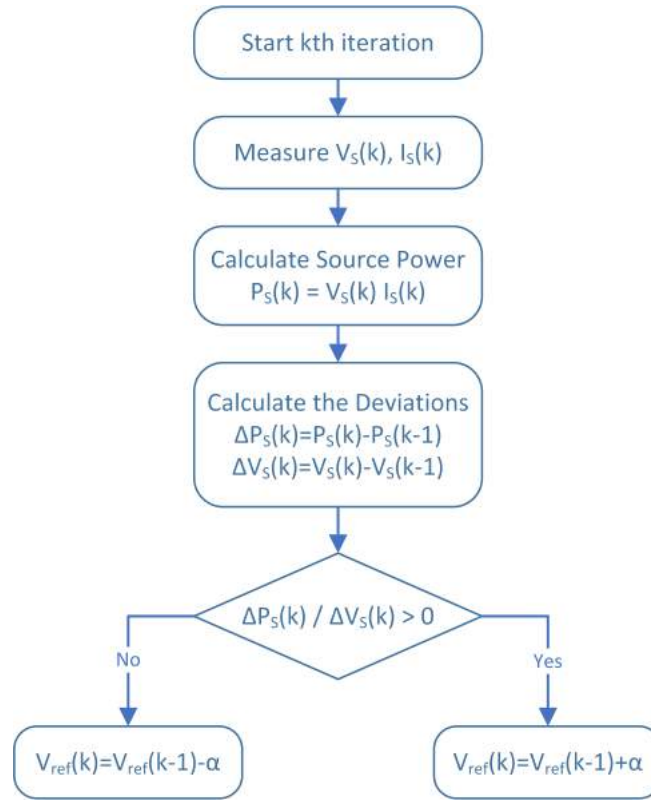
Ο αλγόριθμος P&O βασίζεται στην τιμή της παραγώγου της ισχύος της πηγής ως προς την τάση εξόδου της πηγής. Όπως φαίνεται στη χαρακτηριστική του σχήματος 6 για το παράδειγμα του φωτοβολταϊκού πάνελ, η τιμή της παραγώγου $\frac{dP}{dV}$ μηδενίζεται μόνο στο MPP, και το πρόσημό της εναλλάσσεται εκατέρωθεν αυτού. Η ιδέα της μεθόδου αυτής βασίζεται στον υπολογισμό της τάσης αναφοράς V_{ref} σύμφωνα με τον ακόλουθο τύπο:

$$V_{ref}(k) = V_{ref}(k-1) + a \cdot \text{sign} \left(\frac{dP}{dV}(k) \right) \quad (42)$$

όπου τα $k, k-1$ είναι διαδοχικά χρονικά βήματα του συστήματος ελέγχου, a είναι σταθερά η οποία όσο αυξάνεται, οδηγεί σε ταχύτερη σύγκλιση στο MPP αλλά επιφέρει και μεγαλύτερες ταλαντώσεις γύρω από αυτό στη μόνιμη κατάσταση, και:

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} 1 & \text{if } x > 0 \\ -1 & \text{if } x < 0 \end{cases}$$

Ο αλγόριθμος, ο οποίος παρουσιάζεται και στο διάγραμμα ροής του σχήματος 23, σε κάθε βήμα εκτέλεσής του υπολογίζει την παράγωγο $\frac{dP}{dV}$ με βάση τις τρέχουσες τιμές τάσης και ρεύματος της πηγής και τις προηγούμενες τιμές τους. Εάν η παράγωγος προκύψει θετική, τότε συνεχίζεται η αύξηση της τάσης αναφοράς προς αυτή την κατεύθυνση, καθώς η ισχύς αυξάνεται. Σε αντίθετη περίπτωση η τάση αναφοράς μειώνεται. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται και “hill climbing”, καθώς αναφέρεται στην σταδιακή προσέγγιση του σημείου λειτουργίας της πηγής στο σημείο MPP πάνω στην καμπύλη τάσης-ισχύος. Η τάση αναφοράς που προκύπτει σε κάθε κύκλο, συγκρίνεται από το σύστημα ελέγχου με την τρέχουσα τάση της πηγής, και στη συνέχεια επιχειρείται σύγκλιση μέσω κατάλληλης ρύθμισης του duty cycle του διακόπτη ισχύος του μετατροπέα, με χρήση κάποιου ελεγκτή, συνήθως με την τεχνική PID.



Σχήμα 23: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου P&O [56]

Μία απλοποιημένη υλοποίηση του αλγορίθμου P&O βασίζεται στον απευθείας έλεγχο του duty cycle του DC/DC converter. Εστιάζοντας στην περίπτωση του buck converter, ισχύει:

$$V_{out} = DV_{in} \Rightarrow \frac{dV_{in}}{dD} = -\frac{1}{D^2}V_{out} \neq 0 \quad \text{για } V_{out} \text{ σταθερό} \quad (43)$$

Ομοίως η παράγωγος $\frac{dV_{in}}{dD}$ προκύπτει διάφορη του μηδενός και για τους υπόλοιπους τύπους DC/DC converter. Επίσης ισχύει:

$$\frac{dP}{dD} = \frac{dP}{dV_{in}} \frac{dV_{in}}{dD} \quad (44)$$

Η συνθήκη για το σημείο MPP είναι: $\frac{dP}{dV_{in}} = 0$ και επιπλέον δείξαμε ότι $\frac{dV_{in}}{dD} \neq 0$. Επομένως, για το σημείο MPP θα ισχύει επιπλέον:

$$\frac{dP}{dD} = 0 \quad (45)$$

Η σχέση αυτή δίνει την δυνατότητα της απευθείας ρύθμισης του duty cycle του converter σε κάθε κύκλο ελέγχου, σύμφωνα με τον τύπο:

$$D(k) = D(k-1) + a \cdot \text{sign} \left(\frac{\Delta P(k)}{\Delta D(k)} \right) \quad (46)$$

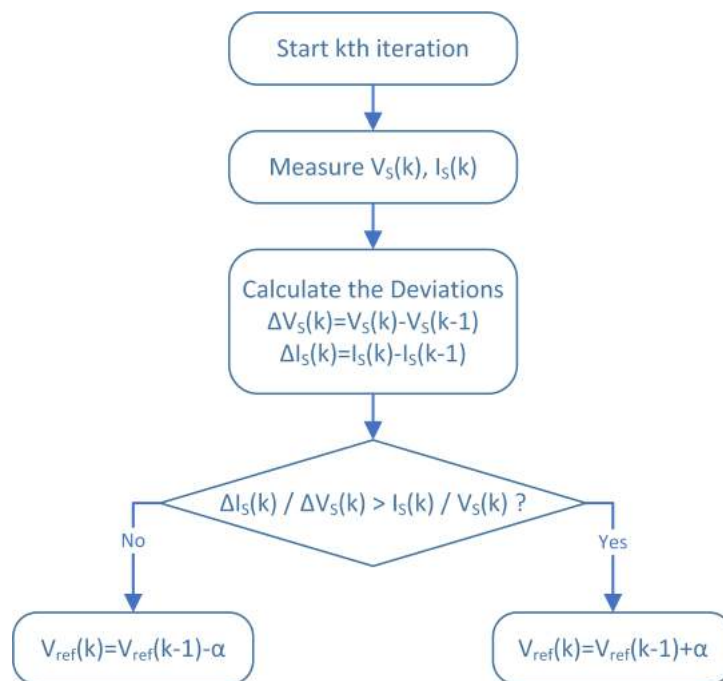
Συνολικά η μέθοδος P&O δίνει καλύτερα αποτελέσματα και σύγκλιση στο σημείο MPP σε σχέση με τις μεθόδους CV, CC, και μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιαδήποτε πηγή, χωρίς να χρειάζεται κάποια εκ των προτέρων γνώση των χαρακτηριστικών της. Ωστόσο, ενδέχεται να έχει αργή σύγκλιση σε μεταβαλλόμενες καιρικές συνθήκες. Επιπλέον σε πηγές χαμηλής ισχύος, η ελαφρώς αυξημένη πολυπλοκότητα στον έλεγχο μπορεί να συνεπάγεται απώλεια ισχύος συγκρίσιμη με την παραγόμενη ισχύ της πηγής

2.5.6 Incremental Conductance (InC) MPPT μέθοδος

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, στο σημείο MPP ισχύει η συνθήκη $\frac{dP}{dV} = 0$. Αντικαθιστώντας, προκύπτει:

$$\frac{d(IV)}{dV} = I + \frac{dI}{dV}V = 0 \Rightarrow \boxed{\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V}} \quad (47)$$

Η παραπάνω συνθήκη αποτελεί συνθήκη σύγκλισης στο σημείο MPP και η ερμηνεία της είναι ότι στο σημείο MPP η τρέχουσα αγωγιμότητα της πηγής, θα ισούται με την παράγωγο $\frac{dI}{dV}$. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα ροής του σχήματος 24, σε κάθε βήμα ελέγχου, μετρούνται η τάση και η ένταση της πηγής. Υπολογίζοντας τις μεταβολές ΔI , ΔV , ελέγχεται η σχέση (47), και αν η παράγωγος είναι μεγαλύτερη της στιγμιαίας αγωγιμότητας, αυξάνεται η τάση αναφοράς κατά ένα παράγοντα a . Σε αντίθετη περίπτωση, η τάση αναφοράς μειώνεται κατά a . Η τάση αναφοράς αυτή, συγκρίνεται με την τρέχουσα τάση της πηγής και στη συνέχεια μέσω κάποιου ελεγκτή, συνήθως PID, ρυθμίζεται κατάλληλα το duty cycle του DC/DC μετατροπέα. Η μέθοδος InC έχει αντίστοιχα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματά με αυτά της μεθόδου P&O.

**Σχήμα 24:** Διάγραμμα ροής αλγορίθμου InC [56]

Στον πίνακα 2 συγκεντρώνονται οι μέθοδοι MPPT που αναλύθηκαν με τα βασικά τους χαρακτηριστικά:

MPPT Method	Type	Advantages	Disadvantages
CV CC	Interrupting	Simple implementation and control	Interrupts energy production periodically, inaccurate, require a-priori knowledge of source's characteristics
P & O InC	Gradient-based	More accurate, does not require a-priori knowledge of source's characteristics	Control consumes power, slow convergence under varying conditions

Πίνακας 2: Μέθοδοι MPPT

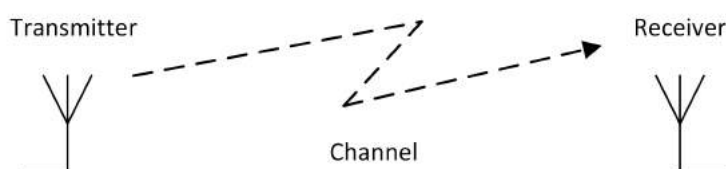
2.6 Βασικά στοιχεία τηλεπικοινωνιών

Στις προηγούμενες δύο παραγράφους αναλύθηκαν οι μέθοδοι που ακολουθούνται σε ένα σύστημα αισθητήρων για την επίτευξη της βέλτιστης λειτουργίας τους ενεργειακά και την δυνατότητα επίτευξης μεγάλου χρόνου ζωής ή και πλήρους ενεργειακής αυτονομίας. Όπως προαναφέρθηκε, σε ορισμένες εφαρμογές η αυτονομία του συστήματος αισθητήρων είναι πολύ σημαντική ή και απαραίτητη. Σημαντικότερη συνεισφορά στη δημιουργία αυτόνομων συστημάτων αισθητήρων έχει η δυνατότητα δικτύωσής τους. Μέσω της ασύρματης μετάδοσης των δεδομένων, ο χρήστης δεν χρειάζεται να επέμβει εκ νέου στο σύστημα αισθητήρων ύστερα από την τοποθέτησή του για όλη τη διάρκεια ζωής του. Αυτή μπορεί να καθορίζεται από τη χωρητικότητα ενός συσσωρευτή, οπότε είναι πολύ συγκεκριμένη, ή το σύστημα μπορεί να αξιοποιεί τεχνολογίες energy harvesting επιμηκύνοντας σημαντικά το χρόνο ζωής. Συνεπώς, η ασύρματη δικτύωση εισάγει έναν επιπλέον βαθμό αυτονομίας, με σημαντικά οφέλη όσον αφορά στη λειτουργικότητα και στο κόστος του συστήματος μέτρησης.

Ακολουθεί η παρουσίαση της δομής και της λειτουργίας ενός βασικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος, η οποία βασίζεται στη δομή των πανεπιστημιακών διαλέξεων «Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα 1» [57].

2.6.1 Το τηλεπικοινωνιακό σύστημα

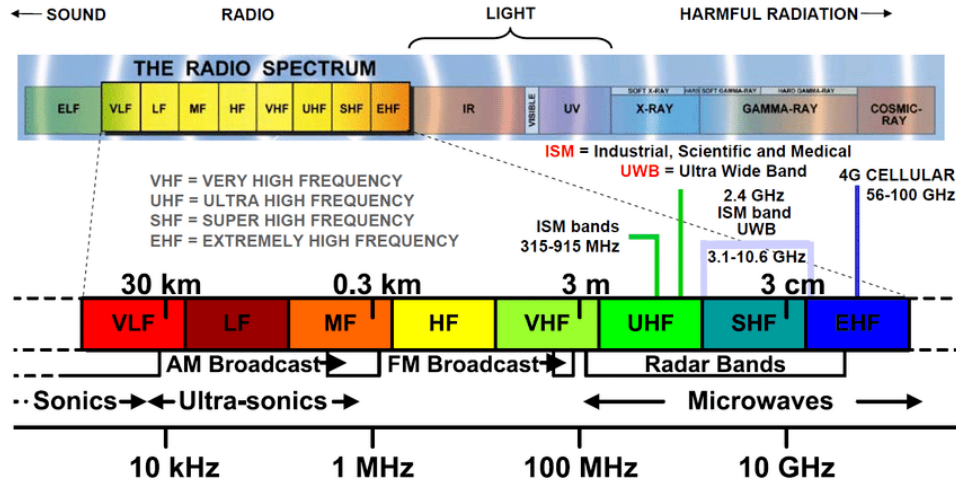
Κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται τουλάχιστον από τα εξής δομικά στοιχεία: Έναν πομπό, ένα δέκτη, και το μέσο μετάδοσης (κανάλι).



Σχήμα 25: Δομή τηλεπικοινωνιακού συστήματος[57]

Όπως προαναφέρθηκε, στα συστήματα αισθητήρων, ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι ασύρματες ζεύξεις, καθώς προσδίδουν πολλά πλεονεκτήματα στο σύστημα. Η ασύρματη μετάδοση δεδομένων υλοποιείται στην πιο απλή περίπτωση μεταξύ ζευγών πομπού-δέκτη, μέσω του αέρα (κανάλι μετάδοσης). Πιο εξεζητημένες τοπολογίες ασύρματης επικοινωνίας θα παρουσιαστούν στην επόμενη υποενότητα. Η ασύρματη μετάδοση πληροφορίας επιτυγχάνεται μέσω μετάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Κατά κύριο λόγο στις τηλεπικοινωνίες χρησιμοποιούνται οι τα ραδιοκύματα, που αντιστοιχούν σε συχνότητες. Άλλες

τεχνολογίες τηλεπικοινωνιών αξιοποιούν υπέρυθρες συχνότητες, ή και συχνότητες στο ορατό φάσμα (οπτικές τηλεπικοινωνίες).



Σχήμα 26: Το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα και το φάσμα ραδιοσυχνοτήτων [1]

Κατά κύριο λόγο, τα φυσικά μεγέθη που καλείται να μετρήσει και να μεταδώσει ένα σύστημα αισθητήρων είναι αναλογικά. Ο αισθητήρας μετατρέπει το φυσικό μέγεθος σε ένα αναλογικό ηλεκτρικό σήμα (τάση, ρεύμα) και στη συνέχεια υπάρχουν δύο επιλογές για τη μετάδοση της πληροφορίας: Η αναλογική επικοινωνία και η ψηφιακή επικοινωνία. Βασική προϋπόθεση για τη μελέτη των μεθόδων αυτών είναι η μοντελοποίηση των καναλιών μετάδοσης και η ανάλυση της διαδικασίας της διαμόρφωσης.

2.6.2 Κανάλι μετάδοσης

Ένα κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα αναλογικό σύστημα, το οποίο λαμβάνει μια είσοδο, έστω $x(t)$ και παράγει μια έξοδο, έστω $y(t)$. Το βασικό μοντέλο που αναλύεται είναι αυτό των γραμμικών, χρονικά αμετάβλητων καναλιών. Στην περίπτωση αυτή, το κανάλι, ως γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο (ΓΧΑ) σύστημα, περιγράφεται πλήρως από την κρουστική του απόκριση $h(t)$ στο πεδίο του χρόνου, οπότε η επίδραση του καναλιού στη μετάδοση του σήματος είναι:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t - \tau)d\tau \quad (48)$$

όπου $y(t)$ είναι το αναλογικό σήμα που εξέρχεται του καναλιού και εισέρχεται στον δέκτη (συνέλιξη της εισόδου με την κρουστική απόκριση) και $x(t)$ είναι το

αναλογικό σήμα εξόδου του πομπού που εισέρχεται στο κανάλι.

Η περίπτωση του ιδανικού καναλιού μοντελοποιείται με κρουστική απόκριση της μορφής $h(t) = c\delta(t - \tau)$. Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος του καναλιού δίνεται από τη συνέλιξη:

$$y(t) = x(t) * h(t) = x(t) * c\delta(t - \tau) = cx(t - \tau) \quad (49)$$

Η έξοδος δηλαδή, ισούται με την είσοδο του καναλιού, κλιμακωμένη κατά μία σταθερά c , και καθυστερημένη κατά μία σταθερά τ . Το απλούστερο μοντέλο καναλιού είναι το ιδανικό κανάλι, με $c = 1, \tau = 0$, δηλαδή με κρουστική απόκριση $h(t) = \delta(t)$. Τότε, η έξοδος ταυτίζεται με την είσοδο του καναλιού σύμφωνα με τη σχέση:

$$y(t) = x(t) * \delta(t) = x(t) \quad (50)$$

2.6.3 Διαμόρφωση

Ένα κανάλι μετάδοσης έχει περιορισμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth). Ως bandwidth ορίζεται το φάσμα συχνοτήτων που μπορούν να διέλθουν ανεμπόδιστα από το μέσο μετάδοσης. Για παράδειγμα, ένα χάλκινο καλώδιο επιτρέπει μετάδοση σήματος από 0Hz έως εκατοντάδες kHz, ενώ μέσω ασύρματων ζεύξεων επιτυγχάνονται επικοινωνίες τις τάξης των εκατοντάδων GHz.

Ένα αναλογικό σήμα χαρακτηρίζεται από το εύρος συχνοτήτων βασικής ζώνης του (baseband). Ο όρος baseband αναφέρεται στο φάσμα συχνοτήτων που περιέχει το σήμα προτού υποστεί κάποια επεξεργασία του φάσματός του. Ένα ακουστικό σήμα, μπορεί να έχει εύρος συχνοτήτων από 20Hz έως 20kHz. Στις ασύρματες επικοινωνίες, το κανάλι μετάδοσης είναι ο αέρας. Όπως γίνεται αντιληπτό, η αποκλειστική χρήση του καναλιού από ένα χρήστη για να εξασφαλιστεί η σωστή, χωρίς παρεμβολές μετάδοση του σήματός του είναι μία μη ρεαλιστική πρακτική. Για παράδειγμα, η μετάδοση δύο ηχητικών σημάτων μεταξύ δύο ζευγών πομπού-δέκτη ταυτόχρονα, σε κοντινό χώρο, δε θα ήταν δυνατή με μετάδοση σε συχνότητες βασικής ζώνης.

Η ανάγκη πολυπλεξίας που απαιτούν συνεπώς οι τηλεπικοινωνίες, επιτυγχάνεται μέσω της διαδικασίας της διαμόρφωσης. Η διαμόρφωση είναι μια αντιστρέψιμη διαδικασία στην οποία υποβάλλονται τα προς μετάδοση σήματα και συνήθως μετατοπίζει και το φάσμα του σήματος σε υψηλότερες συχνότητες. Μέσω της διαμόρφωσης επιτυγχάνεται η ταυτόχρονη προσπέλαση του ίδιου καναλιού από

πολλούς χρήστες. Η μετάβαση του κάθε χρήστη σε μια διαφορετική συχνότητα για επίτευξη ταυτόχρονης επικοινωνίας ονομάζεται Frequency Division Multiple Access (FDMA). Επιπλέον, στις ασύρματες επικοινωνίες, η μετάδοση ενός σήματος βασικής ζώνης είναι μη αποδοτική, καθώς σε αυτές τις συχνότητες το σήμα εξασθενεί έντονα λόγω της ατμόσφαιρας. Για το λόγο αυτό, η διαμόρφωση του σήματος σε υψηλότερες συχνότητες επιτρέπει τη μετάδοσή του σε μεγαλύτερες αποστάσεις, με καλύτερη αξιοπιστία. Μία ακόμη παράμετρος που σχετίζεται με την ανάγκη διαμόρφωσης, είναι το μέγεθος της κεραίας, το οποίο είναι ανάλογο του μήκους κύματος του μεταδιδόμενου σήματος. Συνεπώς, χρησιμοποιώντας ένα διαμορφωμένο φορέα υψηλής συχνότητας για τη μετάδοση του σήματος, το μέγεθος της κεραίας μειώνεται σε ρεαλιστικά επίπεδα. Επίσης, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης, διαφορετικές διαμορφώσεις χρησιμοποιούνται για να πετύχουν τη βέλτιστη ισορροπία μεταξύ αξιοπιστίας και ταχύτητας επικοινωνίας. Η αντίστροφη διαδικασία ονομάζεται αποδιαμόρφωση και λαμβάνει χώρα στον δέκτη, με αποτέλεσμα την ανάκτηση του αρχικού baseband σήματος.

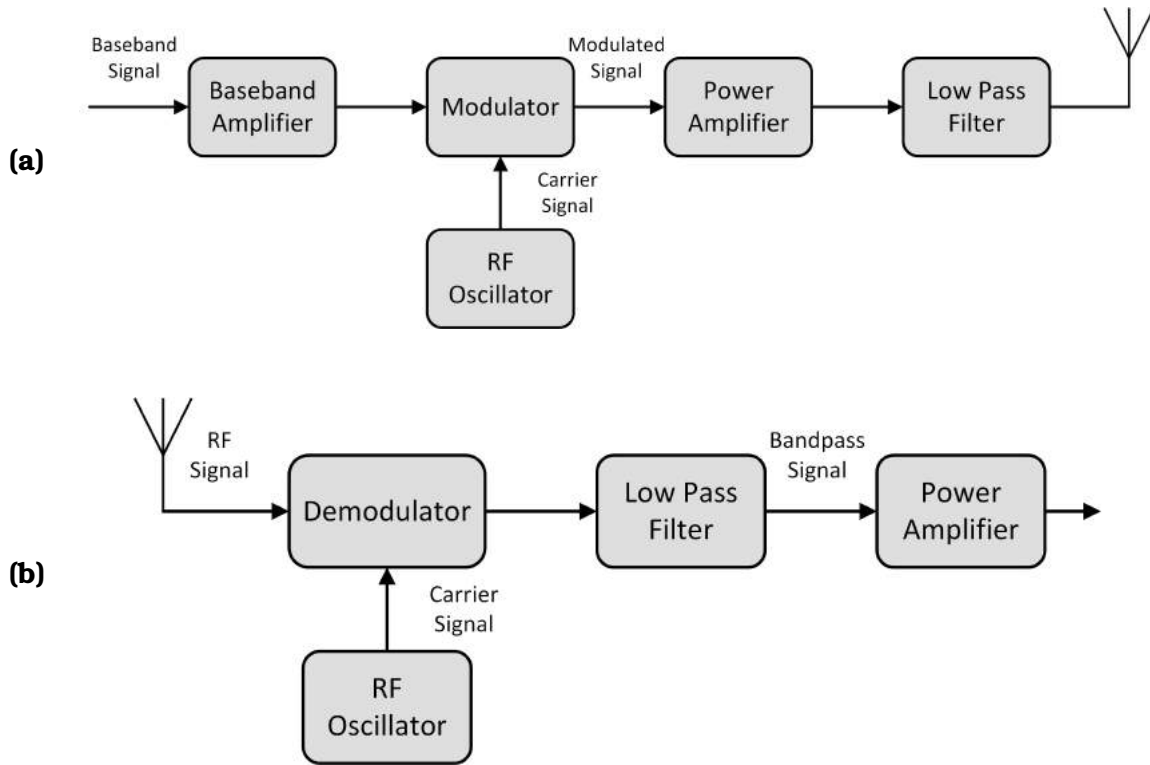
2.6.4 Αναλογική επικοινωνία

Η αναλογική επικοινωνία επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση ενός ημιτονοειδούς σήματος (φορέας-carrier) μέσω του **αναλογικού σήματος** προς μετάδοση. Το διαμορφωμένο αναλογικό σήμα που εισέρχεται στο κανάλι έχει τη γενική μορφή:

$$m(t) = A(t) \cos(2\pi f_c(t)t + \phi(t)) \quad (51)$$

Παρατηρώντας τη σχέση (51), προκύπτουν οι βασικές μορφές αναλογικής διαμόρφωσης: Διαμόρφωση πλάτους (AM-Amplitude Modulation) και διαμόρφωση γωνίας (Angle modulation). Η διαμόρφωση γωνίας χωρίζεται επιμέρους στη διαμόρφωση συχνότητας (FM-Frequency Modulation) και διαμόρφωση φάσης (PM-Phase Modulation).

Η διαμόρφωση πλάτους (AM) εμπερικλείει τη χρήσιμη προς μετάδοση πληροφορία στο μεταβαλλόμενο πλάτος του φορέα, ενώ η γωνία του (συχνότητα και φάση) μένουν σταθερές. Στο σχήματα 27, παρουσιάζεται η βασική δομή ενός πομπού και ενός δέκτη AM.



Σχήμα 27: Πομπός AM (a) και δέκτης AM (b)

Η διαμόρφωση συχνότητας (FM) βασίζεται στη διαμόρφωση του όρου $f_c(t)$ του σήματος της σχέσης (51), για τη μετάδοση της χρήσιμης πληροφορίας. Αντίστοιχα η διαμόρφωση φάσης (PM) βασίζεται στη διαμόρφωση του όρου $\varphi(t)$ του σήματος της σχέσης (51).

Το κύριο πλεονέκτημα των διαμορφώσεων γωνίας (FM, PM) έναντι της διαμόρφωσης πλάτους (AM) είναι η ανοχή τους στο θόρυβο και η δυνατότητα διαχείρισης του SNR (signal to noise ratio) αξιοποιώντας περισσότερο bandwidth. Αντίθετα, η διαμόρφωση πλάτους χαρακτηρίζεται από την απλότητα των συστημάτων του πομπού και του δέκτη.

Για τη μελέτη του bandwidth που απαιτεί η διαμόρφωση συχνότητας, είναι απαραίτητη η εισαγωγή της έννοιας του δείκτη διαμόρφωσης (modulation index) και της διακύμανσης συχνότητας (frequency deviation). Η διακύμανση συχνότητας Δf δείχνει τη μέγιστη διαφορά της στιγμιαίας συχνότητας του διαμορφωμένου σήματος, σε σχέση με τη συχνότητα f_c του φορέα:

$$\Delta f = \max f_{temp} - f_c \quad (52)$$

Ο δείκτης διαμόρφωσης h ορίζεται ως το πηλίκο της διακύμανσης συχνότητας, προς τη μέγιστη συχνότητα f_{max} του προς μετάδοση σήματος:

$$h = \frac{\Delta f}{f_{max}} \quad (53)$$

Η κατάλληλη επιλογή της διακύμανσης συχνότητας οδηγεί σε ένα συμβιβασμό μεταξύ της ανοχής του σήματος στο θόρυβο και του χρησιμοποιούμενου bandwidth. Αυξάνοντας τη διακύμανση της συχνότητας, επιτρέπεται η κωδικοποίηση της χρήσιμης πληροφορίας με πιο αξιόπιστο τρόπο, επιτυγχάνοντας καλύτερη ανοχή στο θόρυβο. Ωστόσο, όπως υποδεικνύει ο νόμος του Carson, το bandwidth που χρησιμοποιείται από μία FM διαμόρφωση είναι ανάλογο της διακύμανσης της συχνότητας:

$$CBR = 2(\Delta f + f_{max}) \quad (54)$$

όπου CBR είναι το Carson's Bandwidth Requirement της FM διαμόρφωσης, Δf η διακύμανση της συχνότητας και f_{max} η μέγιστη συχνότητα του προς μετάδοση σήματος.

Συνεπώς, η επιλογή της διακύμανσης συχνότητας σε μία FM διαμόρφωση εξαρτάται από την εκάστοτε εφαρμογή και συγκεκριμένα τα επίπεδα θορύβου και τον περιορισμό σε bandwidth.

Οι περισσότερες εφαρμογές αναλογικής επικοινωνίας έχουν αντικατασταθεί από την ψηφιακή επικοινωνία, λόγω της σημαντικής βελτίωσης της αξιοπιστίας. Σήμερα, αναλογική επικοινωνία χρησιμοποιείται στο ραδιόφωνο (διαμόρφωση FM) και σε συστήματα τηλεμετρίας. Η διαμόρφωση AM δεν χρησιμοποιείται ευρέως, καθώς η FM έχει καλύτερα χαρακτηριστικά.

Μία ειδική περίπτωση αναλογικής διαμόρφωσης είναι η Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Η διαμόρφωση αυτή μπορεί να στείλει ταυτόχρονα πληροφορία από δύο αναλογικά σήματα πληροφορίας, διαμορφώνοντας και μεταδίδοντας ταυτόχρονα το πλάτος δύο φορέων (με όμοιο τρόπο με τη διαμόρφωση AM). Για να υλοποιηθεί αυτό και να μπορεί να ανακτηθεί επιτυχώς η πληροφορία στο δέκτη, απαραίτητη προϋπόθεση είναι η ορθογωνιότητα των δύο ημιτονοειδών φορέων μεταξύ τους, δηλαδή η διαφορά φάσης τους κατά $\frac{\pi}{2}$. Για παράδειγμα, ο ένας φορέας μπορεί να είναι ένα ημίτονο, ενώ ο άλλος φορέας ένα συνημίτονο.

Μια άλλη κατηγορία αναλογικών διαμορφώσεων είναι οι διαμορφώσεις παλμών (Pulse Modulations). Σε αυτή την κατηγορία, ο φορέας είναι μία παλμοσειρά. Τα χαρακτηριστικά της παλμοσειράς διαμορφώνονται από το σήμα πληροφορίας, το οποίο είναι ένα αναλογικό σήμα, μεταφέροντας έτσι την πληροφορία μέσω του φορέα.

Υπάρχουν τρία διαφορετικά είδη διαμορφώσεων παλμών: 1) Η διαμόρφωση πλάτους παλμού (Pulse Amplitude Modulation - PAM) διαμορφώνει το πλάτος των παλμών με βάση το σήμα πληροφορίας. 2) Η διαμόρφωση εύρους παλμού (Pulse Width Modulation - PWM) διαμορφώνει το duty cycle του παλμού, δηλαδή το ποσοστό του χρόνου της περιόδου κατά το οποίο ο παλμός είναι ενεργός, ανάλογα με το σήμα πληροφορίας. Τέλος, 3) η διαμόρφωση θέσης παλμού, διατηρεί το εύρος και το πλάτος των παλμών σταθερό, αλλά αλλάζει, ανάλογα με το σήμα πληροφορίας, η θέση του κάθε παλμού μέσα στην περίοδο.

2.6.5 Ψηφιακή επικοινωνία

Η ψηφιακή επικοινωνία στηρίζεται στην ψηφιοποίηση της αναλογικής πληροφορίας στον πομπό. Η διαδικασία της ψηφιοποίησης αποτελείται από τα στάδια της δειγματοληψίας, της κβάντωσης και της αντιστοίχισης σε bits του κάθε επιπέδου της κβάντωσης. Σημαντική παρατήρηση για τα συστήματα ψηφιακών επικοινωνιών, είναι το γεγονός ότι το μεταδιδόμενο σήμα σε μία ασύρματη ζεύξη είναι αναλογικό. Ο λόγος που συμβαίνει αυτό, είναι διότι το κανάλι πρόκειται για ένα αναλογικό σύστημα. Η ψηφιακή φύση της επικοινωνίας αφορά στον τρόπο που κωδικοποιείται η πληροφορία της πηγής, η οποία εν τέλει, μεταφέρεται μέσω ενός αναλογικού σήματος.

Δειγματοληψία

Το πρώτο στάδιο για την ψηφιοποίηση ενός αναλογικού σήματος είναι η δειγματοληψία του. Σύμφωνα με το θεώρημα της δειγματοληψίας του Nyquist, ένα αναλογικό σήμα $x_a(t)$ με εύρος φάσματος B , δύναται να ανακατασκευαστεί από τα δείγματά του:

$$x[n] = x_a(nT_s), n \in \mathbb{Z} \quad (55)$$

όπου $F_s = \frac{1}{T_s}$ η συχνότητα δειγματοληψίας, εάν ισχύει $F_s > 2B$. Εάν το κριτήριο αυτό δεν ικανοποιείται, τότε προκύπτει επικάλυψη μεταξύ των περιοδικών λοβών στο φάσμα του σήματος $x[n]$ (aliasing), με συνέπεια να μην μπορεί να ανακατασκευαστεί σωστά το σήμα.

Κβάντωση

Ένα πραγματικό αναλογικό σήμα παίρνει τιμές σε ένα άπειρο σύνολο $\subset \mathbb{R}$. Συνεπώς και τα δείγματα του σήματος αυτού, μπορούν να έχουν οποιαδήποτε τιμή από αυτό το άπειρο σύνολο. Η αναπαράσταση μίας τέτοιας ακολουθίας δειγμάτων σε bits, θα απαιτούσε άπειρο πλήθος bits για κάθε δείγμα. Για το λόγο αυτό εισάγεται η διαδικασία της κβάντωσης, η οποία προσεγγίζει τις τιμές της ακολουθίας σε συγκεκριμένες τιμές-αντιπροσώπους από ένα πεπερασμένο σύνολο. Συγκεκριμένα, για την κβάντωση μιας ακολουθίας δειγμάτων, ακολουθείται η εξής διαδικασία:

Έστω το αναλογικό σήμα $x(t)$ με πεδίο τιμών το διάστημα $[X_1, X_n]$. Αρχικά χωρίζεται το πεδίο τιμών του αναλογικού σήματος σε Q επιμέρους τμήματα της μορφής:

$$[X_q, X_{q+1}), q = 1, \dots, N \quad (56)$$

και ορίζεται μία τιμή αντιπρόσωπος για το διάστημα αυτό, π.χ. ο μέσος όρος:

$$x_q = \frac{X_q + X_{q+1}}{2} \quad (57)$$

Στη συνέχεια, κάθε στοιχείο της ακολουθίας δειγμάτων $x[n]$, αντιστοιχίζεται σε μία τιμή αντιπρόσωπο x_q , ανάλογα με το υποδιάστημα του πεδίου τιμών που ανήκει το εκάστοτε δείγμα.

Η διαδικασία της κβάντωσης εισάγει σφάλμα στη διαδικασία ψηφιοποίησης, ως εκ τούτου δε γίνεται να ανακατασκευαστεί ακριβώς το αρχικό αναλογικό σήμα. Η επιλογή του πλήθους των επιπέδων κβάντωσης Q , αποτελεί σημαντική σχεδιαστική παράμετρο, καθώς αυξάνοντας το Q , βελτιώνεται η ποιότητα του ανακατασκευασμένου σήματος, ωστόσο γίνονται πιο σύνθετες οι ηλεκτρονικές διατάξεις.

Αντιστοίχιση σε bits

Μία κβαντισμένη ακολουθία δειγμάτων $x_q(t)$ μπορεί εύκολα να μετατραπεί σε ακολουθία από bits. Ο απλούστερος τρόπος να συμβεί αυτό, είναι η αντιστοίχιση κάθε αντιπροσώπου x_q , δηλαδή κάθε πιθανής τιμής της ακολουθίας $x_q(t)$ σε μια ακολουθία από bits, ως εξής: Έστω Q επίπεδα κβάντωσης, οπότε και Q

διαφορετικές τιμές, x_1, x_2, \dots, x_Q που μπορεί να λάβει η $x_q(t)$. Θέτω:

$$x_1 \rightarrow 0..000$$

$$x_2 \rightarrow 0..001$$

$$\vdots$$

$$x_Q \rightarrow 1..111$$

Η αντιστοίχιση αυτή αναθέτει δυαδικές ακολουθίες ίδιου μήκους, και συγκεκριμένα $\log_2 Q$ bits ανά τιμή. Γενικά, η αντιστοίχιση σε συγκεκριμένου μήκους ακολουθία bits δεν είναι η πιο αποδοτική λύση. Ενδεικτικά, άλλες τεχνικές κωδικοποίησης σε bits, εκμεταλλεύονται τη συχνότητα εμφάνισης μίας τιμής, αναθέτοντάς της ακολουθία bits μικρότερου μήκους, ενώ σε σπανίως εμφανιζόμενες τιμές αντιστοιχίζονται ακολουθίες bits μεγαλύτερου μήκους. Με αντίστοιχες μεθόδους μπορεί να επιτευχθεί σημαντική μείωση της πληροφορίας σε bits που πρέπει να μεταδοθεί.

Με τις παραπάνω διαδικασίες, το αρχικό σήμα $x_a(t)$ έχει μετατραπεί σε μία ακολουθία bits b_n . Στη συνέχεια, ανάλογα με τις απαιτήσεις και τις ιδιαιτερότητες της εκάστοτε εφαρμογής (κόστος, απόδοση, εύρος φάσματος) γίνεται μια μετατροπή της ακολουθίας των bits σε ακολουθία συμβόλων s_i . Η μετατροπή αυτή βασίζεται στην αντιστοίχιση μεταξύ bits και συμβόλων η οποία διαφέρει ανάλογα με τη διαμόρφωση που έχει επιλεγεί.

Όπως προαναφέρθηκε, για τη μετάδοση πληροφορίας χρειάζεται ένα αναλογικό σήμα. Οι ψηφιακές διαμορφώσεις που θα παρουσιαστούν παρακάτω, βασίζονται στη μεταβολή των χαρακτηριστικών του αναλογικού σήματος φορέα, με βάση το ψηφιοποιημένο σήμα πληροφορίας. Αυτό είναι η ακολουθία συμβόλων που έχει δημιουργηθεί. Κατ' αντιστοιχία με την αναλογική διαμόρφωση, προκύπτουν τρεις βασικές κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης.

Ψηφιακές Διαμορφώσεις

Η διαμόρφωση Amplitude Shift Keying διαμορφώνει το πλάτος του φορέα ανάλογα με τα σύμβολα του ψηφιακού σήματος. Η πιο απλή εκδοχή ASK διαμόρφωσης είναι η ON-OFF Keying (OOK), στην οποία, τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται είναι δύο, δηλαδή ένα σύμβολο αντιστοιχίζεται και σε ένα bit. Επομένως, η μετάδοση του λογικού '1' γίνεται με τη μετάδοση του φορέα, ενώ η μετάδοση του λογικού '0' γίνεται με τη μη μετάδοσή του. Πιο σύνθετες μορφές M-ASK αντιστοιχούν M διαφορετικά επίπεδα τάσης του φορέα σε M διαφορετικά σύμβολα.

Η διαμόρφωση Frequency Shift Keying (FSK) διαμορφώνει τη συχνότητα του φορέα ανάλογα με τα σύμβολα του ψηφιακού σήματος. Η περίπτωση όπου τα διαφορετικά σύμβολα είναι μόνο δύο (άρα αντιστοιχούν στο '0' και στο '1') είναι η Binary FSK, και είναι η απλούστερη μορφή FSK διαμόρφωσης. Το λογικό '0' αντιστοιχίζεται σε μια συχνότητα f_1 ενώ το λογικό '1' σε μια συχνότητα f_2 του φορέα.

Τέλος η διαμόρφωση Phase Shift Keying (PSK) διαμορφώνει τη φάση του φορέα ανάλογα με τα σύμβολα του ψηφιακού σήματος. Στην απλούστερη εκδοχή της, την Binary PSK (BPSK), για το λογικό '0' αντιστοιχίζεται μία φάση φ_1 και για το λογικό '1' αντιστοιχίζεται μία φάση φ_2 .

Μια ειδική διαμόρφωση είναι η ψηφιακή Quadrature Amplitude Modulation (QAM). Όμοια με την αναλογική QAM, σε αυτή την περίπτωση οι δύο ορθογώνιοι φορείς διαμορφώνονται ως προς το πλάτος τους με βάση το ψηφιοποιημένο σήμα πληροφορίας (με όμοιο τρόπο με τη διαμόρφωση AM).

Στις ψηφιακές διαμορφώσεις ανήκουν και οι ψηφιακές διαμορφώσεις παλμών. Η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη είναι η διαμόρφωση κώδικα παλμού (Pulse Code Modulation - PCM). Το αναλογικό σήμα πληροφορίας δειγματοληπτείται και κβαντίζεται σε M επίπεδα. Στη συνέχεια, κάθε επίπεδο κβάντωσης αντιστοιχίζεται σε ένα μοναδικό binary αριθμό $\log_2 M$ ψηφίων. Η πληροφορία στη συνέχεια μεταφέρεται μέσω παλμοσειράς, η οποία στέλνει παλμό για το '1' και τίποτα για το '0'. Ομαδοποιώντας τους παλμούς ανά $\log_2 M$, ανασυντίθεται η πληροφορία για το (κβαντισμένο) πλάτος του σήματος πληροφορίας σε κάθε δειγματοληπτημένο σημείο του.

Επιπλέον να αναφερθεί ότι και οι υπόλοιπες διαμορφώσεις παλμού που αναλύθηκαν στις αναλογικές διαμορφώσεις (PAM, PWM, PPM), έχουν και το ψηφιακό τους ανάλογο. Η διαφορά έγκειται στο ότι τα χαρακτηριστικά μεγέθη των παλμών που μεταβάλλονται σε κάθε διαμόρφωση, πλέον καθορίζονται από ένα ψηφιοποιημένο σήμα πληροφορίας, οπότε και αυτά λαμβάνουν συνεπώς διακριτές τιμές.

Μια απλή και σημαντική μέθοδος για τη δημιουργία των αναλογικών διαμορφωμένων σημάτων από ψηφιακά σήματα πληροφορίας είναι η γραμμική διαμόρφωση.

Έστω s_1, \dots, s_N τα προς μετάδοση σύμβολα. Τότε με κατάλληλη επιλογή N συναρ-

τήσεων $\varphi_i(t)$, κατασκευάζεται ένα αναλογικό σήμα:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i \varphi_i(t) \quad (58)$$

το οποίο μπορεί να μεταδοθεί πλέον μέσα από ένα αναλογικό κανάλι.

Οι διαμορφώσεις PAM (Pulse Amplitude Modulation) και QAM (Quadrature Amplitude Modulation) αποτελούν δύο ενδεικτικές περιπτώσεις γραμμικής διαμόρφωσης. Στις διαμορφώσεις αυτές, οι συναρτήσεις $\varphi_i(t)$ κατασκευάζονται ως εξής

$$\varphi_i(t) = \varphi(t - iT) \quad (59)$$

όπου $T \in \mathbb{R}$ σταθερά, και $\varphi(t)$ μία επιλεγμένη συνάρτηση. Επομένως, το αναλογικό σήμα στις διαμορφώσεις PAM, QAM, είναι:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N s_i \varphi(t - iT) \quad (60)$$

Για την κατασκευή του σήματος $s(t)$ στον πομπό, χρησιμοποιείται ένα σύστημα με κρουστική απόκριση $\varphi(t)$, το οποίο δέχεται ως είσοδο το σήμα $s_\delta(t) = \sum_{i=1}^N s_i \delta(t - iT)$. Αποδεικνύεται ότι $s_\delta(t) * \varphi(t) = s(t)$.

Υποθέτοντας ότι το κανάλι είναι ένα ΓΧΑ σύστημα με κρουστική απόκριση $h(t)$, τότε ο δέκτης λαμβάνει στην είσοδό του ένα σήμα:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (61)$$

όπου $n(t)$ είναι ο θόρυβος που προστίθεται από το κανάλι. Ο δέκτης, γνωρίζοντας τις συναρτήσεις $\varphi(t)$ και το σήμα $y(t)$ μπορεί να ανακτήσει τα σύμβολα s_i και στη συνέχεια να ανακτήσει την αρχική πληροφορία.

Μία απλή μορφή δέκτη βασίζεται στη γραμμική διαμόρφωση με συναρτήσεις $\varphi_i(t)$ οι οποίες είναι ορθοκανονικές, δηλαδή:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi_i(t) \phi_j(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{αν } i = j \\ 0, & \text{αν } i \neq j \end{cases} \quad (62)$$

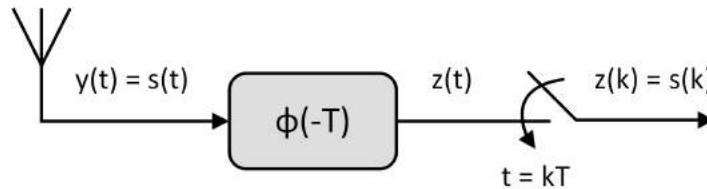
Τότε ο δέκτης ανακτά τα σύμβολα z_k τα οποία ταυτίζονται με τα σύμβολα s_k συν τον εισαγόμενο θόρυβο από το κανάλι:

$$\begin{aligned} z_k &= \int_{-\infty}^{\infty} y(t) \phi_k(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=1}^N s_i \phi_i(t) + n(t) \right) \phi_k(t) dt \\ &= \sum_{i=1}^N s_i \int_{-\infty}^{\infty} \phi_i(t) \phi_k(t) dt + \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \phi_k(t) dt \stackrel{!}{=} s_k + n_k \end{aligned} \quad (63)$$

Εάν επιλεγούν οι συναρτήσεις $\phi_i(t)$ έτσι ώστε να είναι ορθοκανονικές ως προς τις μετατοπίσεις τους κατά kT , δηλαδή εάν:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \phi(t) \phi(t - kT) dt = \begin{cases} 1, & \text{αν } k = 0 \\ 0, & \text{αν } k \neq 0 \end{cases} \quad (64)$$

τότε το σύστημα του δέκτη απλοποιείται πολύ. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 28, πλέον απαιτείται μόνο ένα σύστημα με κρουστική απόκριση $\phi(-t)$ (προσαρμοσμένο φίλτρο) καθώς και η δειγματοληψία της εξόδου του συστήματος αυτού σε κατάλληλες χρονικές στιγμές για την ανάκτηση των συμβόλων s_i .



Σχήμα 28: Δέκτης για PAM διαμόρφωση με $\phi(t)$ ορθοκανονική ως προς τις μετατοπίσεις της κατά kT [57]

Η έξοδος του συστήματος $z(t)$ είναι:

$$\begin{aligned}
 z(t) &= y(t) * \phi(-t) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi(-\tau) y(t - \tau) d\tau \\
 &\stackrel{\tau' = t - \tau}{=} \int_{-\infty}^{\infty} y(\tau') \phi(\tau' - t) d\tau' \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=1}^N s_i \phi(\tau - iT) \right) \phi(\tau - t) d\tau \\
 &= \sum_{i=1}^N s_i \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau - iT) \phi(\tau - t) d\tau
 \end{aligned} \tag{65}$$

Μετά τη δειγματοληψία, προκύπτουν τα σύμβολα z_k , ως εξής:

$$\begin{aligned}
 z_k &= z(kT) = \int_{-\infty}^{\infty} \left(\sum_{i=1}^N s_i \phi(\tau - iT) + n(\tau) \right) \phi(\tau - kT) d\tau \\
 &= \sum_{i=1}^N s_i \int_{-\infty}^{\infty} \phi(\tau - iT) \phi(\tau - kT) d\tau + \int_{-\infty}^{\infty} n(\tau) \phi(\tau - kT) d\tau \\
 &= s_k + n_k
 \end{aligned} \tag{66}$$

Στα συστήματα τηλεπικοινωνιών χρησιμοποιούνται ως συναρτήσεις $\varphi(t)$ παλμοί Nyquist. Οι παλμοί Nyquist με παράμετρο T είναι συναρτήσεις της μορφής $v: \mathbb{R} \rightarrow \mathbb{R}$ και ικανοποιούν τη σχέση:

$$v(lT) = \begin{cases} 1, & \text{αν } l = 0 \\ 0, & \text{αν } l \neq 0 \end{cases} \tag{67}$$

Το πιο απλό παράδειγμα παλμού Nyquist είναι η συνάρτηση $\text{sinc}(\frac{t}{T}) = \frac{\sin(\pi \frac{t}{T})}{\pi \frac{t}{T}}$. Παλμοί παρεμφερείς της συνάρτησης $\text{sinc}()$, όπως οι παλμοί raised cosine, έχουν φάσμα στο πεδίο συχνοτήτων το οποίο έχει μορφή τετραγωνικού παλμού, επιτρέποντας έτσι την απομόνωση των συμβόλων s_i και την ελαχιστοποίηση της παρεμβολής μεταξύ γειτονικών συμβόλων (intersymbol interference).

Επίσης, ψηφιακές διαμορφώσεις θεωρούνται και οι μέθοδοι διεύρυνσης φάσματος (spread spectrum), καθώς και η διαμόρφωση orthogonal frequency division (OFD), οι οποίες θα αναλυθούν στη συνέχεια.

2.7 Πολυπλεξία στις τηλεπικοινωνίες

Ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, καλείται συνήθως να εξυπηρετήσει μεγάλο αριθμό χρηστών, όπως π.χ. το δίκτυο τηλεφωνίας, κινητής, το διαδίκτυο, ή δίκτυο αισθητήρων και επομένως είναι απαραίτητη η πολυπλεξία των χρηστών. Πολυπλεξία σημαίνει την ταυτόχρονη εξυπηρέτηση των χρηστών, οι οποίοι βρίσκονται εντός ενός κοινού δικτύου και διαμοιράζονται τους πόρους του. Η αντίθετη, μη εφικτή προσέγγιση λόγω των απαιτήσεων των περισσότερων εφαρμογών, θα ήταν η σειριακή χρήση του δικτύου από κάθε χρήστη.

Υπάρχουν πολλές τεχνικές πολυπλεξίας. Η δυνατότητα υλοποίησης κάθε μίας από αυτές εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του δικτύου που εφαρμόζεται.

2.7.1 Circuit switched και packet switched δίκτυα

Ένα circuit-switched δίκτυο (δίκτυο κυκλομεταγωγής) εγκαθιδρύει σύνδεση μεταξύ δύο κόμβων του δικτύου δεσμεύοντας αποκλειστικά για την επικοινωνία τους ένα κανάλι μετάδοσης. Το δίκτυο τηλεφωνίας είναι ένα τέτοιο δίκτυο, στο οποίο, μία κλήση μεταξύ δύο συνδρομητών δεσμεύει το κανάλι επικοινωνίας, καθ' όλη τη διάρκεια της κλήσης.

Ένα packet-switched δίκτυο (δίκτυο πακετομεταγωγής) λειτουργεί μεταφέροντας πακέτα πληροφορίας μεταξύ δύο κόμβων του δικτύου, αλλά μέσω διαφορετικών διαδρομών. Συγκεκριμένα, η προς μετάδοση πληροφορία διαιρείται σε πακέτα, τα οποία έχουν διεύθυνση και τη χρήσιμη πληροφορία, και αποστέλλονται μέσω του δικτύου προς τον παραλήπτη, καθορίζοντας με δυναμικό τρόπο το μονοπάτι που θα ακολουθήσουν για να φτάσουν σε αυτόν. Στη συνέχεια, η πληροφορία κατασκευάζεται εκ νέου στον παραλήπτη όταν λάβει όλα τα πακέτα, τοποθετώντας τα στην κατάλληλη σειρά, ανεξαρτήτως του χρόνου που αυτά κατέφθασαν.

Η μέθοδος circuit-switching είναι πιο απλή λειτουργικά, και παρέχει ένα καθορισμένο εύρος ζώνης για την επικοινωνία. Ωστόσο, υστερεί πολύ στην αξιοποίηση των πόρων του δικτύου, καθώς το κανάλι δεσμεύεται αποκλειστικά για μια επικοινωνία, και δεν μπορεί να αξιοποιηθεί από άλλους κόμβους, ακόμα και αν δεν μεταφέρεται κάποια στιγμή πληροφορία (π.χ. οι συνδρομητές δεν μιλούν). Αντίθετα, η μέθοδος packet-switching παρέχει πολύ καλύτερη αξιοποίηση του bandwidth του δικτύου, καθώς τα πακέτα δεσμεύουν διαφορετικά κανάλια για μικρό χρονικό διάστημα (όσο διαρκεί η μετάδοσή τους) με συνέπεια να ελαχιστοποιείται η χρονική διάρκεια που ένα κανάλι μένει αδρανές, ενώ ταυτόχρονα επιτυγχάνονται αρκετά μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης μέσω της δυναμικής

χρήσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Η δυναμική φύση της packet-switching επικοινωνίας και τα οφέλη της συγκεντρώνονται στην έννοια της στατιστικής πολυπλεξίας (statistical multiplexing) που θα παρουσιαστεί στη συνέχεια.

2.7.2 Τεχνικές πολυπλεξίας

Η πιο βασική μορφή πολυπλεξίας σε ένα δίκτυο είναι η πολυπλεξία στη συχνότητα ή Frequency Division Multiple Access (FDMA). Η μέθοδος αυτή μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε δίκτυο, και συγκεκριμένα αναθέτει σε κάθε διαφορετικό χρήστη ένα ξεχωριστό τμήμα του bandwidth, αποφεύγοντας συγκρούσεις και εξασφαλίζοντας με αυτό τον τρόπο ταυτόχρονη επικοινωνία πολλών χρηστών. Όπως προαναφέρθηκε, αρκεί κάθε χρήστης να χρησιμοποιεί και να διαμορφώνει ένα ξεχωριστό carrier signal με μοναδική συχνότητα, και επιλέγοντας το κατάλληλο data rate και bandwidth γύρω από τη συχνότητα αυτή, εξασφαλίζεται η ανεμπόδιστη επικοινωνία κάθε χρήστη, στο δικό του κανάλι. Βεβαίως, η διαίρεση του συνολικού διαθέσιμου εύρους φάσματος σε επιμέρους κανάλια, δεν σημαίνει ότι αναγκαστικά κάθε χρήστης θα έχει αποκλειστική χρήση ενός καναλιού. Αντίθετα, αυτά μπορούν να διαιρεθούν σε time slots και να αξιοποιούνται από διαφορετικούς χρήστες.

Η διαίρεση αυτή σε time slots επιτρέπει σε ένα circuit-switching δίκτυο να χρησιμοποιήσει πολυπλεξία Time Division Multiple Access (TDMA). Κάθε χρήστης μεταδίδει σε κάθε περίοδο TDMA σε ένα συγκεκριμένο time slot. Στην περίπτωση αυτή, κάθε χρήστης έχει προκαθορισμένο στατικό bandwidth και καθυστερήσεις (latency), ενώ σε περίπτωση μη μετάδοσης, το κανάλι μένει αδρανές. Η αντίστοιχη αξιοποίηση των time slots σε ένα packet-switching δίκτυο γίνεται μέσω της στατιστικής πολυπλεξίας. Η στατιστική πολυπλεξία παρέχει με δυναμικό τρόπο τα time slots και κατά συνέπεια το διαθέσιμο bandwidth μόνο σε όσους χρήστες έχουν πακέτα προς μετάδοση, με δυνατότητα για μεταβλητή διάθεση bandwidth, αλλά και μεταβλητές καθυστερήσεις. Η πιο απλή μέθοδος εξυπηρέτησης ενός τέτοιου συστήματος είναι η first come-first served λογική, ωστόσο υπάρχουν πιο πολύπλοκες τεχνικές που δρομολογούν τα πακέτα με τέτοιο τρόπο, ώστε να επιτυγχάνεται σε κάθε περίπτωση κατά το δυνατόν η επιθυμητή ποιότητα επικοινωνίας.

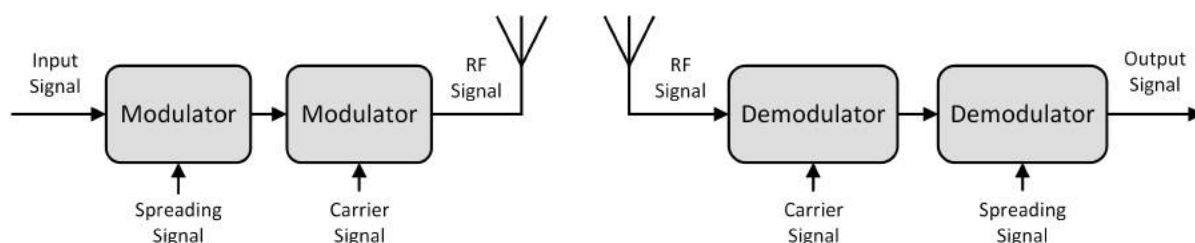
Πέραν των FDMA και TDMA που μπορούν να εφαρμοστούν σε οποιοδήποτε κανάλι, υπάρχουν επιπλέον σύνθετες μέθοδοι πολυπλεξίας με τις αντίστοιχες διαμορφώσεις, όπως η πολυπλεξία Code Division Multiple access (CDMA) που επιτυγχάνεται με διαμορφώσεις διεύρυνσης φάσματος (spread spectrum), η πολυπλεξία OFDM που επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση Orthogonal Frequency

Division (OFD), αλλά και η χωρική πολυπλεξία (spatial multiplexing) μέσω διατάξεων κεραιών MIMO, αυξάνοντας σημαντικά το throughput και την ποιότητα του συστήματος. Οι τεχνικές αυτές αναλύονται λεπτομερώς στη συνέχεια.

Spread Spectrum - CDMA

Η μέθοδος διεύρυνσης φάσματος (spread spectrum), όπως υποδηλώνει το όνομά της, διατηρώντας την ισχύ εκπομπής σταθερή, αυξάνει με κατάλληλο τρόπο το εύρος φάσματος του προς μετάδοση σήματος, το οποίο παρέχει, μεταξύ άλλων, το πλεονέκτημα της πολυπλεξίας CDMA. Η πρώτη μέθοδος spread spectrum λέγεται Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) και χρησιμοποιεί ένα ψηφιακό σήμα υψηλότερης συχνότητας (ψευδοτυχαίος κώδικας), το οποίο παράγει μέσω της λογικής πράξης XOR με το αρχικό σήμα, ένα νέο σήμα υψηλότερης συχνότητας.

Η πολυπλεξία επιτυγχάνεται, εάν οι ψευδοτυχαίοι κώδικες που χρησιμοποιούνται για την διεύρυνση φάσματος των αρχικών σημάτων, είναι μεταξύ τους ορθογώνιοι. Τότε, όλα τα διευρυμένα πλέον σήματα, μπορούν να μεταδοθούν στο ίδιο κανάλι ως ένα κοινό σήμα-άθροισμα των επιμέρους. Στον δέκτη, η ιδιότητα της ορθογωνιότητας επιτρέπει την ανάκτηση κάθε επιμέρους σήματος, πολλαπλασιάζοντας το κοινό σήμα με τον αντίστοιχο ψευδοτυχαίο κώδικα που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό. Στο σχήμα 29 παρουσιάζεται το διάγραμμα ενός συστήματος πομπού-δέκτη DSSS.



Σχήμα 29: Σύστημα πομπού-δέκτη DSSS

Με αντίστοιχο τρόπο λειτουργεί και η μέθοδος Frequency Hopping Spread Spectrum (FHSS). Συγκεκριμένα, η συχνότητα του φορέα που χρησιμοποιεί το σήμα αλλάζει διαρκώς, με συνέπεια η μετάδοση του σήματος να καταλαμβάνει ένα αρκετά μεγαλύτερο bandwidth από αυτό που θα απαιτούσε η επικοινωνία με μία συχνότητα φορέα. Εάν οι αλληλουχίες των μεταπηδήσεων κάθε χρήστη επιλεγούν να είναι ορθογώνιες, τότε ξανά, γίνεται να μεταδοθεί το άθροισμα των διευρυμένων σημάτων σε κοινό κανάλι, και να ανακτηθούν τα επιμέρους σήματα με επιτυχία.

Τέλος η μέθοδος Chirp Spread Spectrum (CSS), διαφέρει από τις προαναφερθείσες τεχνικές στο ότι χρησιμοποιεί ένα ημιτονοειδές σήμα, αντί για ένα ψηφιακό σήμα-ακολουθία, προκειμένου να διευρύνει το φάσμα του αρχικού σήματος. Το σήμα αυτό λέγεται chirp, και έχει την ιδιότητα ότι η συχνότητά του αυξάνεται ή μειώνεται γραμμικά με το χρόνο. Η μέθοδος CSS παρέχει και αυτή τη δυνατότητα πολυπλεξίας CDMA.

OFDM

Μία άλλη μέθοδος που χρησιμοποιείται στις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες είναι η τεχνική Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Πρόκειται για μία FDM τεχνική, με την επιπλέον ιδιαιτερότητα ότι οι φορείς των υποκαναλιών (subcarriers) είναι ορθογώνιοι μεταξύ τους. Το γεγονός αυτό επιτρέπει καλύτερη αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους φάσματος, καθώς δεν απαιτείται ύπαρξη ζωνών (guard bands) μεταξύ των subcarriers. Στη συνέχεια, κάθε subcarrier διαμορφώνεται με κάποια τεχνική διαμόρφωσης, ανάλογα τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Χωρική Πολυπλεξία (MIMO και Beamforming)

Οι αυξανόμενες απαιτήσεις από τις ψηφιακές επικοινωνίες, καλύπτονται πλέον και από τις τεχνολογίες Multiple Input - Multiple Output (MIMO) καθώς και Beamforming. Η τεχνολογία beamforming βασίζεται στην ύπαρξη παραπάνω της μίας κεραίας στον πομπό. Κάθε κεραία μεταδίδει το ίδιο σήμα πληροφορίας, αλλά με κατάλληλη διαφορά φάσης, έτσι ώστε στη θέση του δέκτη, τα σήματα των κεραιών να παρεμβάλλονται προσθετικά. Με τον τρόπο αυτό, αξιοποιώντας τα πλεονεκτήματα των πολυκατευθυντικών κεραιών (omni-directional antennas), επιτυγχάνεται επικοινωνία σε μεγαλύτερη απόσταση και ισχυρότερο σήμα στον δέκτη, όπως με μια κατευθυντική κεραία. Προϋπόθεση είναι να γνωρίζει ο πομπός τη θέση του δέκτη, ώστε να ρυθμίσει κατάλληλα τις φάσεις του κάθε σήματος. Για τον λόγο αυτό, ο πομπός στέλνει αρχικά διαφορετικά, ανεξάρτητα σήματα από κάθε κεραία, και ο δέκτης καταγράφει την ισχύ του κάθε σήματος που έλαβε και τις καθυστερήσεις. Στη συνέχεια, αποστέλλει στον πομπό τα δεδομένα αυτά, τα οποία ονομάζονται πληροφορίες κατάστασης καναλιού (channel state information - CSI), και με τον τρόπο αυτό ο πομπός μπορεί να υπολογίσει τη θέση του δέκτη.

Όλες οι τεχνολογίες MIMO, εφόσον έχουν πολλαπλές κεραίες, μπορούν να υλοποιήσουν beamforming τεχνικές για να βελτιώσουν τη συνδεσιμότητά τους. Επιπλέον όμως, μία διάταξη MIMO, μπορεί να χρησιμοποιήσει την πολλαπλό-

τητα των κεραιών, για να σταλούν ταυτόχρονα, στο ίδιο κανάλι (ίδια συχνότητα) διαφορετικά σήματα πληροφορίας. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της ιδιότητας της χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing).

Η πιο απλή μορφή SU-MIMO (single user) μεταξύ δύο κόμβων, προϋποθέτει να έχουν πολλαπλές κεραιές και ο ένας (π.χ. ένα access point) και ο άλλος (π.χ. μια φορητή συσκευή). Αρχικά, οι δύο κόμβοι αποκτούν, όπως και στο beamforming, τα δεδομένα CSI για το κανάλι. Η χωρική πολυπλεξία βασίζεται στο φαινόμενο multipath propagation. Συγκεκριμένα, κάθε εκπεμπόμενο σήμα από ένα κόμβο, φτάνει στις κεραιές του δέκτη ακολουθώντας πολλές διαφορετικές διαδρομές. Έχοντας γνώση για το κανάλι επικοινωνίας (CSI), ο δέκτης μπορεί μέσω επεξεργασίας να διαχωρίσει πλήρως το κάθε σήμα πληροφορίας, ανακτώντας όλα τα δεδομένα που αποστάλθηκαν ταυτόχρονα.

Η τεχνολογία SU-MIMO, παρόλο που παρέχει θεωρητικά αρκετά γρηγορότερη επικοινωνία καθώς και beamforming, δεν έχει ευρεία χρήση, καθώς προϋποθέτει επικοινωνία μεταξύ δύο συσκευών με πολλές κεραιές. Αυτό δεν είναι πρακτικό σε πολλές μικρές φορητές συσκευές (λόγω κόστους, χώρου) και συνεπώς μειώνεται σημαντικά το σύνολο εφαρμογών που αξιοποιούν την τεχνολογία αυτή.

Σημαντική εξέλιξη αποτέλεσε ωστόσο η τεχνολογία MU-MIMO (multi-user). Τόσο στην απλή εκδοχή SISO (single input single output) όπου κάθε κόμβος έχει μία κεραία, όσο και στην SU-MIMO, οι χρήστες επικοινωνούν ο ένας μετά τον άλλο με τον κεντρικό κόμβο (access point-APS). Δηλαδή ανά πάσα στιγμή, το AP επικοινωνεί με μία συσκευή μόνο. Η τεχνολογία MU-MIMO, αξιοποιώντας με καλύτερο τρόπο την χωρική πολυπλεξία, επιτρέπει την ταυτόχρονη επικοινωνία ενός κόμβου με διάταξη πολλών κεραιών (access point) με πολλούς διαφορετικούς κόμβους μίας κεραίας (π.χ. κινητά, tablets, υπολογιστές). Για να επιτευχθεί η διασύνδεση αυτή, χρειάζεται απλώς ο κεντρικός κόμβος (AP) να έχει τα δεδομένα CSI για κάθε κόμβο χρήστη, καθώς και διάταξη πολλαπλών κεραιών. Αντίθετα, η συσκευή του χρήστη δε χρειάζεται να έχει παρά μία κεραία, απλοποιώντας σημαντικά το σύστημα του χρήστη (User Equipment-UE).

Έχοντας συλλέξει τα δεδομένα CSI, ο κεντρικός κόμβος μπορεί να στείλει και να λάβει πληροφορία από πολλούς χρήστες ταυτόχρονα, με αξιοπιστία. Αυτό αποτελεί σημαντική βελτίωση από τα απλά Access points χωρίς MIMO, όπου η σύνδεση παραπάνω χρηστών σε αυτά σημαίνει αυτόματα μεγαλύτερες καθυστερήσεις λόγω της σειριακής εξυπηρέτησής τους.

Τέλος να σημειωθεί ότι η διάταξη πολλαπλών κεραιών ενός κόμβου, μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για ταυτόχρονη μετάδοση, είτε για beamforming. Ως εκ

τούτου, εάν σε ένα AP δεν χρησιμοποιούνται όλες οι κεραίες του για παράλληλη μετάδοση πληροφοριών, τότε μπορούν να αξιοποιηθούν οι υπόλοιπες για βελτίωση της επικοινωνίας κάποιας ζεύξης, εφαρμόζοντας beamforming.

2.8 Τεχνολογίες ασύρματης επικοινωνίας σε κόμβους αισθητήρων

Όπως προαναφέρθηκε, οι περισσότερες τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις σήμερα χρησιμοποιούν ψηφιακές μεθόδους. Οι πιο συχνά εμφανιζόμενες τεχνολογίες τηλεπικοινωνιών για ασύρματη δικτύωση κόμβων αισθητήρων είναι το WiFi, τα ασύρματα προσωπικά δίκτυα (Wireless Personal Area Networks-WPAN), το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας αλλά και τα ασύρματα δίκτυα χαμηλής ισχύος και ευρείας περιοχής (Low Power Wide Area Networks-LPWAN).

2.8.1 Wi-Fi

Το Wi-Fi είναι μία τεχνολογία ασύρματης επικοινωνίας που βασίζεται στη μετάδοση ραδιοκυμάτων σε συγκεκριμένες συχνότητες: 900MHz, 2.4GHz, 3.65GHz, 5GHz, 5.9GHz, 6G Hz και 60GHz. Κατά κύριο λόγο αυτή τη στιγμή χρησιμοποιούνται οι συχνότητες 2.4GHz και 5GHz. Οι συχνότητες αυτές ανήκουν στη ζώνη ISM (industrial, scientific and medical band) του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων, οι οποίες δεν χρειάζονται άδεια για να χρησιμοποιηθούν.

Το WiFi χρησιμοποιείται κυρίως σε κοντινές αποστάσεις για δικτύωση συσκευών. Τα δίκτυα αυτά ονομάζονται WLAN (wireless local area networks), τα οποία έχουν τη δυνατότητα σύνδεσης στο διαδίκτυο. Η ισχύς εκπομπής σήματος WiFi περιορίζεται στην Ευρωπαϊκή Ένωση στα 100mW.

Η εμβέλεια του εξαρτάται από την απορρόφηση που υπόκειται το σήμα διαπερνώντας εμπόδια, από την ισχύ εκπομπής, από παρεμβολές και θόρυβο, καθώς και από την κεραία που χρησιμοποιείται. Επειδή οι παράγοντες που επηρεάζουν είναι πολλοί, δεν μπορεί να προσδιοριστεί με ακρίβεια η εμβέλεια, ωστόσο, η τάξη μεγέθους των 100 μέτρων σε εξωτερικό χώρο, χωρίς παρεμβολές και εμπόδια, με τυπική πολυκατευθυντική κεραία μπορεί να χρησιμοποιηθεί ενδεικτικά. Χρησιμοποιώντας μία κατευθυντική κεραία, η εμβέλεια μπορεί να αυξηθεί σημαντικά, περιορίζοντας ωστόσο το σήμα και την επικοινωνία σε συγκεκριμένη κατεύθυνση.

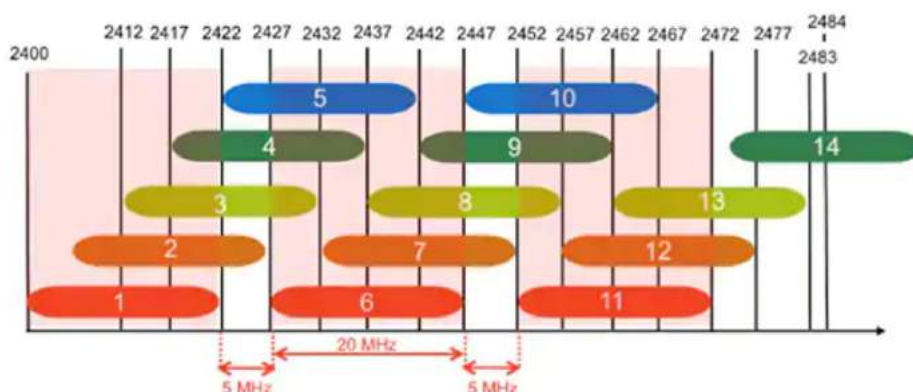
5GHz vs 2.4GHz

Μέσω της σύγκρισης των δύο βασικών συχνοτήτων WiFi αλλά και των αντίστοιχων πρωτοκόλλων, όσον αφορά στην εμβέλεια, στις παρεμβολές και στο data rate,

μπορούν να γίνουν καλύτερα κατανοητές οι προαναφερθείσες συσχετίσεις και έννοιες.

Ξεκινώντας από τη φύση των Η/Μ κυμάτων, προκύπτουν δύο χρήσιμα συμπεράσματα: Λόγω της υψηλότερης συχνότητας στα 5GHz, θεωρητικά επιτυγχάνεται ταχύτερη μετάδοση δεδομένων. Συγκεκριμένα, θεωρώντας ότι η πληροφορία που περιέχεται σε μία περίοδο του κύματος-φορέα είναι η ίδια και για τις δύο περιπτώσεις, τότε στα 5GHz θα λαμβάνονται περισσότερα κύματα ανά δευτερόλεπτο, και συνεπώς περισσότερα bits per second. Ταυτόχρονα, ιδιαίτερα σε εσωτερικούς χώρους, η υψηλότερη συχνότητα των κυμάτων των 5GHz συνεπάγεται μεγαλύτερη απορρόφηση σε εμπόδια με συνέπεια την εξασθένιση του σήματος. Επομένως η εμβέλεια είναι μικρότερη.

Η σύγκριση των αντίστοιχων πρωτοκόλλων επίσης προσδίδει χρήσιμα συμπεράσματα. Το πρωτόκολλο IEEE 802.11n για τη συχνότητα 2.4GHz προβλέπει συνολικό εύρος ζώνης 83MHz, το οποίο διαμοιράζεται σε 13 κανάλια των 20MHz έκαστο, όπως φαίνεται στο σχήμα 30 (Το κανάλι 14 υπάρχει μόνο στην Ιαπωνία). Όπως γίνεται αντιληπτό, υπάρχει διαθέσιμο bandwidth για τρία μη επικαλυπτόμενα κανάλια. Αυτό σημαίνει ότι στο κανάλι μετάδοσης του WiFi (αέρας) γίνεται να υπάρξουν ταυτόχρονα τρεις ζεύξεις οι οποίες δεν θα δημιουργούν παρεμβολές η μία στην άλλη. Βέβαια, επειδή όπως προαναφέρθηκε, το WiFi έχει περιορισμένη εμβέλεια, ιδιαίτερα σε κλειστούς χώρους, οι παρεμβολές δεν είναι έντονες μεταξύ απομακρυσμένων ζευξιών. Ωστόσο σε χώρους με πολλές συνδεδεμένες συσκευές, γίνεται αντιληπτό ότι τα τρία μη επικαλυπτόμενα κανάλια δεν επαρκούν και στην περίπτωση αυτή οι παρεμβολές και οι απώλειες πακέτων θα είναι σημαντικές, μειώνοντας έτσι την ταχύτητα της σύνδεσης.



Σχήμα 30: Κανάλια πρωτοκόλλου IEEE 802.11n [14]

Λαμβάνοντας υπόψιν το ολοένα αυξανόμενο πλήθος συσκευών που συνδέονται στο διαδίκτυο μέσω WiFi (smart devices), καθώς και το πλήθος άλλων τηλεπικοινωνιακών μεθόδων (Bluetooth, ZigBee) και συσκευών (φούρνος μικροκυμάτων) που χρησιμοποιούν συχνότητες γύρω από τα 2.4GHz, το πρόβλημα των παρεμβολών γίνεται μεγαλύτερο. Έτσι, γίνεται λόγος για «κορεσμό» της συχνότητας των 2.4GHz.

Κατά συνέπεια, η αξιοποίηση άλλων συχνοτήτων για την αντιμετώπιση των προβλημάτων αυτών ήταν απαραίτητη. Το πρωτόκολλο IEEE 802.11ac που αφορά αποκλειστικά στη συχνότητα 5GHz, το νεότερο πρωτόκολλο IEEE802.11ax για 2.4GHz και 5GHz, και η επέκτασή του (WiFi 6E) για τη συχνότητα των 6GHz, επιλύουν το πρόβλημα αυτό. Εστιάζοντας στο πρωτόκολλο IEEE 802.11ac και τη συχνότητα των 5GHz, προκύπτει απευθείας σημαντική αναβάθμιση: Το εύρος ζώνης διαθέσιμο για τη συχνότητα των 5GHz είναι στα 750MHz, επιτρέποντας πολύ μεγαλύτερο αριθμό μη συγκρουόμενων καναλιών με bandwidth 20MHz ή και ακόμη μεγαλύτερου (ενώνοντας το bandwidth γειτονικών καναλιών). Κατ' αυτό τον τρόπο οι παρεμβολές μειώνονται σημαντικά, με ταυτόχρονη βελτίωση του data rate.

Επιπλέον, τα νεότερα πρωτόκολλα, βασιζόμενα σε νεότερες τεχνολογίες εισάγουν καινοτομίες που βελτιώνουν σημαντικά τις ταχύτητες μετάδοσης. Η τεχνολογία Multiple Input-Multiple Output(MIMO), η οποία προβλέπεται ήδη από το πρωτόκολλο IEEE802.11n διαχωρίζει την προς μετάδοση πληροφορία σε μικρότερα τμήματα και τα οποία αποστέλλονται παράλληλα μέσω διαφορετικών καναλιών και ζευγών κεραιών (για το λόγο αυτό κάποια νεότερα router διαθέτουν περισσότερες κεραιές). Η παραλληλία αυτή (η οποία αυξάνεται στα νεότερα πρωτόκολλα περαιτέρω), αυξάνει σημαντικά το data rate αξιοποιώντας την ιδιότητα της χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing).

Επίσης η ταχύτητα μετάδοσης εξαρτάται άμεσα από την τεχνική διαμόρφωσης. Ο λόγος είναι ότι αυξάνοντας τα μεταδιδόμενα bits ανά σύμβολο και διατηρώντας τη συχνότητα μετάδοσης σταθερή (σταθερό baud rate, symbol/second), αυξάνεται το bit rate. Η σχέση αυτή αναδεικνύεται μέσω των δύο ακόλουθων σχέσεων: Το θεώρημα του Nyquist (Nyquist bit rate theorem) δείχνει ότι το μέγιστο δυνατό bit rate για ένα κανάλι, χωρίς ύπαρξη θορύβου, δίνεται από τη σχέση:

$$\max \text{ bit rate} = 2 \times \text{Bandwidth} \times \log_2 V \quad (68)$$

όπου το *max bit rate* υπολογίζεται σε bits/second, το *Bandwidth* είναι το εύρος

φάσματος του καναλιού, και V είναι το πλήθος των επιπέδων διαμόρφωσης.

Επομένως, εάν αυξηθούν τα $\text{bits/symbol} = \log_2 V$, αυξάνεται και το θεωρητικό μέγιστο bit rate του καναλιού.

Ωστόσο, το θεώρημα της χωρητικότητας ενθόρυβου καναλιού του Shannon εισάγει έναν περιορισμό:

$$\text{Capacity} = \text{Bandwidth} \times \log_2(1 + \text{SNR}), \quad (\text{in bits/second}) \quad (69)$$

$$\text{or} \quad C = \frac{1}{2} \log_2(1 + \text{SNR}), \quad (\text{in bits/symbol}) \quad (70)$$

όπου *Capacity* η χωρητικότητα σε *bps* (εκφράζει το μέγιστο δυνατό bit rate), *Bandwidth* το εύρος καναλιού σε Hz, *SNR* ο λόγος ισχύος σήματος-θορύβου και *C* η χωρητικότητα εκφρασμένη σε *bits/symbol*.

Από το θεώρημα της χωρητικότητας προκύπτει ότι η χωρητικότητα καναλιού (σε bits/symbol) είναι φραγμένη για συγκεκριμένο SNR, επομένως, δεν γίνεται να αυξηθεί το bit rate πάνω από ένα όριο, για δεδομένο bandwidth και SNR.

Το Wi-Fi χρησιμοποιεί διαμόρφωση OFDM (Orthogonal frequency-division multiplexing). Η διαμόρφωση αυτή επιτρέπει τη μετάδοση πληροφορίας σε ένα κανάλι μέσω πολλαπλών sub-carriers, καθένας εκ των οποίων διαμορφώνεται με κάποια κλασσική τεχνική διαμόρφωσης (QAM, PSK). Τα νεότερα πρωτόκολλα Wi-Fi βελτιώνουν ακριβώς αυτό το σημείο, δηλαδή επιτρέπουν πυκνότερη διαμόρφωση των sub-carriers του OFDM. Ενδεικτικά η πυκνότερη δυνατή διαμόρφωση στο IEEE802.11n ήταν η 64-QAM, στο IEEE802.11ac αυξήθηκε στην 256-QAM και στο IEEE802.11ax έχει φτάσει στην 1024-QAM. Η αύξηση αυτή βέβαια, επηρεάζει και την ανοχή του σήματος στο θόρυβο και συνεπώς τη μέγιστη απόσταση μετάδοσης.

Στο παρακάτω πίνακα συνοψίζονται τα βασικά στοιχεία της σύγκρισης των Wi-Fi 5GHz και 2.4GHz.

Band	2.4GHz	5GHz
Εύρος Φάσματος	83MHz	750MHz
Απόσταση	Μεγαλύτερη	Μικρότερη
Ρυθμός μετάδοσης	Μικρότερος	Μεγαλύτερος
Παρεμβολές	Περισσότερες	Λιγότερες

Πίνακας 3: Σύγκριση μεταξύ 2.4GHz και 5GHz WiFi

2.8.2 Wireless Personal Area Networks - WPAN

Bluetooth

Το Bluetooth είναι, όπως και το Wi-Fi, μία τεχνολογία ασύρματης επικοινωνίας που βασίζεται σε ραδιοκύματα συχνότητας 2.4GHz. Η στόχευση του Bluetooth είναι στη σύνδεση συσκευών σε επίπεδο δικτύων PAN (personal area networks). Βέβαια, όπως σε κάθε ασύρματη ζεύξη, η απόσταση συνδεσιμότητας είναι πολυπαραγοντική. Ανάλογα με τη μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ, προκύπτει ο ακόλουθος διαχωρισμός σε κλάσεις:

Class	Max. Power (mW)	Typ. Range (m)
1	100	100
2	2.5	10
3	1	1
4	0.5	0.5

Πίνακας 4: Σύγκριση μεταξύ 2.4GHz και 5GHz Bluetooth

Η μέθοδος διεύρυνσης φάσματος (spread spectrum) βασίζεται στη μετάδοση της πληροφορίας διευρύνοντας το απαιτούμενο εύρος φάσματος και διατηρώντας την ίδια ισχύ εκπομπής. Με τον τρόπο αυτό, το σήμα δεν είναι συγκεντρωμένο σε κάποια συχνότητα, κάνοντάς το πιο δύσκολα ανιχνεύσιμο. Η ιδιότητα αυτή αρχικά αξιοποιήθηκε για μετάδοση κρίσιμων πληροφοριών (στρατιωτικές εφαρμογές), ωστόσο, πλέον χρησιμοποιείται ευρέως λόγω της δυνατότητάς της να αντιμετωπίζει

τις συγκρούσεις και της δυνατότητας ταυτόχρονης πρόσβασης (multiple access) σε ένα εύρος ζώνης από πολλούς χρήστες. Η διεύρυνση φάσματος επιτυγχάνεται με τρεις μεθόδους: Τη μέθοδο Direct Sequence Spread Spectrum ή DSSS, τη μέθοδο Frequency Hopping Spread Spectrum ή FHSS (bluetooth, GSM) και τη μέθοδο Chirp Spread Spectrum ή CSS (LoRa).

Το bluetooth χρησιμοποιεί για τη μετάδοση δεδομένων τη μέθοδο FHSS. Συγκεκριμένα, τα προς μετάδοση δεδομένα χωρίζονται σε μικρότερα πακέτα, τα οποία μεταδίδονται διαδοχικά σε ένα από τα 79 κανάλια στα οποία χωρίζεται το εύρος φάσματος του bluetooth. Κάθε κανάλι έχει εύρος φάσματος 1MHz, οπότε το συνολικό εύρος φάσματος είναι τα 79MHz (ή 84.5MHz, συμπεριλαμβανομένων guard bands). Το όνομα frequency hopping αναφέρεται στις μεταβιβάσεις αυτές από κανάλι σε κανάλι (1600 το δευτερόλεπτο). Με κατάλληλη επιλογή των αλληλουχιών μεταβιβάσεων από κανάλι σε κανάλι, υπάρχει η δυνατότητα ταυτόχρονης μετάδοσης στην ίδια ζώνη συχνοτήτων. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται FHMA (frequency hopping multiple access) και για να επιτευχθεί, απαιτείται οι ακολουθίες των μεταβιβάσεων που χρησιμοποιούν οι χρήστες να είναι ορθογώνιες μεταξύ τους. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται στα κανάλια αυτά είναι PSK επιτρέποντας data rate 2-3Mbps.

Τα δίκτυα συσκευών bluetooth ονομάζονται piconets και έχουν αρχιτεκτονική slave-master. Κάθε master μπορεί να επικοινωνεί ταυτόχρονα με άλλες επτά συσκευές-slaves. Η ιδιότητα frequency hopping και η αξιοποίηση των 79 καναλιών επιτρέπει να συνυπάρχουν διαφορετικά piconets στον ίδιο χώρο, καθώς ο αριθμός των συγκρούσεων είναι μικρός.

Οι τελευταίες εκδόσεις του bluetooth (Bluetooth 4 και 5) στοχεύουν σε συσκευές και εφαρμογές χαμηλής ισχύος και κατανάλωσης. Η κλασική δομή του bluetooth που αναπτύχθηκε από την έκδοση 1 έως την έκδοση 3, και εξακολουθεί να αποτελεί τμήμα και των εκδόσεων 4 και 5 (κυρίως για λόγους συμβατότητας) ονομάζεται classic bluetooth ή bluetooth BR/EDR (με βάση τον τύπο διαμόρφωσης). Στις τελευταίες εκδόσεις ενσωματώθηκε το Bluetooth Low Energy (BLE), το οποίο, συγκριτικά με το classic bluetooth, έχει σημαντικά χαμηλότερη κατανάλωση αλλά και κόστος, διατηρώντας αντίστοιχη συνδεσιμότητα. Κατά συνέπεια, είναι ιδανικό για εφαρμογές IoT, εφαρμογές τροφοδοτούμενες από μπαταρία, έξυπνους αισθητήρες και wearables. Όντας επιπλέον αρκετά πιο ευέλικτο, το BLE παρέχει πολλές δυνατότητες ρύθμισης του bit rate, της απόστασης και της ισχύος εκπομπής, εξασφαλίζοντας σημαντική προσαρμοστικότητα ανάλογα με την εφαρμογή. Το BLE χρησιμοποιεί 40 κανάλια των 2MHz, και διαμόρφω-

ση FSK, ενώ, μειώνοντας το μέγεθος των πακέτων δεδομένων προς μετάδοση, επιτυγχάνει δυνατότητα σύνδεσης περισσότερων των 7 συσκευών/slaves σε ένα master. Συνολικά, το classic bluetooth χρησιμοποιείται για εφαρμογές που απαιτούν μεγάλο data rate, απαιτώντας όμως και υψηλή κατανάλωση, ενώ το BLE ενδείκνυται για όλες τις υπόλοιπες εφαρμογές.

Zigbee

Το Zigbee είναι ένα εναλλακτικό ανοικτό πρότυπο δικτύωσης σε επίπεδο PAN, το οποίο στοχεύει σε εφαρμογές χαμηλής κατανάλωσης και μικρής ανάγκης bandwidth. Αναπτύσσεται από το 2002 από μία ομάδα εταιριών, τη Zigbee Alliance, η οποία προσφέρει, εκτός των άλλων, χρήσιμες πληροφορίες για τον τρόπο και τη λειτουργία του Zigbee [2]. Συχνά χρησιμοποιείται για την ασύρματη δικτύωση έξυπνων συσκευών ενός χώρους (π.χ. «έξυπνο» σπίτι, γραφείο). Αξιοποιεί αρχιτεκτονική πλέγματος (mesh network), δρομολογώντας δεδομένα μέσω ενδιάμεσων κόμβων, προκειμένου να καλύψει διασύνδεση μεγαλύτερων αποστάσεων από τα 10-100m που επιτυγχάνει σε line-of-sight σύνδεση. Σε ένα δίκτυο Zigbee προβλέπονται τρεις τύποι συσκευών: Η βασική συσκευή είναι ο Zigbee Coordinator (ZC), και υπάρχει μόνο ένας ZC σε κάθε δίκτυο. Αποτελεί τη ρίζα του δικτύου, και είναι το σημείο πιθανής διασύνδεσης του δικτύου του με εξωτερικά δίκτυα. Επίσης έχει σημαντικό ρόλο στη διαχείριση των πρωτοκόλλων ασφαλείας του δικτύου Zigbee. Η δεύτερη κλάση συσκευών είναι οι Zigbee Routers (ZR). Οι συσκευές αυτές έχουν τη δυνατότητα να δρουν ως ενδιάμεσοι κόμβοι στο δίκτυο, προωθώντας δεδομένα. Τέλος η απλούστερη κλάση συσκευών είναι οι Zigbee End Devices (ZED), οι οποίες είναι τερματικές συσκευές. Η περιορισμένη λειτουργικότητά τους επιτρέπει να βρίσκονται για μεγάλο χρονικό διάστημα σε καταστάσεις χαμηλής κατανάλωσης (sleep modes) και επιπλέον έχουν τις μικρότερες ανάγκες σε μνήμη, οπότε μπορούν να συνδυάζουν χαμηλό κόστος και μέγεθος για να εκτελούν απλές διαδικασίες.

Το Zigbee όπως και το Bluetooth χρησιμοποιεί τη ζώνη συχνότητας 2.4GHz. Συγκεκριμένα, αξιοποιεί 16 κανάλια με απόσταση 5MHz έκαστο, και εύρος καναλιού μόλις 2MHz, λόγω των χαμηλών απαιτήσεων σε data rate, το οποίο φτάνει στα 250kbit/s. Επίσης χρησιμοποιείται διαμόρφωση διεύρυνσης φάσματος DSSS καθώς και διαμόρφωση OQPSK (Offset-QPSK) με 2 bits/symbol. Η διαμόρφωση OQPSK έχει το χαρακτηριστικό ότι το quadrature σήμα καθυστερεί (offset) κατά μισή περίοδο συμβόλου σε σχέση με το in-phase, οπότε αποκλείεται η περίπτωση ταυτόχρονης αλλαγής και των δύο bits μαζί, δηλαδή για παράδειγμα, μια μετάβαση από ένα σύμβολο $s_1 \rightarrow 00$ σε ένα σύμβολο $s_2 \rightarrow 11$. Με τον

τρόπο αυτό αποφεύγονται μη επιθυμητές έντονες αυξομειώσεις στο μεταδιδόμενο σήμα.

Η έκδοση Zigbee 3.0 συμπεριλαμβάνει το πρότυπο Green Power. Το πρότυπο αυτό αφορά στη βελτιστοποίηση της τεχνολογίας Zigbee για συσκευές που υποστηρίζονται από energy harvesting, χωρίς να απαιτούν μπαταρίες, όντας κατά συνέπεια πραγματικά αυτόνομες. Η βελτιστοποίηση αυτή αφορά στον κατάλληλο σχεδιασμό τόσο των Green Power Zigbee συσκευών, όσο και του ίδιου του πρωτοκόλλου επικοινωνίας, μειώνοντας τον όγκο της μεταδιδόμενης πληροφορίας. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνονται πολύ χαμηλές καταναλώσεις, ικανές να καλυφθούν από energy harvesting πηγές.

2.8.3 Δίκτυο κινητής τηλεφωνίας

Το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας πρόκειται για δίκτυο κυψελοειδούς μορφής, που επιτρέπει τη διασύνδεση ασύρματων συσκευών και τηλεφώνων. Το δίκτυο αποτελείται από κυψέλες, τμήματα δηλαδή μέσα στα οποία οι συνδρομητές εξυπηρετούνται από ένα ή περισσότερους κοινούς πομποδέκτες. Οι πομποδέκτες αυτοί ονομάζονται πομποδέκτες σταθμού βάσης (Base Transceiver Station-BSS), και σε συνδυασμό με τους ελεγκτές σταθμού βάσης (Base Controller Station-BSC), συναποτελούν το σύστημα σταθμού βάσης (Base Station System-BSS) και ορίζουν, σε συνδυασμό με τον κινητό σταθμό (Mobile Station-MS) το δίκτυο πρόσβασης ραδιοσυχνοτήτων (Radio Access Network). Ο ρόλος του συστήματος αυτού είναι η επικοινωνία με τον κινητό σταθμό, η επεξεργασία και η προώθηση του σήματος του σε επίπεδο κυψέλης. Ο κινητός σταθμός είναι η τερματική συσκευή του δικτύου, για παράδειγμα, ένα κινητό τηλέφωνο.

Σε επόμενο επίπεδο, πολλοί BCSs συνδέονται σε ένα κέντρο μεταγωγής (Mobile Switching Center-MSC). Το κέντρο μεταγωγής είναι ένα τηλεφωνικό κέντρο, το οποίο είναι υπεύθυνο για τη δρομολόγηση των κλήσεων που γίνονται από τα BSCs της περιοχής που εξυπηρετεί, ή κλήσεων που κατευθύνονται προς αυτά. Επίσης, τα κέντρα αυτά είναι υπεύθυνα για τη διαχείριση της κινητικότητας ενός οποιουδήποτε κινητού σταθμού. Ο τρόπος που επιτυγχάνεται αυτό, είναι μέσω δύο βάσεων δεδομένων που κρατά κάθε κέντρο: Την κεντρική βάση δεδομένων (Home Locator Register-HLR) και τη βάση δεδομένων επίσκεψης (Visitor Locator Register-VLR). Στον HLR καταγράφονται όλα τα στατικά στοιχεία του χρήστη όπως ο αριθμός κλήσης του (MSISDN), καθώς και προσωρινά στοιχεία, όπως για παράδειγμα η τρέχουσα τοποθεσία του χρήστη. Στον VLR καταγράφονται τα στοιχεία όλων των συνδρομητών που βρίσκονται εντός της εμβέλειας του εκάστοτε κέντρου μεταγωγής. Το MSC με τους HLR και VLR, μαζί με δύο

επιπλέον βάσεις δεδομένων, την βάση δεδομένων συσκευών (Equipment Identity Register-EIR) και τη βάση δεδομένων γνησιότητας (Authentication Center-AuC), συναποτελούν το λεγόμενο Network-Switching System (NSS). Το σύστημα αυτό, υλοποιώντας το πρωτόκολλο τηλεφωνίας SS7 μπορεί και διαχειρίζεται τη δρομολόγηση των κλήσεων, τη μεταφορά των σημάτων και τη περιαγωγή των κινητών σταθμών, καθιστώντας εφικτή την τηλεφωνική διασύνδεση. Η σύνδεση μεταξύ διαφορετικών δικτύων γίνεται μέσω του δικτύου PSTN (Public Switched Telephone Network). Η διεπαφή κάθε δικτύου με το υπόλοιπο δίκτυο PSTN γίνεται μέσω των Gateway MSCs, τα οποία επιπλέον δρομολογούν κλήσεις από και προς το εξωτερικό του δικτύου. Τέλος, τα MSCs διασυνδέονται με το υποσύστημα υποστήριξης λειτουργίας (Operation Support System-OSS), μέσω του οποίου ο πάροχος συλλέγει στοιχεία, συντηρεί και εξασφαλίζει την ομαλή λειτουργία του δικτύου.

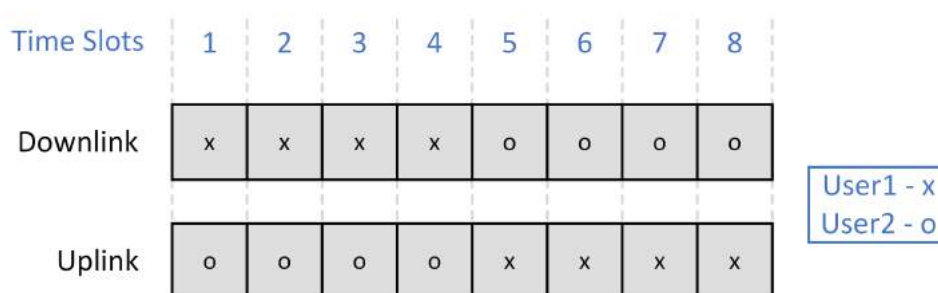
Έχοντας καθορίσει τη βασική τοπολογία του δικτύου κινητής τηλεφωνίας, γίνεται εφικτή η ανάλυση ορισμένων χρήσιμων τεχνικών χαρακτηριστικών τους. Αρχικά, η τοπολογία κυψέλης παρέχει συγκεκριμένα πλεονεκτήματα σε αντίθεση με ένα μεγάλο κεντρικό σταθμό βάσης: Εξασφαλίζει ότι κάθε κινητός σταθμός θα βρίσκεται σχετικά κοντά σε ένα σταθμό βάσης, μειώνοντας τις ανάγκες σε ισχύ εκπομπής, παρέχει εύκολη δυνατότητα επέκτασης της κάλυψης του τηλεφωνικού δικτύου, αλλά το βασικό πλεονέκτημα έγκειται στη δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων, εξασφαλίζοντας ότι γειτονικές κυψέλες δεν θα χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα. Αυτή η μορφή FDMA επιτρέπει την αποδοτικότερη διαχείριση του φάσματος συχνοτήτων, με την επαναχρησιμοποίησή τους. Ανάλογα με τη γενιά τεχνολογίας, αλλά και τη χώρα, οι συχνότητες που χρησιμοποιούνται διαφέρουν (400MHz - <6Ghz, ενώ το 5G παρέχει και επιλογές στο φάσμα 24.25 GHz - 52.6 GHz). Παράλληλα στο δίκτυο τηλεφωνίας αξιοποιείται και η TDMA, εισάγοντας μια μικρή καθυστέρηση στο ακουστικό σήμα. Ως εκ τούτου τα σήματα πολλών χρηστών μπορούν να μεταδίδονται ταυτόχρονα, με αποστολή πακέτων των σημάτων αυτών σε συγκεκριμένα time slots, χωρίς να προκύπτει παρεμβολή. Επιπλέον τεχνικές που χρησιμοποιούνται για τη βελτίωση της απόδοσης των τηλεφωνικών συστημάτων είναι η CDMA, η χωρική πολυπλεξία μέσω MIMO συστημάτων, η δημιουργία έξυπνων κεραιών και η υιοθέτηση διαφορετικών διαμορφώσεων. Όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια, με την αλλαγή τεχνολογικών επιπέδων, τα τηλεφωνικά συστήματα γίνονται ολοένα και πιο αποδοτικά αλλά και πολύπλοκα, συνδυάζοντας διαφορετικές από τις προαναφερθείσες τεχνικές.

Τεχνολογία 2nd Generation - 2G

Η πρώτη γενιά ψηφιακής κινητής τηλεφωνίας είναι η 2G. Το φωνητικό σήμα ψηφιοποιείται, με συνέπεια η κωδικοποίηση της πληροφορίας στην ασύρματη ζεύξη μεταξύ της κινητής συσκευής και του σταθμού βάσης, να επιτυγχάνεται με ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης. Το πρότυπο GSM εμπεριέχει όλα τα πρωτόκολλα που χρησιμοποιούνται στην 2G τηλεφωνία. Αρχικά το GSM επρόκειτο για ένα circuit switched δίκτυο για τη μεταφορά φωνητικών σημάτων, το οποίο λειτουργούσε στη ζώνη συχνοτήτων των 900MHz. Η πρώτη βελτίωση που υπέστη το GSM ήταν η επέκτασή του και στη ζώνη συχνοτήτων των 1800MHz. Στη συνέχεια ακολούθησε η ένταξη της υπηρεσίας αποστολής και λήψης σύντομων μηνυμάτων (Short Message Service - SMS). Η σημαντικότερη επέκταση που έγινε στο GSM πρότυπο είναι η ενσωμάτωση του προτύπου GPRS (General Packet Radio Service), το οποίο αφορά στη δημιουργία ενός packet-switched δικτύου τηλεφωνίας. Με τον τρόπο αυτό γίνεται εφικτή επιπλέον η μεταφορά πακέτων πληροφορίας από το δίκτυο τηλεφωνίας, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο TDMA. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται στο GPRS είναι η GMSK (Gaussian Minimum Shift Keying), η οποία ανήκει στις FSK διαμορφώσεις. Η αλλαγή αυτή προσδίδει πλέον στις GSM συσκευές τη δυνατότητα διασύνδεσης στο Internet, ενώ η υπηρεσία SMS, εξυπηρετείται και αυτή από το packet-switched δίκτυο. Η χαμηλή ταχύτητα της σύνδεσης στο διαδίκτυο ωστόσο, επέβαλε την ανάπτυξη του πρωτοκόλλου WAP (Wireless application protocol), για τη δημιουργία ιστοσελίδων και εφαρμογών συμβατών με τις δυνατότητες της σύνδεσης μέσω GPRS. Τέλος η υπηρεσία SMS, σε συνδυασμό με το πρωτόκολλο WAP, επεκτείνεται στην υπηρεσία MMS, με τη δυνατότητα πλέον αποστολής εικόνας μέσα στο μήνυμα. Η ενσωμάτωση του GPRS ήταν κομβικής σημασίας στην 2G τεχνολογία, και κατά συνέπεια ορίζει τη γενιά 2.5G.

Για τη σύνδεση μιας συσκευής στο GSM δίκτυο, ανατίθεται σε αυτήν ένα ζεύγος καναλιών, με διαφορετικές συχνότητες, για download και upload. Για τη τεχνολογία GSM στα 900MHz, παρέχονται συνολικά 124 ζεύγη καναλιών με bandwidth 200kHz έκαστο. Το εύρος 935-960MHz αξιοποιείται για download και το εύρος 890-915MHz για upload. Αντίστοιχα, για την τεχνολογία GSM στα 1800MHz, παρέχονται συνολικά 374 ζεύγη καναλιών με bandwidth 200kHz έκαστο. Το εύρος 1805-1880MHz αξιοποιείται για download και το εύρος 1710-1785MHz για upload. Η αντιστοίχιση αυτή μεταξύ καναλιών download και upload ονομάζεται Frequency division duplex, επιτρέποντας αμφίδρομη επικοινωνία μέσω δύο διαφορετικών ευρών συχνοτήτων.

Επίσης απαιτείται η ύπαρξη ζώνης ασφαλείας (guard band) μεταξύ τους, για την αποφυγή αλλοίωσης των σημάτων. Να σημειωθεί ωστόσο, ότι στα GSM κινητά, παρόλο που η χρήση FDD θα επέτρεπε θεωρητικά full-duplex επικοινωνία, στην πράξη αυτό δεν ήταν δυνατό. Ο λόγος είναι ότι ένας κινητός σταθμός χρειάζεται έναν πολύ ευαίσθητο δέκτη για να λαμβάνει σήμα και επίσης μπορεί να εκπέμψει σήμα με σημαντική ισχύ. Εάν η λήψη και η αποστολή συνέβαιναν ταυτόχρονα, τότε το σήμα από τον πομπό θα δημιουργούσε σημαντικές παρεμβολές στον δέκτη. Ως εκ τούτου, στην πράξη τα GSM κινητά χρησιμοποιούν διαφορετικά time slots για την αποστολή και διαφορετικά για την λήψη δεδομένων. Αν και αυτό θεωρητικά μειώνει την ταχύτητα αποστολής δεδομένων, στην πράξη σχεδόν πάντα ένας χρήστης θα μοιράζεται το ζεύγος καναλιών (μέσω TDMA) και με άλλους χρήστες. Επομένως, απλώς χρησιμοποιώντας διαφορετικό time slot για upload και download, κάθε χρήστης επικοινωνεί με το ίδιο data rate που θα μπορούσε να επικοινωνήσει ακόμα και με full-duplex επικοινωνία σε μη αποκλειστικής χρήσης κανάλια. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται ένα παράδειγμα δύο χρηστών, που παρόλο που δεν μεταδίδουν ταυτόχρονα με τη λήψη, αξιοποιούν πλήρως το διαθέσιμο bandwidth.



Σχήμα 31: Παράδειγμα δύο χρηστών με FDD και TDMA

Η ταχύτητα που επιτυγχάνει το GPRS δίκτυο εξαρτάται από τα TDMA time slots που παρέχει ο διαχειριστής του δικτύου, από την κωδικοποίηση καναλιού (channel encoding) που επιλέγεται και από τις ικανότητες του κινητού σταθμού (GPRS Multislot Class).

GPRS TDMA και Multislot Κλάσεις

Όπως προαναφέρθηκε, τα κανάλια δεν δίδονται για αποκλειστική χρήση, αλλά αξιοποιούνται μέσω TDMA από πολλούς χρήστες. Το GPRS προβλέπει TDMA οκτώ χρονικών θέσεων. Ανάλογα με τις ικανότητες του κινητού σταθμού, αλλά και της κίνησης στο δίκτυο, υπάρχουν διαφορετικές επιλογές αξιοποίησης αυτών των οκτώ χρονικών θέσεων, οι οποίες μπορούν να μοιραστούν είτε σε πολλούς

χρήστες, είτε να συγκεντρωθούν σε έναν. Οι επιλογές αυτές περιγράφονται από τα Multislot Classes.

Multislot Class	Downlink Slots	Uplink Slots	Active Slots
1	1	1	2
2	2	1	3
3	2	2	3
4	3	1	4
5	2	2	4
6	3	2	4
7	3	3	4
8	4	1	5
9	3	2	5
10	4	2	5

Πίνακας 5: Multislot Κλάσεις GPRS [18]

Η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη κλάση σε κινητές συσκευές GSM είναι η 10, η οποία προβλέπει μέγιστο 4 time slots για download και 2 θέσεων για upload, αλλά και μέγιστο 5 θέσεων συνολικά. Ως εκ τούτου, ανάλογα με τις απαιτήσεις της σύνδεσης, η ανάθεση θέσεων μπορεί να μεταβάλλεται από 4+1 σε 3+2.

Κωδικοποίηση καναλιού

Η κωδικοποίηση καναλιού, αφορά στην παραπάνω πληροφορία που αποστέλλεται, μαζί με το πακέτο που περιέχει τη χρήσιμη πληροφορία, προκειμένου να εξασφαλιστεί ο εντοπισμός και η διόρθωση σφαλμάτων κατά τη μετάδοση. Όπως γίνεται κατανοητό, ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού μετάδοσης, η πιθανότητες σφάλματος αλλάζουν. Για το λόγο αυτό, στο GPRS προβλέπονται τέσσερις διαφορετικές μέθοδοι κωδικοποίησης καναλιού CS-1 έως CS-4 (coding schemes). Ανάλογα με τη μέθοδο που επιλέγεται, αλλάζει η πρόσθετη πληροφορία εντοπισμού και διόρθωσης σφαλμάτων, ενώ αντίστοιχα μειώνεται η χρήσιμη πληροφορία, αφού το εύρος του καναλιού είναι συγκεκριμένο. Η κωδικοποίηση CS-1, όντας η πιο αποδοτική όσον αφορά τις παρεμβολές, επιτρέπει κάλυψη

μέχρι και 98% στην κυψέλη του δικτύου κινητής τηλεφωνίας, αλλά συνοδεύεται από χαμηλές ταχύτητες. Αντίθετα, η κωδικοποίηση CS-4, είναι η πιο γρήγορη, όμως επιτυγχάνει κάλυψη της τάξης του 25% της κυψέλης, κυρίως κοντά στο σταθμό βάσης, όπου το σήμα είναι ισχυρό.

Λαμβάνοντας υπόψιν τα παραπάνω στοιχεία για τις κωδικοποιήσεις καναλιού και για τις multislot κλάσεις, προκύπτουν οι εξής θεωρητικές ταχύτητες για GPRS συσκευές.

GPRS Coding Scheme	Bitrate (kbit/s)			Modulation
	For One Slot	For Two Slots	For Eight Slots	
CS-1	8	16	64	GMSK
CS-2	12	24	96	GMSK
CS-3	14.4	28.8	115.2	GMSK
CS-4	20	40	160	GMSK

Πίνακας 6: Κωδικοποιήσεις καναλιού GPRS [17]

Η μέγιστη ταχύτητα επιτυγχάνεται με κωδικοποίηση καναλιού CS-4 και αξιοποίηση και των οκτώ time slots από ένα χρήστη, και ισούται με 160kbit/s. Στην πράξη, η ταχύτητα αυτή είναι δύσκολο να επιτευχθεί, αφού, όπως προαναφέρθηκε, σχεδόν ποτέ δεν αποδίδονται και τα οκτώ timeslots για μια συσκευή, η συσκευή αυτή δύσκολα θα έχει Multislot class που θα επιτρέπει την αξιοποίηση και των οκτώ timeslots.

Οι κινητοί σταθμοί GSM, χωρίζονται σε τρεις κλάσεις. Η κλάση A, μπορεί να διαχειρίζεται ταυτοχρόνως και το circuit-switched δίκτυο και το packet-switched δίκτυο, επιτρέποντας, για παράδειγμα, σε ένα κινητό τηλέφωνο, να έχει πρόσβαση στο διαδίκτυο κατά τη διάρκεια μιας κλήσης. Οι συσκευές αυτές αρχικά εμπεριείχαν δύο πομποδέκτες για το σκοπό αυτό, κάνοντάς τις αρκετά πολύπλοκες και ακριβές. Αργότερα, μέσω της τεχνολογίας Dual Transfer Mode (DTM), οι συσκευές μπορούσαν να επιτύχουν αυτή τη λειτουργικότητα χωρίς το επιπλέον hardware, με βελτιώσεις στη διαχείριση του GSM δικτύου. Οι συσκευές αυτές ονομάστηκαν «απλής κλάσης A». Έκτοτε, όλες οι συσκευές και των επόμενων γενιών κινητής τηλεφωνίας, θεωρούνται κλάσης A.

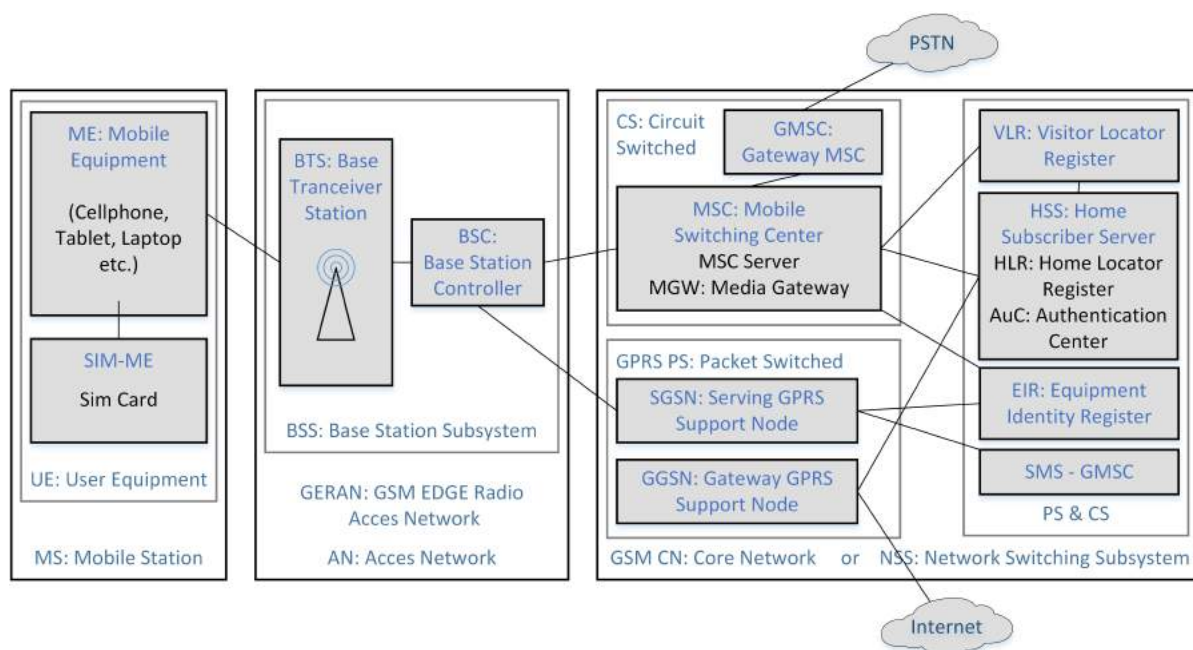
Η κλάση B έχει τη δυνατότητα σύνδεσης τόσο σε GPRS δίκτυο, όσο και στο

circuit-switched τμήμα του GSM, αλλά όχι ταυτοχρόνως. Τα περισσότερα GSM κινητά ήταν αρχικά κλάσης B, όπου η χρήση του GPRS διακοπτόταν για όσο διαρκούσε η μεταφορά φωνητικών δεδομένων.

Η κλάση Γ αφορά σε εξειδικευμένες συσκευές οι οποίες συνδέονται επίσης και σε GPRS και σε GSM, αλλά ο χρήστης πρέπει να αλλάζει χειροκίνητα μεταξύ των δύο λειτουργιών.

Στο σχήμα 32 παρουσιάζεται η δομή ενός δικτύου GSM. Αρχικά φαίνεται το κομμάτι του συστήματος BSS, που αφορά στο σύστημα του σταθμού βάσης και του συστήματος NSS που αφορά στη circuit switched διασύνδεση του κινητού σταθμού με το δίκτυο τηλεφωνίας για τη μεταφορά φωνητικών σημάτων, όπως αυτό αναλύθηκε παραπάνω. Επιπλέον παρουσιάζονται τα SMSC (Short Message Service Centers), τα οποία, κατ' αντιστοιχία των τηλεφωνικών MSC (Mobile switching center) ρυθμίζουν την αποστολή και τη λήψη SMS μηνυμάτων. Αντίστοιχα για την υπηρεσία MMS, υπάρχουν τα MMSC (Multimedia Message Service Centers).

Επιπλέον, εμφανίζεται η δομή του GPRS δικτύου, η οποία υποστηρίζεται από τους κόμβους GSN (GPRS Support Node). Οι κόμβοι GSN διαχωρίζονται σε Serving GSNs (SGSN) και Gateway GSNs (GGSN). Οι SGSNs εξυπηρετούν τους κινητούς σταθμούς και είναι υπεύθυνοι για τη ανταλλαγή των πακέτων πληροφορίας, για την υλοποίηση πρωτοκόλλων ασφαλείας αλλά και τη χρέωση του κινητού σταθμού ανάλογα με τη χρήση δεδομένων. Συχνά συμπεριλαμβάνουν επίσης και τη λειτουργικότητα των SMSC και MMSC, για τη διαχείριση των υπηρεσιών SMS/MMS, ενώ κρατούν πληροφορία για τη θέση του χρήστη μέσω καταχωρητών. Οι GGSNs είναι δρομολογητές (routers) οι οποίοι διασυνδέουν το GPRS δίκτυο με άλλα εξωτερικά packet-switched δίκτυα, όπως το διαδίκτυο. Κατά συνέπεια, όταν ο GGSN λάβει δεδομένα που καταφθάνουν για κάποιο χρήστη, λαμβάνοντας και πληροφορίες από τον καταχωρητή HLR (είτε απευθείας, είτε μέσω του SGSN), ελέγχει εάν ο κινητός σταθμός είναι ενεργός. Στη περίπτωση αυτή, προωθεί τα δεδομένα στον κατάλληλο SGSN, ο οποίος επικοινωνεί με τη κινητή μονάδα. Όταν η κινητή μονάδα αποστέλλει δεδομένα, ο GGSN μετατρέπει τα πακέτα στο κατάλληλο πρωτόκολλο, και τα δρομολογεί στο αντίστοιχο δίκτυο.



Σχήμα 32: Δομή GSM δικτύου

Enhanced Data Rates for GSM Evolution-EDGE

Αξιοποιώντας την υπάρχουσα υποδομή του GPRS, το packet-switched δίκτυο βελτιώθηκε περαιτέρω με την τεχνολογία EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution), η οποία αντιστοιχεί στη γενιά 2.75G. Εισάγοντας νέα, υψηλότερης τάξης, τεχνική διαμόρφωσης 8-PSK, με κωδικοποίηση τριών bit ανά σύμβολο, καθώς και καλύτερη διαχείριση στην κωδικοποίηση καναλιού (coding schemes) για ανίχνευση ή/και διόρθωση λάθους, σε συνδυασμό με την μέθοδο Incremental Redundancy, η τεχνολογία EDGE επιτυγχάνει μέγιστο data rate 236 kbit/s. Η μέθοδος Incremental Redundancy προβλέπει ότι σε περίπτωση ανεπιτυχούς μετάδοσης ενός πακέτου πληροφορίας, αυτό δεν αναμεταδίδεται αυτούσιο, όπως γινόταν στο GPRS, αλλά αντίθετα αλλάζουν τα δεδομένα κωδικοποίησης καναλιού. Με τον τρόπο αυτό, ο δέκτης αποκτά περισσότερη πληροφορία διόρθωσης/ανίχνευσης λάθους σε κάθε αναμετάδοσή, βελτιώνοντας έτσι την πιθανότητα σωστής αποκωδικοποίησης στο δέκτη [40]. Στον πίνακα 7 παρουσιάζονται οι μέθοδοι διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (Modulation and Coding Schemes - MCS) της τεχνολογίας EDGE.

EDGE Modulation and Coding Scheme	Bitrate (kbit/s)			Modulation
	One Slot	Two Slots	Eight Slots	
MCS-1	8.8	17.6	70.4	GMSK
MCS-2	11.2	22.4	89.6	GMSK
MCS-3	14.8	29.6	118.4	GMSK
MCS-4	17.6	35.2	140.8	GMSK
MCS-5	22.4	44.8	179.2	8-PSK
MCS-6	29.6	59.2	236.8	8-PSK
MCS-7	4.8	89.6	358.4	8-PSK
MCS-8	54.4	108.8	435.2	8-PSK
MCS-9	59.2	118.4	473.6	8-PSK

Πίνακας 7: Μέθοδοι Κωδικοποίησης και Διαμόρφωσης καναλιού EDGE [16, 42]

Ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού επιλέγεται το MCS εκείνο που εξασφαλίζει το μεγαλύτερο δυνατό bitrate. Οι MCS ομαδοποιούνται με τέτοιο τρόπο ώστε σε περίπτωση μη επιτυχούς μετάδοσης ενός πακέτου, να γίνεται αναμετάδοση της πληροφορίας με διπλάσιο αριθμό πακέτων από ένα πιο συντηρητικό και ανεκτικό σε θόρυβο MCS. Για παράδειγμα, αν αποτύχει μια μετάδοση με MCS-7, τότε η πληροφορία αναμεταδίδεται είτε ως δύο πακέτα MCS-4 είναι ως τέσσερα πακέτα MCS-2.

Evolved EDGE

Η τελευταία βελτίωση του GPRS προτύπου, που έγινε παράλληλα με την ανάπτυξη και της γενιάς 3G, ήταν η Evolved EDGE τεχνολογία. Οι αλλαγές που εισήγαγε αφορούσαν στην υιοθέτηση ακόμα υψηλότερης τάξης διαμορφώσεων, με την 8-PSK να αντικαθίσταται από τις 16-QAM και 32-QAM, καθώς και στην υιοθέτηση των turbo codes, οι οποίοι βελτίωσαν σημαντικά την ανίχνευση/διόρθωση σφαλμάτων. Επιπλέον βελτίωση επετεύχθη με τη μείωση των καθυστερήσεων κατά τη δημιουργία και την αποστολή των πακέτων. Σημαντική αλλαγή αποτέλεσε και η χρήση δύο κεραιών στους κινητούς σταθμούς, επιτρέποντας και βελτίω-

ση της ανοχής στο θόρυβο και της ποιότητας επικοινωνίας, αλλά και δυνατότητα λήψης δεδομένων από δύο διαφορετικούς φορείς (Downlink Dual Carriers) ταυτόχρονα σε μια συσκευή, διπλασιάζοντας ουσιαστικά το bit rate. Με όλες αυτές τις βελτιώσεις, η τεχνολογία Evolved EDGE μπορούσε να επιτύχει ταχύτητες της τάξης του 1.9MBit/s στο downlink και 947kbps στο uplink [39, 42]

3G

Η γενιά τεχνολογίας 3G βασίστηκε πάνω στις υποδομές και τη βάση της GSM τηλεφωνίας, και αρχικά υλοποίησε το σύστημα UMTS (Universal Mobile Telecommunications System), επιτυγχάνοντας μέγιστο data rate 2Mbps. Ωστόσο το UMTS για την υλοποίησή του, απαιτούσε διαφορετικού τύπου σταθμούς βάσης, καθώς και νέα εύρη συχνοτήτων, καθιστώντας το μία διαφορετική τεχνολογία από το GSM και όχι απλώς μία βελτίωσή του. Κύριο χαρακτηριστικό του UMTS είναι η υιοθέτησή της διαμόρφωσης Direct Sequence Spread Spectrum, επιτρέποντας πολυπλεξία CDMA στα κανάλια του. Για τη διαμόρφωση των καναλιών χρησιμοποιήθηκε η QPSK. Το UMTS δίκτυο αποτελείται από τους σταθμούς χρηστών (User Equipment - UE), το δίκτυο UTRAN (UMTS Terrestrial Radio Access Network) και τον πυρήνα του δικτύου (core network). Το δίκτυο UTRAN αντικαθιστά το Access Network του GSM, το οποίο αποτελούνταν από το σύστημα του σταθμού βάσης (BSS). Στο UTRAN, οι σταθμοί βάσης ονομάζονται κόμβοι B (Node B) και οι BSC ονομάζονται RNC (Radio Network Controllers), και υλοποιούν άλλες διεπαφές. Όπως και το GSM δίκτυο, το UMTS επιτρέπει σύνδεση τόσο σε Packet-Switched δίκτυα όσο και σε circuit-switched. Η δομή του πυρήνα του δικτύου είναι η ίδια, με τα SGSN και GGSN να διαχειρίζονται τα packet-switched δεδομένα, ενώ τα MSC να διαχειρίζονται τα circuit-switched. Όπως και στο 2G, υπάρχει μια μικρή διαφοροποίηση ανάλογα με την περιοχή για το εύρος φάσματος που χρησιμοποιείται για την γενιά 3G. Στην Ευρώπη ωστόσο, αλλά και στην Αφρική και τη Μέση Ανατολή χρησιμοποιούνται αποκλειστικά οι ζώνες 1 και 8, που αντιστοιχούν σε συχνότητες 2100MHz και 900MHz αντίστοιχα. Το εύρος καναλιού UMTS είναι στα 5MHz έκαστο.

Για την επίτευξη αμφίδρομης επικοινωνίας, η 3G γενιά εισάγει, πέραν της FDD που χρησιμοποιούνταν και στην 2G την TDD (Time Division Duplexing) μέθοδο, η οποία για να επιτύχει duplexing χρησιμοποιεί time division και όχι frequency division. Για τη μέθοδο FDD το UMTS προβλέπει για την ζώνη 1 (2100MHz) το εύρος φάσματος 1920 - 1980MHz ως uplink, ενώ το εύρος 2110 - 2170MHz για downlink, υποστηρίζοντας συνολικά 277 ζεύγη καναλιών. Το πρότυπο αυτό, που συνδυάζει FDD και DS-CDMA ονομάστηκε W-CDMA (Wideband-CDMA) ή

και UTRA-FDD (UMTS Terrestrial Radio Access FDD).

Η μέθοδος TDD αντίθετα, δε χρειάζεται διαφορετικά εύρη συχνοτήτων και ζεύγη καναλιών uplink και downlink για αμφίδρομη επικοινωνία, αλλά λειτουργεί με time division λογική μεταξύ uploading και downloading. Η πολυπλεξία μεταξύ διαφορετικών χρηστών επιτυγχάνεται ξανά με DS-CDMA. Το πρότυπο που δημιουργήθηκε και αξιοποιεί TDD με DS-CDMA πολυπλεξία, ονομάστηκε TD-CDMA ή και UTRA-TDD. Ενδεικτικά για το πρότυπο TD-CDMA, χρησιμοποιούνται, μεταξύ άλλων, οι ζώνες lower A, και upper A, με εύρη φάσματος 1900 – 1920MHz και 2010 – 2025MHz αντίστοιχα. Η ζώνη lower A έχει 93 κανάλια, και η ζώνη lower B έχει 68.

Συγκρίνοντας τις δύο μεθόδους duplexing, η μέθοδος TDD έχει ορισμένα σημαντικά πλεονεκτήματα. Αρχικά, αξιοποιεί καλύτερα το διαθέσιμο εύρος φάσματος, το οποίο, με την ολοένα αυξανόμενη δικτύωση συσκευών, αποτελεί πολύτιμο αγαθό. Ο λόγος είναι γιατί όπως προαναφέρθηκε, δεν χρειάζεται διαφορετικές ζώνες για uplink και downlink, ούτε έχει την ανάγκη του guard band μεταξύ τους. Αυτές οι απαιτήσεις του FDD το καθιστούν δυσκολότερο στη διαχείριση του όσον αφορά το φάσμα συχνοτήτων, ενώ το TDD μπορεί καλύτερα να προσαρμοστεί σε στενότερες ζώνες. Επίσης, η δομή του FDD επιβάλλει συμμετρικότητα μεταξύ του uplink και του downlink. Στην πράξη, ανάλογα με τη σύνδεση, σπάνια παρατηρείται όμοια κινητικότητα δεδομένων και στις δύο διαδρομές. Για παράδειγμα, στη χρήση του διαδικτύου από έναν τυπικό χρήστη, κυριαρχεί η μεταφορά δεδομένων προς το χρήστη. Η μέθοδος TDD, προσδίδει σε όλες αυτές τις περιπτώσεις την ευελιξία διαχείρισης, μέσω της ανάθεσης αντίστοιχων timeslots, της ασύμμετρης διακίνησης δεδομένων.

High Speed Packet Access - HSPA

Το UMTS αντικαταστάθηκε από το πρότυπο HSPA, το οποίο αντιστοιχίζεται στη γενιά 3.5G και αποτελείται από το συνδυασμό δύο επιμέρους πρωτοκόλλων: Του High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) και του High Speed Uplink Packet Access (HSUPA). Το HSPA αποτέλεσε αναγκαία και σημαντική βελτίωση στη 3G γενιά για την κάλυψη των συνεχώς αυξανόμενων απαιτήσεων στο packet-switched τμήμα του δικτύου κινητής τηλεφωνίας.

Χρονικά, λόγω και της αυξημένης κίνησης του downlink στο δίκτυο κινητής, δημιουργήθηκε το HSDPA, το οποίο έφερε την υιοθέτηση των HS-DSCH (High Speed-DL Shared Channel) καναλιών μετάδοσης, τα οποία μεταφέρονται μέσω των φυσικών καναλιών HS-PDSCH (High Speed- Physical DL Shared Channel). Τα κανάλια αυτά εισήγαγαν τεχνολογικές καινοτομίες οι οποίες βοήθησαν στη

βελτίωση της UMTS τεχνολογίας. Αρχικά, η σημαντικότερη βελτίωση αφορά στη δυνατότητα αξιοποίησης πολλαπλών κωδικών CDMA πολυπλεξίας από ένα χρήστη. Συγκεκριμένα, στο UMTS, κάθε χρήστης μπορούσε ανά κάθε time slot να χρησιμοποιήσει τον δικό του κώδικα CDMA για ανεμπόδιστη επικοινωνία. Το HSDPA προβλέπει και χρονική πολυπλεξία στη χρήση των κωδικών αυτών, καθώς ένας κινητός σταθμός μπορεί να αξιοποιήσει περισσότερους του ενός κωδικούς. Ως εκ τούτου υπάρχει η δυνατότητα επίτευξης μεγαλύτερων ταχυτήτων για κάθε κινητό σταθμό, αλλά και καλύτερη αξιοποίηση των πόρων του δικτύου, καθώς αυτά μπορούν να ανατίθενται δυναμικά σε κάθε time slot, ανάλογα με τις συνθήκες του δικτύου.

Επιπλέον, η μείωση του χρόνου TTI (Transmission Time Interval) μαζί με την υιοθέτηση HARQ τεχνικών, επέτρεπε πλέον στο HSPA δίκτυο να επιτυγχάνει καλύτερη διαχείριση και δρομολόγηση δεδομένων και πόρων, προσθέτοντας λειτουργικότητα στο δίκτυο UTRAN και στους Node B's. Ο χρόνος TTI αφορά στη χρονική διάρκεια που απαιτείται για να μεταδοθεί η πληροφορία από το κανάλι HS-DSCH στο φυσικό κανάλι ραδιοσυχνοτήτων HS-PDSCH, η οποία μειώθηκε από τα 10ms στα 2ms (αντιστοιχώντας πλέον σε τρία time slots TDMA). Η τεχνικές HARQ αφορούν στις διαδικασίες εντοπισμού και διόρθωσης σφαλμάτων κατά τη μετάδοση σε ένα κανάλι. Ο όρος HARQ (hybrid ARQ) προκύπτει λόγω του συνδυασμού που γίνεται μεταξύ της κλασσικής μεθόδου ARQ, όπου ο σταθμός βάσης ανταλλάσσει μηνύματα επιβεβαίωσης με το κινητό σταθμό για να ελεγχθεί η σωστή μετάδοση (ACKs) και η ανάγκη αναμετάδοσης, με μεθόδους έξυπνης αναμετάδοσης, όπως το Incremental Redundancy που αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα αλλά και η εισαγωγή FEC (Forward Error Correction Codes) κωδικών, για τη βελτίωση πιθανότητας διόρθωσης των προβληματικών δεδομένων. Η διαχείριση των HARQ γίνεται μέσω δύο φυσικών καναλιών, το High Speed Signalling Control Channel, (HS-SCCH) στο downlink και το High Speed Dedicated Physical Control Channel (HS-DPCCH) στο uplink, τα οποία μεταφέρουν πληροφορία για το HARQ. Επιπλέον όμως, μέσω αυτών των δύο καναλιών, υπάρχει ανταλλαγή πληροφορίας μεταξύ του κινητού σταθμού και του σταθμού βάσης. Συγκεκριμένα ο κινητός σταθμός στέλνει πληροφορίες στο σταθμό βάσης σχετικά με την κατάσταση και την ποιότητα του καναλιού και ο σταθμός βάσης, με βάση τις πληροφορίες αυτές, καθώς και την ευελιξία που του παρέχει τόσο η τεχνική HARQ (δυναμικό εύρος κωδικών), όσο και ο μειωμένος χρόνος TTI και η χρονική πολυπλεξία κωδικών CDMA, επιλέγει τις ρυθμίσεις εκείνες στα κανάλια του δικτύου που διαχειρίζεται, οι οποίες αξιοποιούν με καλύτερο τρόπο τους πόρους του. Τέλος, η υιοθέτηση της διαμόρφωσης 16-QAM πέραν της

χρησιμοποιούμενης QPSK, επιτρέπει ακόμη μεγαλύτερη ευελιξία, και όταν το επιτρέπουν οι συνθήκες, μεγαλύτερο data rate.

Επόμενο βήμα στη γενιά 3.5G ήταν η υλοποίηση του HSUPA πρωτοκόλλου, ώστε να ολοκληρωθεί η αναβάθμιση του UMTS σε HSDPA. Η βασική διαφορά που υπάρχει μεταξύ uplink και downlink είναι η ύπαρξη πολλαπλών, κινούμενων πομπών, η οποία εισάγει μεγαλύτερα προβλήματα όσον αφορά στην πολυπλεξία και την ορθογωνιότητα των μεταδόσεων, σε αντίθεση με το downlink, όπου ο σταθμός βάσης εκπέμπει προς πολλούς δέκτες. Επιπλέον, οι κινητοί σταθμοί πρέπει πρώτα να στείλουν αίτημα στο Node B, παρέχοντας και πληροφορία για την κατάστασή τους και αυτός στη συνέχεια να καθορίσει πώς θα δρομολογήσει τα αιτήματα των διάφορων χρηστών. Πέραν αυτών των ανασταλτικών παραγόντων, οι υπόλοιπες καινοτομίες του HSDPA ενσωματώθηκαν και στο HSUPA, πλην της διαμόρφωσης, όπου η μόνη χρησιμοποιούμενη παρέμεινε η QPSK. Συνολικά η γενιά 3.5G επιτρέπει data rates 14Mbit/s για το downlink και 5.76Mbit/s για το uplink [42].

Evolved High Speed Packet Access - HSPA+

Η τελευταία εξέλιξη της τρίτης γενιάς ήρθε με το πρότυπο Evolved High Speed Packet Access (HSPA+). Αναπτύχθηκε ταυτόχρονα με το ξεκίνημα του προτύπου LTE της τέταρτης γενιάς, ώστε να παρέχει, για κάποιο χρονικό διάστημα, αντίστοιχες ταχύτητες, χωρίς να χρειάζονται οι αλλαγές στο δίκτυο που απαιτεί η γενιά 4G. Για το downlink, το HSDPA+ αρχικά εισήγαγε διαμόρφωση 64-QAM καθώς και τεχνολογία MIMO με 16-QAM. Στη συνέχεια η τεχνολογία MIMO συνδυάστηκε με 64-QAM διαμόρφωση. Σημαντική βελτίωση αποτελεί και η τεχνολογία Dual Carrier HSDPA, η οποία επιτρέπει σε ένα σταθμό βάσης να αξιοποιεί ταυτόχρονα δύο κανάλια (δύο φορείς), αυξάνοντας το bandwidth που αξιοποιεί και συνεπώς το data rate. Αρχικά υπήρχε ο περιορισμός οι δύο φορείς να ήταν γειτονικοί, και δεν γινόταν η ταυτόχρονη αξιοποίηση DC-HSDPA και MIMO, κάτι που στη συνέχεια έπαψε να ισχύει. Περαιτέρω βελτιώσεις που έγιναν σχετίζονταν με την μεγαλύτερης τάξης συσσωμάτωση φορέων (Carrier Aggregation) και MIMO. Ενδεικτικά στο Advanced HSPA+ πρότυπο, προβλέπεται συνένωση μέχρι και οκτώ διαφορετικών φορέων, ενώ η MIMO φτάνει στη 4x4 διάταξη. Οι ταχύτητες του HSPA+ εξαρτώνται από την ικανότητα αξιοποίησης των προαναφερθεισών τεχνικών από τους κινητούς σταθμούς, καθώς και τις συνθήκες που επικρατούν. Ενδεικτικά για μία διάταξη Dual Carrier, 4x4 MIMO, επιτυγχάνεται data rate 168Mbps υπό ιδανικές συνθήκες [26].

Για το uplink, το HSUPA+ αξιοποιεί τις ίδιες τεχνολογίες. Αρχικά συμπεριέλαβε

τη διαμόρφωση 16QAM, και αργότερα τη διαμόρφωση 64QAM, ενώ παράλληλα εισήχθησαν και οι τεχνολογίες Dual-Carrier HSUPA και MIMO, επιτυγχάνοντας μέγιστο bitrate 34.5MBit/s.

4G

Η τρέχουσα, ευρέως χρησιμοποιούμενη γενιά τεχνολογίας στο χώρο της κινητής τηλεφωνίας είναι η 4G. Οι σημαντικότερες διαφορές που εισήγαγε η νέα γενιά 4G μέσω του προτύπου LTE (Long Term Evolution) ήταν η νέα μέθοδος πολυπλεξίας OFDMA (orthogonal Frequency Division Multiple Access), καθώς και η υιοθέτηση πλήρους packet-switched λειτουργικότητας μέσω και του πρωτοκόλλου VoLTE (Voice over LTE), καταργώντας το circuit switched τμήμα των προηγούμενων γενιών. Τα παραπάνω, σε συνδυασμό με τη σημαντική μείωση των καθυστερήσεων, και την αξιοποίηση τεχνικών MIMO, καθώς και υψηλής τάξεως διαμορφώσεων επέφεραν σημαντική βελτίωση στην ποιότητα και την ταχύτητα επικοινωνίας, καλύπτοντας τις αυξανόμενες ανάγκες νέων εφαρμογών και τηλεφωνίας μέσω IP.

Οι ζώνες συχνότητων που αξιοποιεί το 4G είναι πολλές και διαφέρουν από χώρα σε χώρα. Λόγω των πολλαπλών χρήσεων του ραδιοφωνικού φάσματος, οι διαθέσιμες συχνότητες για το 4G ήταν διαφορετικές και μη συνεχόμενες, οδηγώντας σε fragmentation του φάσματος. Στην Ευρώπη, οι κύριες συχνότητες που χρησιμοποιούνται είναι οι 700MHz, 800MHz, 900MHz, 1800MHz, 2100MHz και 2600MHz, με τη συχνότητα 2600MHz να υλοποιεί ταυτόχρονα και FDD και TDD επικοινωνία.

Για το downlink, το πρότυπο LTE χρησιμοποιεί πολυπλεξία OFDMA και προβλέπει πολλαπλές επιλογές σε bandwidths καναλιών: 1.4 MHz, 3 MHz, 5 MHz, 10 MHz, 15 MHz και 20 MHz. Στο OFDMA κανάλι, κάθε subcarrier τοποθετείται σε απόσταση 15KHz από τους γειτονικούς του subcarriers.

Για το uplink, η μέθοδος OFDMA δεν είναι κατάλληλη, καθώς χαρακτηρίζεται από μεγάλο Peak-to-Average Power Ratio (PAPR). Ο λόγος PAPR ορίζεται ως το τετράγωνο του παράγοντα Crest, ο οποίος είναι ο λόγος μεταξύ της μέγιστης τιμής μιας κυματομορφής προς την ενεργό (RMS) τιμή της. Έστω x η κυματομορφή ισχύος εκπομπής ενός σήματος OFDMA:

$$C = \frac{|x_{max}|}{x_{RMS}} \quad \text{και}$$

$$PAPR = \frac{|x_{max}|^2}{x_{RMS}^2} = C^2 \quad (71)$$

όπου C ο Crest Factor της κυματομορφής.

Ενώ στο downlink δεν τίθεται ζήτημα με τη διαχείριση του PAPR της OFDMA, στο uplink είναι σημαντικό πρόβλημα καθώς από αυτόν καθορίζεται η διαστασιολόγηση του εξοπλισμού του κινητού σταθμού, ο οποίος λειτουργεί ως πομπός. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται στο uplink η μέθοδος πολυπλεξίας SC-FDMA (Single Carrier-FDMA), η οποία, αν και παρεμφερής της OFDMA επιτυγχάνει πολύ καλύτερο PAPR. Η SC-FDMA πρόκειται για μία FDM τεχνική πολυπλεξίας και το κύριο χαρακτηριστικό της είναι ότι κάθε χρήστης χρησιμοποιεί ένα φορέα για να μεταδώσει τη πληροφορία του (single carrier), με τους φορείς των χρηστών να μοιράζονται το διαθέσιμο φάσμα του καναλιού. Αντίθετα στην OFDMA κάθε χρήστης θα έπρεπε να χρησιμοποιεί πολλούς φορείς (multiple carrier) για να μεταδώσει την πληροφορία του, που οδηγεί σε μεγαλύτερο PAPR.

Όσον αφορά στις διαμορφώσεις, ανάλογα με τις συνθήκες χρησιμοποιούνται για τους φορείς οι QPSK, 16-QAM και 64-QAM, τόσο στο uplink, όσο και στο downlink.

Η γενιά 4G, όπως προαναφέρθηκε, προβλέπει μόνο packet-switched επικοινωνία. Για την εξυπηρέτηση αυτής της αλλαγής, δρομολογήθηκαν εκ νέου αλλαγές στο δίκτυο RAN, το οποίο αναβαθμίστηκε στο E-UTRAN (Evolved UTRAN). Οι σταθμοί βάσης eNodeB (Evolved NodeB) πλέον εξυπηρετούν αποκλειστικά packet-switched δεδομένα, υλοποιώντας OFDMA και SC-FDMA τεχνικές στην επικοινωνία με τους 4G κινητούς σταθμούς. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούν καινούργιες διεπαφές, και δε συνεργάζονται με τις προηγούμενες γενιές τεχνολογίας, ενώ πλέον εμπεριέχουν και τη λειτουργικότητα του ελεγκτή RNC, απλοποιώντας με τον τρόπο αυτό την αρχιτεκτονική του RAN και μειώνοντας τις καθυστερήσεις.

Επιπλέον σημαντικές αλλαγές έγιναν στο Core Network, με την υιοθέτηση της αρχιτεκτονικής SAE (System Architecture Evolution) η οποία χρησιμοποιεί αποκλειστικά το IP πρωτόκολλο. Ο πυρήνας της αρχιτεκτονικής SAE ονομάζεται Evolved Packet Core (EPC). Χαρακτηριστικό της αρχιτεκτονικής του EPC είναι

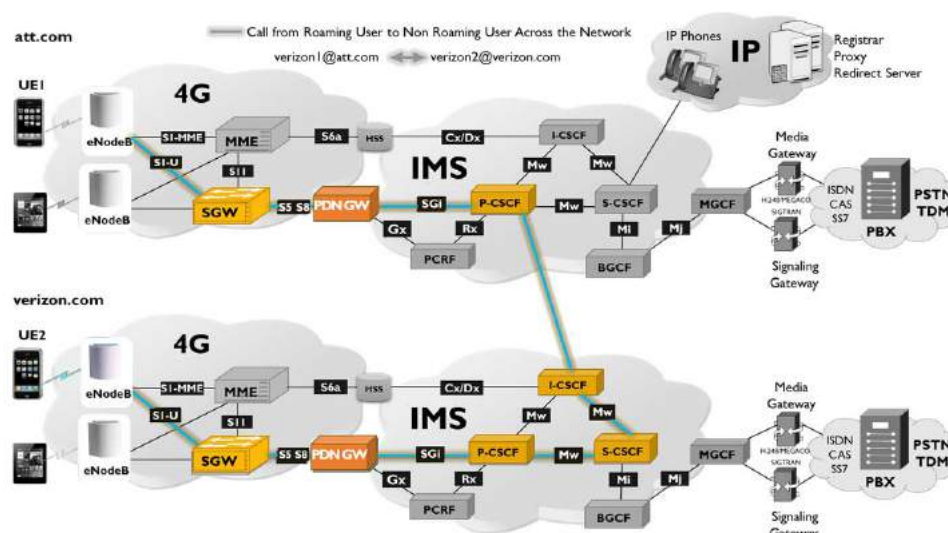
ο διαχωρισμός μεταξύ των κόμβων διαχείρισης των δεδομένων του χρήστη (user plane) με τους κόμβους ελέγχου του δικτύου (control plane), κάνοντας ευκολότερη την κλιμάκωση των δικτύων LTE. Η κύρια μονάδα του control plane είναι η MME (Mobility Management Entity). Η MME είναι υπεύθυνη για να διαχειρίζεται την πρόσβαση συσκευών στο δίκτυο LTE, τη διαχείριση της κινητικότητας των συνδρομητών, και τη διαχείριση των πόρων του δικτύου, σχεδιάζοντας την κατάλληλη στρατηγική διαχείρισης πόρων δικτύου (Radio Resource Management Strategy), ακόμα και σε επίπεδο μίας συσκευής. Για τις λειτουργίες αυτές, η MME συνεργάζεται με την κεντρική βάση δεδομένων του EPC, τον Home Subscriber Server (HSS), ο οποίος βασίζεται στη λειτουργία του HLR και του AuC των δικτύων κινητής προηγούμενων γενιών. Επιπλέον, διαχειρίζονται τη διασύνδεση στο LTE δίκτυο τόσο παλαιότερων τεχνολογιών κινητής (3GPP RANs) καθώς και άλλων packet-switched δικτύων (non-3GPP RANs), π.χ. WLANs. Στο User Plane οι βασικές μονάδες είναι οι Serving Gateway (S-GW) και PDN (Packet Data Network) Gateway (P-GW). Το S-GW είναι το σημείο διασύνδεσης του E-UTRAN με το EPC και είναι υπεύθυνο για τη δρομολόγηση των πακέτων δεδομένων που αποστέλλονται είτε από ένα κινητό σταθμό μέσω ενός eNodeB προς το δίκτυο, είτε προς ένα κινητό σταθμό. Η ανάθεση ενός κινητού σταθμού σε ένα S-GW διαχειρίζεται από το MME, με στόχο το διαμοιρασμό του φόρτου μεταξύ των S-GW. Το P-GW είναι αντίστοιχα το σημείο διασύνδεσης του EPC με εξωτερικά packet switched δίκτυα (PDNs).

Η μέγιστη ταχύτητα που επιτυγχάνει το δίκτυο LTE, αξιοποιώντας όλες τις προαναφερθείσες αλλαγές και καινοτομίες, είναι 300Mbps για download και 75Mbps για upload, ενώ οι αρχικές απαιτήσεις του LTE για μέγιστο data rate ήταν στα 100Mbps και 50Mbps αντίστοιχα [42]. Προφανώς, στην πράξη οι ταχύτητες καθορίζονται από την κλάση της συσκευής και τις συνθήκες του δικτύου ανά πάσα στιγμή.

Το δίκτυο LTE εξ αρχής ήταν ένα packet-switched δίκτυο. Στην αρχή, για τη μετάδοση φωνητικών σημάτων, οι 4G συσκευές αξιοποιούσαν τα δίκτυα προηγούμενων γενιών με circuit-switched δομή (circuit-switch fallback), είτε αργότερα διάφορες μορφές VoIP (Voice over IP) τεχνολογιών. Με την καθιέρωση του προτύπου VoLTE (Voice over LTE) προέκυψε μία προτυποποίηση της μετάδοσης φωνητικών σημάτων μέσω των LTE packet-switched δικτύων, ολοκληρώνοντας με τον τρόπο αυτό τη λειτουργικότητά τους. Για τη διαχείριση των φωνητικών κλήσεων 4G συνδρομητών, χρησιμοποιήθηκε η αρχιτεκτονική IMS (IP Multimedia Subsystem) η οποία ορίζει τους βασικούς λειτουργικούς κόμβους που

απαιτούνται. Η χρήση VoLTE επιτυγχάνεται με την διαδοχική αξιοποίηση μίας 4G συσκευής, του E-UTRAN δικτύου για τη διασύνδεσή της, του EPC τμήματος για τη δρομολόγηση των δεδομένων, και του IMS η οποία επιτυγχάνεται με την εγκαθίδρυση αρχικά ενός μονοπατιού επικοινωνίας μεταξύ της συσκευής και του IMS, κατά τη σύνδεση μίας συσκευής σε ένα LTE δίκτυο. Τα μονοπάτια επικοινωνίας αυτά ονομάζονται EPS Bearers (Evolved Packet switched System) και χωρίζονται σε default και dedicated. Αρχικά εγκαθιδρύεται ένα default EPS bearer, μαζί με την ανάθεση μίας IP διεύθυνσης στη συσκευή που συνδέθηκε στο LTE δίκτυο, το οποίο διατηρείται καθ' όλη τη διάρκεια που η συσκευή παραμένει συνδεδεμένη στο δίκτυο αυτό. Ο default EPS bearer είναι υπεύθυνος για τη μεταφορά σημάτων SIP (Session Initiation Protocol). Το πρωτόκολλο αυτό ορίζει τα μηνύματα που ανταλλάσσονται μεταξύ δύο συσκευών για την εγκαθίδρυση, κατάργηση και διαχείριση ενός μονοπατιού επικοινωνίας που θα επιτρέπει τη μεταφορά φωνητικών σημάτων με VoLTE. Το μονοπάτι αυτό ονομάζεται dedicated EPS bearer, και μένει ενεργό όσο διαρκεί η κλήση.

Το IMS προβλέπει τους κόμβους λειτουργικότητας CSCF (Call Session Control Function), TAS (Telephony Application Server), MRF (Media Resource Function), BGCF (Breakout Gateway Control Function), IBCF/TrGW (Interconnection Border Control Function/Transition Gateway), MGCF/MGW (Media Gateway Control Function, Media Gateway Function). Η κύρια λειτουργικότητα του IMS συγκεντρώνεται στον CSCF. Το CSCF διακρίνεται στο P-CSCF (Proxy CSCF), I-CSCF (Interrogating CSCF) και S-CSCF (Serving-SCSF). Το P-CSCF είναι το αρχικό σημείο διασύνδεσης του EPC με το IMS, και δρομολογεί τα μηνύματα SIP κατά την εγκαθίδρυση σύνδεσης. Το I-CSCF καθορίζει σε συνεργασία με τον HSS, κατά τη σύνδεση μιας συσκευής στο LTE δίκτυο, την ανάθεση σε αυτή ενός S-CSCF. Το S-CSCF είναι υπεύθυνο για την εγκαθίδρυση, τερματισμό και διαχείριση μίας VoLTE σύνδεσης. Στο διάγραμμα του σχήματος 33 παρουσιάζεται συνολικά ένα LTE δίκτυο και η δρομολόγηση των δεδομένων σε μία VoLTE σύνδεση.



Σχήμα 33: Δρομολόγηση υπηρεσίας VoLTE σε ένα LTE δίκτυο [8]

Το TAS είναι ένας server ο οποίος επικοινωνεί μέσω πρωτοκόλλου SIP με τον S-CSCF, και είναι υπεύθυνο για την παροχή υπηρεσιών που παρέχονταν στο κλασικό PSTN δίκτυο, όπως προώθηση κλήσεων, τηλεφωνητή, ενώ παρέχει την υποδομή για την ανάπτυξη νέων επιπλέον υπηρεσιών. Οι λειτουργίες BGCF, MGCF, και MGW αφορούν στη διασύνδεση του IMS με παλιότερα CS δίκτυα. Όταν ο S-CSCF δεν μπορεί να δρομολογήσει ένα πακέτο μέσω packet-switched δικτύου, τότε μέσω SIP επικοινωνεί με τον BGCF, ο οποίος δρομολογεί την πληροφορία στον κατάλληλο MGCF. Εκεί γίνεται η μετατροπή από το SIP πρωτόκολλο στο υποστηριζόμενο από το circuit-switched δίκτυο που θα δρομολογηθούν τα δεδομένα, και τελικά η σύνδεση με το CS δίκτυο γίνεται στο αντίστοιχο MGW. Για τη σύνδεση του IMS με άλλα IMS δίκτυα χρησιμοποιούνται τα IBCF και TrGW. Αν χρειάζεται, τα δεδομένα κωδικοποιούνται με τρόπο που θα είναι συμβατός στο εξωτερικό IMS δίκτυο. Τέλος η λειτουργία MRF παρέχει, σε συνεργασία με τον AS και τον S-CSCF υπηρεσίες πολυμέσων στο δίκτυο IMS.

Η τεχνολογία LTE παρέχει ολοένα και μεγαλύτερη κάλυψη παγκοσμίως, ωστόσο είναι χρήσιμο σε περιπτώσεις που ένας συνδρομητής βγαίνει εκτός της LTE κάλυψης, να τυγχάνει μιας ομαλής μετάβασης σε ένα παλαιότερο circuit-switched δίκτυο, χωρίς να επηρεάζεται η ποιότητα της επικοινωνίας. Η μέθοδος Single Radio Voice Call Continuity (SRVCC), αφορά στις κατάλληλες τροποποιήσεις του MME (για το LTE δίκτυο) και του MSC (για τα CS δίκτυα), καθώς και άλλων δομικών μονάδων των δικτύων, με στόχο να παρέχει τη δυνατότητα αυτής της μετάβασης αμφίδρομα.

LTE Advanced LTE+

Το πρότυπο LTE Advanced (LTE+) δημιουργήθηκε με βασικό στόχο την επίτευξη data rate μεγαλύτερου του 1Gbps. Για να το επιτύχει αυτό, αξιοποιήθηκε η τεχνική carrier aggregation. Συγκεκριμένα, στο LTE+ προβλέπεται η συνένωση έως και πέντε φορέων, με μέγιστο bandwidth 20MHz έκαστος, επιτυγχάνοντας συνεπώς bandwidth 100MHz. Το πρόβλημα του fragmentation του φάσματος που αναφέρθηκε προηγουμένως, καθιστά δύσκολη την εύρεση συνεχόμενου εύρους φάσματος, συνεπώς είναι συχνή η ανάγκη non-contiguous intra band carrier aggregation, όπου οι φορείς ανήκουν στην ίδια συχνοτική ζώνη, αλλά δεν είναι διαδοχικοί, ή και inter-band carrier aggregation, όπου οι φορείς βρίσκονται σε διαφορετικές ζώνες. Οι περιπτώσεις αυτές είναι πιο πολύπλοκες, καθώς απαιτούν πολλαπλούς πομποδέκτες για τη λειτουργία τους.

Επιπλέον το LTE+ στοχεύει στην αύξηση της προσφερόμενης κάλυψης. Ως εκ τούτου εισάγονται τα LTE relays, τα οποία, σε αντίθεση με απλούς αναμεταδότες, λαμβάνουν, αποκωδικοποιούν και αποδιαμορφώνουν τα δεδομένα, και αφού κάνουν error correction, τα επαναπροωθούν. Πρόκειται για δευτερεύοντες κόμβους, που συνδέονται με τους eNodeBs και παρέχουν αυξημένη κάλυψη. Ταυτόχρονα, μικρότερης κάλυψης τοπικά δίκτυα, όπως picocells και femtocells χρησιμοποιούνται για να εξασφαλίσουν μέγιστη κάλυψη σε συγκεκριμένους χώρους.

Ιδιαίτερο πρόβλημα κάλυψης εμφανίζεται στα σύνορα μεταξύ γειτονικών κελιών, όπου και το σήμα είναι ασθενέστερο λόγω απόστασης, αλλά ταυτόχρονα υπάρχουν πολλές παρεμβολές από τα γειτονικά κελιά. Αν και η χρήση των LTE relays συνεισφέρει στη βελτίωση της κάλυψης και της διατήρησης της ποιότητας των υπηρεσιών LTE+, η εισαγωγή της τεχνολογίας LTE Coordinated Multipoint (CoMP) είναι αυτή που αντιμετωπίζει το πρόβλημα της κακής κάλυψης στα σύνορα κελιών. Η LTE CoMP βασίζεται στη συντονισμένη επικοινωνία της συσκευής με παραπάνω του ενός eNodeB καθώς και στη διαρκή και αποτελεσματική μεταφορά πληροφοριών για τη ποιότητα του καναλιού. Επίσης υπάρχει η δυνατότητα επικοινωνίας με έναν eNodeB, αλλά με αξιοποίηση τεχνικών beamforming και κατάλληλου scheduling, για τη μείωση των παρεμβολών. Με τις μεθόδους αυτές, οι ταχύτητες που επιτυγχάνει το LTE+ μπορούν να επεκτείνονται σε μεγαλύτερο εύρος των κελιών και όχι αποκλειστικά κοντά στους σταθμούς βάσης. Για το LTE+, τα μέγιστα data rates που προβλέπονται είναι το 1Gbps για το downlink και τα 500Mbps για το uplink [42].

Με επακόλουθες προσθήκες στην τεχνολογία MIMO, επιτρέποντας διατάξεις 8x8,

καθώς και σύνδεση μέχρι και 32 φορέων, διαμόρφωση 128-QAM και αξιοποίηση του μέγιστου bandwidth των 100MHz, επιτυγχάνονται θεωρητικά data rates 3Gbps για το downlink και 1.5Gbps για το uplink [35]. Το LTE Advanced Pro (LTE-A Pro) αποτελεί στην ουσία πρόδρομο του 5G, καθώς εμπεριέχει πολλές τεχνολογίες που υιοθετούνται στην πέμπτη γενιά κινητής τηλεφωνίας, όπως οι προαναφερθείσες, η τεχνολογία Massive MIMO καθώς και διαμόρφωση 256-QAM, και αφορά στην περαιτέρω βελτίωση της LTE τεχνολογίας.

5G

Η τελευταία γενιά τεχνολογίας είναι η 5G, η οποία ξεκίνησε να εγκαθίσταται το 2019. Αποτελεί μια πολύ πρόσφατη τεχνολογία, ωστόσο έχει σαφείς στόχους και προδιαγραφές. Σε σχέση με τις προηγούμενες γενιές, εισάγει πολύ σημαντικές καινοτομίες, ενώ στοχεύει στην εξυπηρέτηση ενός πολύ μεγαλύτερου φάσματος σύγχρονων εφαρμογών. Ενδεικτικά, εισάγονται απαιτήσεις πολύ μεγάλων data rate για εφαρμογές πολυμέσων, πολύ χαμηλών καθυστερήσεων (latency) για real-time εφαρμογές, όπως αυτόνομα οχήματα, ιατρικές εφαρμογές, εικονική πραγματικότητα, αλλά και χαμηλής κατανάλωσης για IoT εφαρμογές. Η γενιά 5G παρέχει την ευελιξία να αντεπεξέρχεται, με τις κατάλληλες προσαρμογές, σε όλα αυτά τα διαφορετικά σενάρια χρήσης.

Για την επίτευξη των παραπάνω, το 5G εισάγει καινοτομίες σε όλους τους τομείς του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Αρχικά, το δίκτυο πρόσβασης RAN της 5G, το 5G NR (New Radio), έχει δύο ομάδες συχνοτήτων που χρησιμοποιεί: Η FR1 αφορά σε συχνότητες μικρότερες των 6GHz, οι οποίες χρησιμοποιούνταν και από τις προηγούμενες γενιές κινητής, ενώ η FR2 προβλέπει συχνότητες 24.25 GHz μέχρι 52.6 GHz. Τα ραδιοκύματα σε τόσο υψηλές συχνότητες, λόγω του μήκους κύματος, ονομάζονται millimeter wave [15]. Σε αυτές τις συχνότητες, υπάρχει η δυνατότητα πολύ μεγαλύτερου bandwidth και κατά συνέπεια data rate στην επικοινωνία, ωστόσο, λόγω της φύσης τους, τα ραδιοκύματα αυτά, παρουσιάζουν έντονη εξασθένηση ακόμη και στην ατμόσφαιρα, ενώ δεν διαπερνούν εμπόδια. Κατά συνέπεια η κάλυψη τους δεν ξεπερνά μερικές εκατοντάδες μέτρα. Στην πράξη, αυτό το μειονέκτημα θα καλυφθεί από τη δημιουργία ενός πολύ πυκνότερου δικτύου σε σχέση με τις προηγούμενες γενιές, με μικρότερο μέγεθος κελιών, το οποίο, αν και απαιτεί αυξημένο κόστος παρέχει τη δυνατότητα καλύτερης επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων σε μια περιοχή που πλέον καλύπτεται από περισσότερα κελιά. Με τον τρόπο αυτό εξυπηρετείται ταυτόχρονα η αναγκαιότητα αυξημένων data rates αλλά και χωρητικότητας του δικτύου σε συνδρομητές. Μια επιπλέον καινοτομία όσον αφορά στη διαχείριση του δια-

θέσιμου bandwidth αφορά στη λειτουργία Dynamic spectrum sharing (DSS). Συγκεκριμένα οι πάροχοι 4G και 5G υπηρεσιών, μπορούν δυναμικά να χρησιμοποιούν επικαλυπτόμενες ζώνες συχνοτήτων των δύο τεχνολογιών για όποια γενιά επιλέξουν.

Επιπλέον, το 5G NR χρησιμοποιεί μέχρι αυτό το σημείο OFDMA πολυπλεξία, τόσο στο uplink όσο και στο downlink, ενώ ταυτόχρονα ερευνώνται και εναλλακτικές επιλογές. Στο uplink χρησιμοποιείται επίσης η SC-FDMA. Όπως προαναφέρθηκε στο LTE, η OFDMA παρέχει εξαιρετική διαχείριση του εύρους φάσματος, το οποίο αποτελεί και το βασικό ζητούμενο, υστερώντας ωστόσο στον τομέα του PAPR. Οι διαμορφώσεις των φορέων που προβλέπονται είναι PSK και QAM, με τη 256-QAM να χρησιμοποιείται σε ιδανικές συνθήκες καναλιού, προκειμένου να επιτευχθούν τα υψηλότερα data rates.

Το 5G NR έχει επίσης τη δυνατότητα μεταβλητού OFDMA subcarrier spacing, ξεκινώντας από τα 15kHz που χρησιμοποιούνται και στο LTE, και φτάνοντας μέχρι και τα 240kHz, καθώς χρειάζεται να διαχειρίζεται αποδοτικά διαφορετικά εύρη φάσματος ανάλογα με τη ζώνη συχνοτήτων που χρησιμοποιείται. Για παράδειγμα, στη ζώνη των millimeter waves, μπορεί να αξιοποιηθεί κανάλι ακόμη και 400MHz.

Τέλος, στο κομμάτι του δικτύου πρόσβασης γίνεται χρήση της τεχνολογίας Massive-MIMO και beamforming. Η τεχνολογία Massive-MIMO διαφέρει από την κλασσική MU-MIMO στο γεγονός ότι δεν υπάρχει ίδιος αριθμός κεραιών στο σταθμό βάσης και στον κινητό σταθμό. Αντίθετα, ο όρος Massive-MIMO αφορά στο μεγάλο πλήθος κεραιών που προσαρμόζονται στον σταθμό βάσης, ενώ ο κινητός σταθμός έχει μικρότερο αριθμό (2, 4 ή και 8 κεραίες). Ο πλεονασμός κεραιών στο σταθμό βάσης, δίνει τη δυνατότητα πέραν της χωρικής πολυπλεξίας του MU-MIMO, για περαιτέρω προσαρμογή των εκπεμπόμενων σημάτων, με πολύπλοκες τεχνικές beamforming, παρέχοντας κατά συνέπεια σημαντικά καλύτερη κάλυψη και βελτιωμένη ποιότητα παρεχόμενων υπηρεσιών, με βελτιστοποίηση σε επίπεδο κάθε ξεχωριστού κινητού σταθμού.

Το data rate που επιτυγχάνει το δίκτυο 5G εξαρτάται από τις συνθήκες αλλά και τη ζώνη συχνοτήτων που αξιοποιείται. Σε συχνότητες μικρότερες του ενός GHz, οι ταχύτητες είναι βελτιωμένες σε σχέση με το 4G, αλλά όπως και στις ζώνες συχνοτήτων κάτω των 6GHz. Στο εύρος συχνοτήτων FR2, λόγω των πολύ υψηλών συχνοτήτων επιτυγχάνονται καλύτερα data rates, ωστόσο απαιτούνται πολλά κελιά για να επιτευχθεί ικανοποιητική κάλυψη. Στόχος της 5G τεχνολογίας είναι η επίτευξη data rates 20Gbit/s στο downlink και 10Gbit/s στο uplink, ενώ

έχει τεθεί ως ελάχιστο ανεκτό data rate σε οποιοδήποτε χρήστη τα 100Mbps στο downlink και τα 50Mbps στο uplink [21]. Όσον αφορά στις καθυστερήσεις, υπάρχει σημαντική βελτίωση, με την προοπτική των 1ms-4ms, σε σχέση με τα 20-30ms της 4G γενιάς [21].

Όπως προαναφέρθηκε, τα στοιχεία αυτά είναι στις περισσότερες περιπτώσεις ενδεικτικά της προόδου της τεχνολογίας, και των θεωρητικών τιμών των αντίστοιχων δικτύων. Συνήθως, ο μέσος χρήστης έχει αρκετά χαμηλότερες επιδόσεις, οι οποίες εξαρτώνται από πολλούς παράγοντες όπως προαναφέρθηκε. Επιπλέον, με την υιοθέτηση μίας νέας γενιάς τεχνολογίας, η προηγούμενη δεν παύει να υποστηρίζεται, οπότε υπάρχει κάποιου είδους επικάλυψη. Ενδεικτικά, ενώ έχει αρχίσει να καθιερώνεται η 5G τεχνολογία, οι βελτιώσεις στο LTE advanced pro δίκτυο επιτρέπουν και στην 4G γενιά να προσεγγίζει data rate 1Gbps. Βέβαια, η προοπτική του 5G είναι για ακόμη υψηλότερα data rates.

2.8.4 Low Power Wide Area Networks - LPWAN

Η πλέον εξειδικευμένη τεχνολογία δικτύωσης για ενσωματωμένα συστήματα και δίκτυα αισθητήρων, καθώς και γενικά εφαρμογές IoT, είναι τα δίκτυα Low Power Wide Area Networks. Είναι δίκτυα WAN, τα οποία ωστόσο χαρακτηρίζονται από χαμηλό data rate, μεγάλη εμβέλεια και χαμηλή κατανάλωση. Τα χαρακτηριστικά αυτά είναι τα απαραίτητα για εφαρμογές βασισμένες σε μπαταρία ή σε energy harvesting, για έξυπνες συσκευές και για συστήματα αισθητήρων. Επειδή, όπως προαναφέρθηκε, οι εφαρμογές IoT είναι σχετικά σύγχρονος τομέας, με μεγάλη αυξητική τάση, τα δίκτυα LPWAN είναι ένας ιδιαίτερα αναπτυσσόμενος κλάδος.

Cellular IoT

Μία κατηγορία δικτύων LPWAN, που ονομάζονται συνολικά cellular IoT, βασίζεται στα υπάρχοντα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Το μεγάλο πλεονέκτημα των δικτύων αυτών είναι η αξιοποίηση των ήδη υπάρχουσών υποδομών, οι οποίες προσφέρουν σημαντική κάλυψη και στιβαρότητα ως τεχνολογία. Το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας δε χρησιμοποιούνταν ευρέως για εφαρμογές IoT, καθώς χαρακτηριζόταν από πολύ υψηλές καταναλώσεις. Συνεπώς χρησιμοποιούνταν σε εφαρμογές κυρίως όπου υπήρχε διαθέσιμη σύνδεση στο ηλεκτρικό δίκτυο. Η δημιουργία προτύπων εξειδικευμένων για IoT εφαρμογές ξεκίνησε μόλις το 2014, με ραγδαία αύξηση ως προς τη χρήση της και την ανάπτυξή τους, ενώ το IoT της 5G γενιάς αναμένεται να φέρει σημαντικές αλλαγές σε αυτό τον τεχνολογικό χώρο.

LTE-M

Το πρώτο πρότυπο που αναπτύχθηκε για narrowband IoT εφαρμογές είναι το LTE-M (LTE-MTC, Machine Type Communication). Οι εφαρμογές IoT που αξιοποιούσαν το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, πριν την καθιέρωση του LTE-M, βασίζονταν στη κατηγορία εξοπλισμού χρήστη LTE-Cat 1, όπως προβλεπόταν από την πρώτη έκδοση του LTE. Η κατηγορία αυτή προβλέπει τη χρήση του LTE δικτύου για επικοινωνία με data rate 10.3Mbit/s για το downlink και 5.2Mbit/s για το uplink. Η κατηγορία αυτή, που προβλέπει επίσης τεχνολογία MIMO, ήταν αυτή με τις χαμηλότερες απαιτήσεις σε bandwidth, και χρησιμοποιούνταν για την κάλυψη των narrowband επικοινωνιών των IoT εφαρμογών. Ωστόσο, η κατανάλωση είναι πολύ υψηλή για τέτοιες εφαρμογές, ενώ και το data rate είναι υπερβολικό.

Το LTE-M, στην πρώτη έκδοση που συμπεριλήφθηκε, προέβλεπε τη νέα κατηγορία συσκευών LTE-Cat 0. Οι συσκευές αυτές έχουν data rate 1 Mbit/s για το downlink και 1 Mbit/s για το uplink, ενώ καταργείται η υποστήριξη MIMO [43]. Το μεγάλο όφελος της κατηγορίας αυτής είναι ότι αφαιρώντας την τεχνολογία MIMO, αφαιρείται μια σημαντική πολυπλοκότητα από τη συσκευή, η οποία μειώνει τόσο την κατανάλωση όσο και το κόστος. Σε συσκευές IoT, και οι δύο παράγοντες αυτοί είναι κομβικής σημασίας, ενώ η MIMO τεχνολογία είναι περιττή. Επίσης προβλέπεται και half-duplex επικοινωνία, η οποία είναι πολύ χρήσιμη για συσκευές όπως ενεργοποιητές (actuators), οι οποίοι πλέον δε χρειάζεται να έχουν πομποδέκτη, αλλά αρκεί μόνο ένας δέκτης. Τέλος στην έκδοση αυτή συμπεριλήφθηκε για όλες τις LTE συσκευές η λειτουργία PSM (Power Save Mode). Η λειτουργία αυτή, όπως και η απενεργοποίηση (power off), απενεργοποιεί τον πομποδέκτη, ο οποίος είναι και η κύρια πηγή κατανάλωσης. Η διαφορά κατά το PSM είναι ότι η συσκευή παραμένει εγγεγραμμένη στο δίκτυο, χωρίς να απαιτείται εκ νέου εγγραφή κατά την ενεργοποίηση της συσκευής. Αν και η ενέργεια για να γίνει η εγγραφή στο δίκτυο δεν είναι σημαντική, αθροιστικά σε βάθος χρόνου γίνεται ιδιαίτερα κρίσιμη για μία IoT εφαρμογή.

Στην επόμενη έκδοση, συμπεριλήφθηκε στο LTE-M η κατηγορία LTE-Cat M1. Οι συσκευές αυτές έχουν ίδιο data rate με τις LTE-Cat 0. Ωστόσο, οι συσκευές αυτές έχουν μόλις 1.4MHz bandwidth λήψης σε αντίθεση με τα 20MHz των προηγούμενων κατηγοριών. Ταυτόχρονα έχουν μικρότερη ισχύ εκπομπής (Power Class 5), ενώ παρέχουν και αυξημένη κάλυψη (15dB), κυρίως με τεχνικές επανάληψης (repetition) των δεδομένων και των σημάτων ελέγχου σε πολλαπλά πακέτα μετάδοσης (transmission blocks) [43]. Τέλος, η κατανάλωση των LTE-

Cat M1 συσκευών βελτιώνεται με τη χρήση του extended discontinuous repetition cycle (eDRX). Συγκεκριμένα, στις συσκευές LTE ορίζεται ο χρόνος DRX κατά τον οποίο μία συσκευή μπορεί να μην ακούει το δίκτυο για εισερχόμενα δεδομένα. Όπως είναι λογικό, σε εφαρμογές κλασσικής χρήσης, ο χρόνος αυτός δεν μπορεί να είναι μεγάλος, για λόγους ανταπόκρισης. Αντίθετα, σε εφαρμογές IoT ο χρόνος DRX μπορεί να επεκταθεί σημαντικά, μειώνοντας την κατανάλωση της συσκευής, χωρίς κάποιο λειτουργικό πρόβλημα.

Η τελευταία κατηγορία LTE-M είναι η LTE-Cat M2, η οποία στοχεύει να καλύψει εφαρμογές που υπερβαίνουν τις δυνατότητες της LTE-CAT M1, όσον αφορά στο προσφερόμενο data rate. Συγκεκριμένα οι Cat-M2 συσκευές χρησιμοποιούν bandwidth λήψης 5MHz και επιτυγχάνουν data rates 4Mbit/s στο downlink και 7Mbit/s στο uplink.

NB-IoT

Το πρότυπο Narrowband IoT (NB-IoT) καθιερώθηκε μαζί με την εισαγωγή της κατηγορίας LTE-Cat M1 στο πρότυπο LTE-M. Η αρχική έκδοση του NB-IoT προβλέπει την κατηγορία συσκευών LTE-Cat NB1. Οι συσκευές αυτές υποστηρίζουν data rates 26kbps στο downlink και 62kbps στο uplink, ενώ το bandwidth λήψης είναι μόλις 180kHz [43]. Επιπλέον σημαντικό χαρακτηριστικό είναι η ανοχή σε μεγάλες καθυστερήσεις, από 1 έως και 10 δευτερόλεπτα, αλλά και η μεγάλη κάλυψη που παρέχεται, ακόμη και σε ιδιαίτερα δύσκολες συνθήκες. Τα χαρακτηριστικά αυτά εξυπηρετούν εφαρμογές οι οποίες μεταδίδουν λίγα δεδομένα, δεν έχουν απαιτήσεις real-time, ενώ ταυτόχρονα επιβάλλεται η χαμηλή κατανάλωση. Ενδεικτικά, για μία συσκευή με μπαταρία Cat NB1, διάρκεια ζωής της τάξης των 10 χρόνων είναι απολύτως ρεαλιστική. Επιπλέον, η τεχνολογία NB-IoT είναι απλούστερη λειτουργικά, απαιτώντας μικρότερο κόστος στις συσκευές. Τέλος, το μικρό bandwidth που απαιτεί, δίνει μεγάλη ευελιξία ως προς την αξιοποίηση του εύρους φάσματος: Η επικοινωνία μπορεί να επιτευχθεί είτε σε πρώην ζώνες συχνοτήτων της GSM τεχνολογίας (standalone), είτε αξιοποιώντας μέρος ενός φορέα LTE (in band), είτε ακόμη αξιοποιώντας μέρος του guard band στο LTE φάσμα.

Το NB-IoT στη συνέχεια συμπεριέλαβε και την κατηγορία LTE-Cat NB2, η οποία αντίστοιχα της LTE-Cat M2, έχει μεγαλύτερες δυνατότητες data rate από την NB1. Αξιοποιώντας το ίδιο bandwidth, έχει data rates 127kbps στο downlink και 159kbps στο uplink, ενώ εισάγει και τη δυνατότητα χρήσης ακόμη μικρότερης ισχύος εκπομπής (Power Class 6) [43]. Ταυτόχρονα όμως, η νέα αυτή έκδοση αντιμετώπισε δύο σημαντικά προβλήματα του NB-IoT: Αρχικά, επιτρέπει

αποδοτική χρήση του NB-IoT σε εφαρμογές κινητών σταθμών, σε αντίθεση με τη κατηγορία NB1 που εξυπηρετούσε μόνο στατικές εφαρμογές. Επιπλέον, βελτιώνοντας περισσότερο τη συμπεριφορά του NB-IoT όσον αφορά στην κινητικότητα, εισάγονται νέες μέθοδοι πιο ακριβούς προσδιορισμού της θέσης της συσκευής: Η NB 1 βασίζεται στο Cell id, δηλαδή στην αναγνώριση του κελιού στο οποίο είναι συνδεδεμένη η συσκευή, προσφέροντας με αυτό τον τρόπο μία μέτρια προσέγγιση της θέσης της. Η NB2 εισάγει το enhanced Cell ID, όπου λαμβάνονται υπ' όψιν περισσότεροι παράγοντες για τον ακριβέστερο προσδιορισμό της θέσης, αλλά κυρίως και η τεχνολογία OTDOA (Observed Time Difference of Arrival). Η OTDOA βασίζεται στην ανάλυση των διαφορών στο χρόνο λήψης σημάτων από τρεις διαφορετικούς σταθμούς βάσης, επιτρέποντας μέσω ενός αλγορίθμου τον μοναδικό προσδιορισμό της θέσης του χρήστη.

Συγκρίνοντας τις δύο κυρίαρχες τεχνολογίες cellular IoT, η τεχνολογία NB-IoT ενδείκνυται για εφαρμογές πολύ χαμηλού data rate, στατικές ή περιορισμένης κινητικότητας (για τις NB2 συσκευές) καθώς και πολύ χαμηλού κόστους. Ενδεικτικές εφαρμογές είναι στατικά συστήματα αισθητήρων, έξυπνοι μετρητές κ.α. Επίσης, λαμβάνοντας υπ' όψιν τις προβλέψεις για 5 δισεκατομμύρια έξυπνες συσκευές μέχρι το 2025, ένα επιπλέον σημαντικό πλεονέκτημα της NB-IoT είναι ότι επιτρέπει σύνδεση μεγάλου αριθμού συσκευών σε κάθε κελί NB-IoT, μέχρι και 50000 [43]. Αντίθετα η LTE-M παρέχει μεγάλα data rates για IoT εφαρμογές, έχει μικρές καθυστερήσεις υποστηρίζοντας πλήρως την κινητικότητα των συσκευών και real time εφαρμογών, και παρέχει επιπλέον τη δυνατότητα μετάδοσης φωνητικών σημάτων μέσω VoLTE. Ενδεικτικές εφαρμογές είναι σε συσκευές παρακολούθησης, καταγραφής θέσης, χειρισμό βιομηχανικού εξοπλισμού με απαιτήσεις σε data rate και real time, έξυπνα οχήματα κ.α.

EC-GSM

Μία εναλλακτική τεχνολογία cellular IoT, που αναπτύχθηκε παράλληλα με τις προαναφερθείσες, είναι η Extended Coverage GSM. Η τεχνολογία αυτή βασίζεται στα δίκτυα GPRS της 2G γενιάς, αξιοποιώντας εύρη συχνοτήτων της, και παρέχει data rates 240kbps στο downlink και στο uplink [43]. Επίσης το bandwidth που χρησιμοποιεί είναι 200KHz, ενώ η καθυστέρησή της κυμαίνεται μεταξύ 0.7 και 2 δευτερολέπτων, κατ' αναλογία των καθυστερήσεων στα GPRS δίκτυα. Στο χώρο των cellular IoT τεχνολογιών, βρίσκεται μεταξύ των NB-IoT και LTE-m, παρέχοντας παρεμφερή χαρακτηριστικά (μεγάλος αριθμός συνδεδεμένων συσκευών, διάρκεια ζωής συσκευών με μπαταρία 10 χρόνια κλπ.), ενώ υποστηρίζει και μετάδοση φωνής. Η τεχνολογία αυτή αξιοποιείται σε περιοχές

που δεν υπάρχει καλή LTE κάλυψη, ή που δεν έχει εγκατασταθεί το NB-IoT δίκτυο, εκμεταλλευόμενη την ευρεία κάλυψη του GPRS δικτύου. Ωστόσο, με την κάλυψη και προβλεπόμενη πρόοδο τόσο του LTE-M όσο και του NB-IoT, αναμένεται να μην έχει σημαντικό ρόλο στο χώρο του cellular IoT.

5G NR-IoT

Όπως προαναφέρθηκε, η γενιά κινητής 5G, πέραν των σημαντικών αλλαγών που επιφέρει στην ταχύτητα και την ποιότητα της επικοινωνίας, έχει ως μείζονα στόχο και την αποτελεσματική εξυπηρέτηση εφαρμογών IoT και χαμηλού data rate. Καθώς το δίκτυο 5G έχει αρχίσει να εγκαθίσταται, οι προδιαγραφές του 5G IoT αφορούν στη πολύ μεγάλη αύξηση της πυκνότητας του δικτύου, υποστηρίζοντας τουλάχιστον ένα εκατομμύριο IoT συσκευές ανά τετραγωνικό χιλιόμετρο, ενώ οι καθυστερήσεις, το data rate και η διάρκεια ζωής μιας συσκευής με μπαταρία, παραμένουν παρεμφερή των προηγούμενων τεχνολογιών. Στην πράξη, η massive Machine Type Communication (mMTC) προδιαγραφή για το 5G δίκτυο, δηλαδή η αξιόπιστη εξυπηρέτηση ενός πολύ πυκνού δικτύου, βασίζεται στην περαιτέρω βελτίωση και αξιοποίηση των ήδη υπάρχουσών δομών LPWAN του LTE δικτύου.

Μέσω του 5G αναμένεται να προκύψει σημαντική καινοτομία στη βιομηχανία. Ο όρος industry 4.0 αφορά σε μία νέου τύπου βιομηχανία (smart factory), η οποία αξιοποιεί όλα τα πλεονεκτήματα της 5G τεχνολογίας, μέσω του NR-IIoT (industry IoT). Αυτά περιγράφονται μέσω των προδιαγραφών της 5G τεχνολογίας, οι οποίες, πέραν της mMTC, είναι η enhanced Mobile Broadband (eMBB) και η Ultra-Reliable Low Latency Communication (URLLC). Η προδιαγραφή eMBB αφορά στην κύρια βελτίωση του 5G δικτύου που επηρεάζει τους περισσότερους χρήστες, με την μεγάλη αύξηση των δυνατών data rates. Η προδιαγραφή URLLC, αφορά στη δυνατότητα εξυπηρέτησης ευαίσθητων εφαρμογών σε real time χρόνο, με ελάχιστες καθυστερήσεις, ενώ ταυτόχρονα η πιθανότητα απώλειας πληροφορίας είναι ελάχιστη. Στη βιομηχανία συνεπώς, το NR-IIoT φέρνει κομβικές αλλαγές, επιτρέποντας τη δικτύωση όλων των συσκευών (mMTC), την εισαγωγή νέων μεθόδων ελέγχου και εργασίας των συστημάτων, όπως με εικονική πραγματικότητα (eMBB) και την εξασφάλιση της ποιότητας και της αξιοπιστίας των ευαίσθητων διεργασιών, όπως χειρισμοί ρομποτικών μηχανημάτων (URLLC).

Sigfox

Η εταιρία Sigfox είναι από τις πρωτοπόρους στο χώρο των δικτύων LPWAN. Με το ομώνυμο δίκτυο, παρέχει συνδεσιμότητα για IoT εφαρμογές πολύ χαμηλού

data rate και χαμηλής κατανάλωσης, όπως έξυπνους μετρητές. Το δίκτυο Sigfox αξιοποιεί εύρος ζώνης εντός της ISM ζώνης συχνοτήτων, μεταξύ 868 και 868.2 MHz. Τα κανάλια που χρησιμοποιούνται έχουν εύρος μόλις 100Hz επιτρέποντας data rates 100bps ή 600bps. Για το λόγο αυτό η Sigfox χρησιμοποιεί τον όρο Ultra narrow band [46].

Για την επίτευξη καλής ποιότητας επικοινωνίας, το δίκτυο Sigfox βασίζεται στην ασύγχρονη μετάδοση ενός μηνύματος του πομπού, το οποίο στη συνέχεια αναμεταδίδεται σε διαφορετικό χρόνο και σε διαφορετική (τυχαία επιλεγμένη) συχνότητα (random access). Σε αντίθεση με τα δίκτυα κινητής, μία συσκευή δεν ανατίθεται σε ένα συγκεκριμένο σταθμό βάσης. Αντιθέτως το μήνυμα λαμβάνεται από οποιοδήποτε σταθμό βάσης. Με βάση την προτεινόμενη τοπολογία του δικτύου, κατά μέσο όρο θα ληφθεί από τρεις διαφορετικούς σταθμούς βάσης, συνεισφέροντας έτσι στην υψηλή ποιότητα επικοινωνίας.

Βασιζόμενο στους αυστηρούς περιορισμούς της ISM ζώνης, το Sigfox προβλέπει ανταλλαγή λίγων μηνυμάτων πολύ μικρού μεγέθους μέσα σε μία ημέρα. Για το uplink χρησιμοποιούνται μηνύματα έως 12 bytes και διαμόρφωση DBPSK (differential binary PSK) με μέγιστη ισχύ μετάδοσης 25mW, ενώ για το downlink έως 8 bytes και διαμόρφωση GFSK, με μέγιστη ισχύ 500mW [46]. Αν και το μέγεθος των μηνυμάτων φαίνεται μικρό, επαρκεί για τη μεταφορά δεδομένων αισθητήρων, ειδοποιήσεων στο uplink καθώς και ρυθμίσεων, παραμέτρων στο downlink.

Το δίκτυο Sigfox χωρίζεται σε δύο βασικούς τομείς. Ο πρώτος τομέας ονομάζεται Network Equipment και είναι οι Sigfox συσκευές καθώς και οι αντίστοιχοι σταθμοί βάσης, που επικοινωνούν μέσω των UNB ραδιοκυμάτων. Ο δεύτερος τομέας είναι το Sigfox support system, το οποίο λαμβάνει από τους σταθμούς βάσης τα δεδομένα μέσω internet και σύνδεσης VPN και προσφέρει υπηρεσίες cloud στο χρήστη, αποθήκευσης, διαχείρισης και προβολής δεδομένων.

Βασικό χαρακτηριστικό του Sigfox είναι η δυνατότητα διασύνδεσης εκατοντάδων συσκευών, αξιοποιώντας το UNB και τη μέθοδο random access, διατηρώντας ανάλογα με τις συνθήκες χαμηλές συγκρούσεις. Επιπλέον, επιτρέπει μεγάλη απόσταση διασύνδεσης λόγω του χαμηλού data rate αλλά και της sub-GHz ζώνης που αξιοποιεί, η οποία χαρακτηρίζεται από χαμηλότερη απορρόφηση, ιδιαίτερα για χρήση σε εσωτερικούς χώρους. Ταυτόχρονα καθίσταται ευκολότερη η γεωγραφική κάλυψη, με χρήση λιγότερων σταθμών και κατά συνέπεια με λιγότερο κόστος. Ενδεικτικές μέγιστες αποστάσεις συνδεσιμότητας για μία συσκευή Sigfox είναι τα 10km για ένα αστικό και τα 40km για ένα υπαίθριο περιβάλ-

λον. Τέλος, τα μηνύματα Sigfox λόγω της UNB φύσης τους, σε συνδυασμό με τη δυνατότητα λήψης τους από πολλούς σταθμούς βάσης, είναι πιο ανθεκτικά σε παρεμβολές.

Όσον αφορά στην κατανάλωση, οι συσκευές Sigfox και οι εφαρμογές τους απαιτούν μεγάλη διάρκεια ζωής με μπαταρία. Αυτό επιτυγχάνεται αρχικά από τη μη συχνή επικοινωνία της συσκευής εντός της ημέρας, παραμένοντας στην κατάσταση idle με κατανάλωση λίγων nAmpere για περισσότερο από το 99% του χρόνου και καταναλώνοντας περίπου 30mA για 6 δευτερόλεπτα κατά την επικοινωνία. Επιπλέον, η ασύγχρονη επικοινωνία των συσκευών με το δίκτυο δεν απαιτεί κάποια διαδικασία συγχρονισμού, μειώνοντας το χρόνο επικοινωνίας.

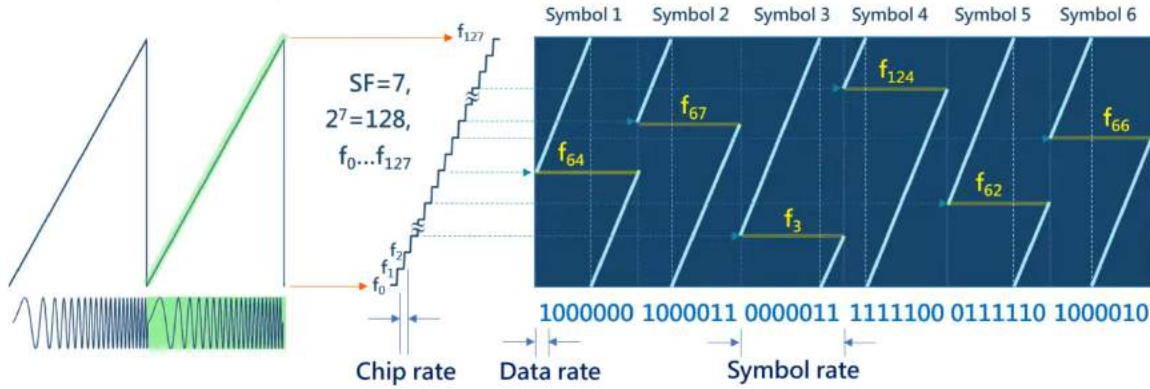
LoRa

Το LoRa είναι ένα πρότυπο ραδιοεπικοινωνίας το οποίο στοχεύει επίσης σε IoT εφαρμογές και αναπτύχθηκε από την εταιρία Semtech. Η εταιρία αυτή παράγει τα LoRa ραδιόφωνα, τα οποία αξιοποιούν ένα είδος CSS διαμόρφωσης σε εύρη ζώνης sub-GHz. Στην Ευρώπη χρησιμοποιεί τις συχνότητες 433MHz και 868MHz, ενώ επιτυγχάνει ταχύτητες μεταξύ 0.3 kbit/s και 27 kbit/s με βάση τον spreading factor που αξιοποιείται, αλλά και το εύρος ζώνης, με τις πιο συχνές τιμές να είναι 125 kHz, 250 kHz και 500 kHz. Ο spreading factor λαμβάνει τιμές μεταξύ 7 και 12 και καθορίζει τη σχέση μεταξύ data rate και απόστασης. Η λειτουργία του SF παρουσιάζεται μέσω του ακόλουθου παραδείγματος:

Έστω ότι για μία ζεύξη LoRa χρησιμοποιείται Bandwidth (BW) 250kHz και επιλέγεται SF=7. Αυτό σημαίνει ότι το BW θα χωριστεί σε 2^7 chips (βήματα) συχνότητας, τα οποία σαρώνονται διαδοχικά δίνοντας τη μορφή του chirp σήματος. Συνεπώς, κάθε chip αντιστοιχεί σε:

$$\frac{BW}{2^7} \frac{Hz}{chips} = \frac{250 \text{ kHz}}{128 \text{ chips}} = 1.95 \frac{kHz}{chip} \quad (72)$$

Κάθε σύμβολο LoRa είναι μία περίοδος chirp σήματος. Χρησιμοποιώντας SF=7, υπάρχουν 2^7 διαφορετικά chips συχνοτήτων. Η διαμόρφωση του φορέα συχνότητας f_c επιτυγχάνεται αντιστοιχίζοντας σε κάθε σύμβολο LoRa μία εκ των 2^7 πιθανών διαφορετικών συχνοτήτων ως αρχική συχνότητα f_i της chirp περιόδου του. Στη συνέχεια η συχνότητα αυξάνεται διαδοχικά ανά chip, έως ότου φτάσει στη συχνότητα $f_c + \frac{BW}{2}$, και τότε συνεχίζει από τη συχνότητα $f_c - \frac{BW}{2}$ μέχρι να ολοκληρωθεί η περίοδος του σήματος με την επιστροφή στη συχνότητα f_i . Η διαμόρφωση αυτή παρουσιάζεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 34: Διαμόρφωση CSS LoRa [28]

Με βάση τα παραπάνω, ο όρος 2^{SF} δηλώνει επιπλέον το πόσα chips χρησιμοποιούνται σε ένα σύμβολο. Επομένως για την περίοδο συμβόλου T_s και την περίοδο chip T_c θα ισχύει:

$$T_s = 2^{SF} T_c \quad (73)$$

Επιπλέον, έχοντας 2^{SF} διαφορετικά σύμβολα, σημαίνει ότι μπορούμε να κωδικοποιήσουμε SF bits ανά σύμβολο. Οπότε, για την περίοδο του bit σε σχέση με την περίοδο του συμβόλου ισχύει:

$$T_s = SF * T_b \quad (74)$$

Μετατρέποντας τις σχέσεις 73 και 74 σε συχνότητες, προκύπτει ότι:

$$R_s = \frac{1}{2^{SF}} R_c \quad \text{και} \quad (75)$$

$$R_b = SF * R_s \quad (76)$$

όπου R_s το symbol rate, R_c το chip rate και R_b το bit rate ή data rate. Στη διαμόρφωση του LoRa σήματος, ισχύει πάντα η σχέση $R_c = BW$. Ως εκ τούτου, προκύπτει από την 75:

$$R_s = \frac{BW}{2^{SF}} \quad (77)$$

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό της διαμόρφωσης LoRa είναι η χρήση FEC κώδικα για την επίτευξη ακόμη μεγαλύτερης αξιοπιστίας. Με βάση το Code Rate (CR) που επιλέγεται, από 0 έως 4, τροποποιείται αντίστοιχα και το data rate που επιτυγχάνεται, σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$R_b = SF * R_s * \frac{4}{4 + CR} \quad (78)$$

όπου ο λόγος $\frac{4}{4+CR}$ ονομάζεται rate code, και αντιστοιχεί στην καθυστέρηση που εισάγει το αντίστοιχο code rate στο μήνυμα.

Έχοντας καθορίσει όλη τη βασική λειτουργία της διαμόρφωσης του LoRa σήματος [44], προκύπτουν τα εξής συμπεράσματα: Η σάρωση των διαδοχικών συχνοτήτων του chirp σήματος, με συγχρονισμένο πομπό και δέκτη, είναι το βασικό χαρακτηριστικό που επιτρέπει στο LoRa να επιτυγχάνει μεγάλη εμβέλεια, καθώς αντιμετωπίζει με αυτή τη μέθοδο frequency hopping την πιθανότητα παρεμβολών, συγκρούσεων ή/και απορρόφησης κάποιας συχνότητας. Οι παράμετροι που μπορεί να χειριστεί ο χρήστης στο σύστημα LoRa είναι το bandwidth, η ισχύς εκπομπής και το SF. Προφανώς, όσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς εκπομπής, τόσο αυξάνεται η εμβέλεια, αλλά και η κατανάλωση ενέργειας. Ο συνδυασμός bandwidth και SF καθορίζει τη σχέση μεταξύ data rate και εμβέλειας. Συγκεκριμένα, αυξάνοντας το BW, προκύπτει από τη σχέση 77 ότι αυξάνεται το R_s και συνεπώς λόγω της 76 και το data rate. Αντίστοιχα μειώνοντας το SF, προκύπτει ότι κωδικοποιούνται μεν αναλόγως λιγότερα bits ανά σύμβολο, ωστόσο το R_s αυξάνει με το τετράγωνο της μεταβολής, όπως φαίνεται στη σχέση 75. Συνεπώς, το data rate, όπως προκύπτει από τη σχέση 76, θα αυξάνει. Επιπλέον παράμετρος, που καθορίζεται ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού, είναι η επιλογή του CR.

Η επιλογή του SF επίσης επηρεάζει, μέσω του data rate, την κατανάλωση του συστήματος. Το LoRa αξιοποιεί ADR τεχνικές (Adaptive data rate) με βάση την προαναφερθείσα ανάλυση. Δεχόμενοι ότι το εύρος φάσματος είναι προκαθορισμένο, τότε οι τερματικοί κόμβοι είναι επιθυμητό να βρίσκονται όσο πιο κοντά γίνεται στο gateway του δικτύου, και να μεταδίδουν χρησιμοποιώντας το μικρότερο δυνατό SF. Με τον τρόπο αυτό, μειώνεται ο χρόνος μετάδοσης, ο οποίος

είναι ο κύριος παράγοντας που καθορίζει την κατανάλωση στις IoT συσκευές. Σε μεγαλύτερες αποστάσεις βέβαια, λόγω του αυξημένου θορύβου, χρειάζεται επιλογή μεγαλύτερου SF. Επιπλέον, η τεχνική CSS, με επιλογή ορθογώνιων μεταξύ τους SF για κάθε συσκευή, μπορούν να επιτύχουν CDMA πολυπλεξία.

Η τεχνολογία LoRa καθορίζει πλήρως τη διαμόρφωση του καναλιού επικοινωνίας. Ωστόσο, η αρχιτεκτονική του δικτύου που αξιοποιεί τη ζεύξη τεχνολογίας LoRa, ονομάζεται LoRaWAN και διαχειρίζεται από τον οργανισμό LoRa Alliance. Αν και η παραγωγή ραδιοφώνων LoRa είναι αποκλειστικότητα μίας εταιρίας, οποιαδήποτε εταιρία μπορεί να δημιουργήσει ένα LoRa δίκτυο, συμμετέχοντας στο LoRa Alliance, και τοποθετώντας τα δικά της gateways. Αντίστοιχα, υπάρχει η δυνατότητα δημιουργίας προσωπικού δικτύου LoRa, δίνοντας έτσι μεγαλύτερη ευελιξία και δυνατότητα κάλυψης σε σχέση με το Sigfox.

Στον πίνακα 8 συνοψίζονται οι βασικότερες ρυθμίσεις που χρησιμοποιούνται στην Ευρώπη για LoRa επικοινωνία, καθώς και τα αντίστοιχα data rates.

Modulation	SF	BW	Data Rate (bps)
LoRa	12	125	250
LoRa	11	125	440
LoRa	10	125	980
LoRa	9	125	1760
LoRa	8	125	3125
LoRa	7	125	5470
LoRa	7	250	11000
FSK	-	150	50000

Πίνακας 8: Προβλεπόμενες ρυθμίσεις διαμόρφωσης και data rates [34]

Να σημειωθεί ότι το LoRaWAN προβλέπει τη χρήση FSK διαμόρφωσης, όπως φαίνεται στον πίνακα 8 για data rate 50000bps στις τερματικές συσκευές, σε μία συγκεκριμένη συχνότητα της 868MHz ISM ζώνης,

Όπως προαναφέρθηκε, οι ISM ζώνες έχουν μεγάλους περιορισμούς ως προς τη διαθεσιμότητα χρήσης τους, οι οποίοι καθορίζονται από αντίστοιχα ρυθμιστικά

όργανα. Ενδεικτικά στην Ευρώπη, ανάλογα τη ζώνη που χρησιμοποιείται, επιτρέπονται duty cycles από 0.1% έως 10%. Τα duty cycles αυτά δείχνουν τη διάρκεια που μπορεί μια συσκευή να χρησιμοποιήσει για μετάδοση τη ζώνη συχνοτήτων εντός μιας ώρας [41]. Συνεπώς, στην πράξη, το data rate της τεχνολογίας δεν είναι ο μόνος παράγοντας που καθορίζει την ταχύτητα της επικοινωνίας. Βέβαια, επειδή η στόχευση του LoRa είναι σε IoT εφαρμογές χαμηλού data rate, δεν υπάρχει ανάγκη μετάδοσης μεγάλου όγκου πληροφορίας, ούτε με μεγάλη συχνότητα. Ένα πρόβλημα που προκύπτει είναι με τα gateways των δικτύων, τα οποία μαζεύουν πληροφορία από όλους τους τερματικούς κόμβους, και πρέπει να επικοινωνήσουν με αυτούς, τηρώντας το αυστηρό duty cycle. Στην πράξη, η ροή δεδομένων σε ένα δίκτυο LoRaWan είναι κυρίως από τους τερματικούς κόμβους προς το gateway, οπότε επαρκεί ο διαθέσιμος χρόνος στο gateway για οποιαδήποτε περιορισμένη μετάδοση απαιτείται. Επιπλέον περιορισμός που αφορά στα LoRaWan δίκτυα είναι η μέγιστη ισχύς μετάδοσης, η οποία επίσης εξαρτάται από τη ζώνη συχνοτήτων. Η μέγιστη επιτρεπτή ισχύς σε συγκεκριμένες ζώνες είναι 14dB για το uplink και 27dBm στο downlink [29].

Το LoRaWAN προβλέπει τρεις κλάσεις τερματικών συσκευών: Η κλάση A επιτρέπει αμφίδρομη επικοινωνία, περιορίζοντας όμως τις downlink μεταδόσεις προς τον τερματικό κόμβο σε δύο μικρά χρονικά παράθυρα που έπονται της uplink μετάδοσης. Μετά το πέρας αυτών, οποιαδήποτε downlink μετάδοση θα πρέπει να γίνει στον επόμενο κύκλο μετάδοσης. Η κλάση B παρέχει τη λειτουργικότητα της A, αλλά ταυτόχρονα παρέχει και ορισμένα παράθυρα εντός της περιόδου μετάδοσης για downlink επικοινωνία, τα οποία καθορίζονται από το gateway μέσω ενός αντίστοιχου ρυθμιστικού σήματος. Τέλος οι συσκευές κλάσης C είναι σχεδόν πάντα διαθέσιμες για downlink μετάδοση, εκτός από όταν μεταδίδουν οι ίδιες προς το gateway. Ο αριθμός των τερματικών κόμβων που μπορεί να εξυπηρετήσει ένα δίκτυο LoRa εξαρτάται κυρίως από το πλήθος των πακέτων που μπορεί να παραλαμβάνει στο χρόνο. Ενδεικτικά, ένα μέσο gateway με οκτώ κανάλια, μπορεί να λάβει περίπου 1.5 εκατομμύριο πακέτα την ημέρα. Υποθέτοντας ότι οι τερματικές συσκευές μεταδίδουν δεδομένα κάθε μία ώρα, τότε ένα gateway μπορεί να εξυπηρετήσει 62500 τερματικούς κόμβους.

Τέλος, το βασικότερο χαρακτηριστικό του LoRa, όπως υποδεικνύει και το όνομά του, είναι η επίτευξη μεγάλης απόστασης συνδεσιμότητας, με χαμηλή ισχύ εκπομπής. Οι προδιαγραφές του, σε ιδανικές συνθήκες (line of sight) αναφέρουν αποστάσεις μεγαλύτερες των 10km, ακόμη και 15km, με μέγιστη ισχύ εκπομπής και SF=12. Στην πράξη, σε υπαίθριες (rural) περιοχές, η απόσταση

σύνδεσης κυμαίνεται στα 5-7km, ενώ σε πυκνές αστικές περιοχές είναι 2-3km. Όσον αφορά στις καταναλώσεις, οι προδιαγραφές του LoRaWAN για μία μέση χρήση, είναι η 10ετής περίπου αυτονομία των τερματικών κόμβων με μπαταρία [11].

Οι τεχνολογίες LoRaWAN και Sigfox στοχεύουν σε αντίστοιχες εφαρμογές, ωστόσο έχουν κάποιες διαφορές που ανάλογα με την εφαρμογή, πλεονεκτεί τελικώς η μία έναντι της άλλης. Μία βασική διαφορά σχετίζεται με το μοντέλο ανάπτυξης των δύο τεχνολογιών. Το Sigfox διαχειρίζεται αποκλειστικά από μία εταιρία, οπότε η κάλυψη του δικτύου εξαρτάται από τις εγκαταστάσεις της εταιρίας. Αντίθετα το LoRaWAN παρέχει τη δυνατότητα για δημιουργία και προσωπικών δικτύων. Όσον αφορά στα τεχνικά χαρακτηριστικά, το Sigfox παρέχει μεγαλύτερη απόσταση σύνδεσης καθώς και διάρκεια ζωής της μπαταρίας των τερματικών συσκευών, ωστόσο έχει χαμηλότερο data rate. Λαμβάνοντας υπ' όψιν και τους αυστηρούς περιορισμούς χρήσης που τίθενται από τους οργανισμούς διαχείρισης του φάσματος των ραδιοσυχνοτήτων, η διαφορά αυτή στο data rate, οδηγεί και σε σημαντικά μικρότερο αριθμό μηνυμάτων που μπορεί να μεταδώσει το Sigfox, καθώς και σε μικρότερο μέγεθος των μηνυμάτων αυτών. Επίσης, και οι δύο τεχνολογίες παρέχουν δυνατότητα bi-directional, half duplex επικοινωνίας, ωστόσο, στο Sigfox η bi-directional επικοινωνία είναι περιορισμένη. Όσον αφορά στην κινητικότητα των τερματικών συσκευών, λόγω της φύσης των σημάτων, το LoRa είναι η καλύτερη επιλογή, ενώ το Sigfox ενδείκνυται για σταθερές τερματικές συσκευές, χαμηλού data rate. Τέλος, το LoRa παρέχει τη δυνατότητα προσδιορισμού της θέσης ενός τερματικού κόμβου χρησιμοποιώντας τεχνική TDOA (time difference of arrival). Η θέση του κόμβου μπορεί να προσδιοριστεί με την εκπομπή ενός σήματος, το οποίο λαμβάνεται από τρία ή περισσότερα gateways [33].

2.9 Δίκτυα αισθητήρων και τοπολογίες

Τα δίκτυα αισθητήρων, όπως και τα υπόλοιπα δίκτυα, μπορούν να οργανωθούν με βάση συγκεκριμένες τοπολογίες: Η πιο απλή τοπολογία δικτύου είναι η Point-to-Point σύνδεση, που συνδέει δύο ακριβώς συσκευές μεταξύ τους, σχηματίζοντας το στοιχειώδες δίκτυο.

Η τοπολογία διαύλου (Bus Topology) βασίζεται στην ύπαρξη ενός κοινού διαύλου επικοινωνίας, στον οποίο συνδέονται όλες οι τερματικές συσκευές. Η μεταφορά δεδομένων εντός του δικτύου γίνεται για όλες τις συσκευές μέσω του διαύλου. Επειδή αξιοποιείται ο κοινός δίαυλος, χρειάζεται μια μέθοδος διαχείρισης

των μεταδόσεων των συσκευών προκειμένου να αποφεύγονται οι συγκρούσεις, όπως η μέθοδος carrier sense multiple access (CSMA). Ενδεχόμενο βλάβης στον κοινό δίαυλο διακόπτει τη λειτουργία όλου του δικτύου.

Η γραμμική τοπολογία (linear topology ή daisy chain) δημιουργεί μία αλυσίδα συνδεδεμένων συσκευών. Κάθε συσκευή βασίζεται στην προώθηση των δεδομένων από και προς αυτή από όλες τις προηγούμενες συσκευές στην αλυσίδα. Οι συνέπειες πιθανής βλάβης ενός κόμβου σε αυτή την τοπολογία εξαρτάται από τη θέση του κόμβου στην αλυσίδα.

Η τοπολογία δαχτυλιδιού (Ring topology) είναι σαν τη γραμμική τοπολογία, με τους τερματικούς κόμβους να συνδέονται μεταξύ τους, δημιουργώντας ένα συνεχές δαχτυλίδι μεταφοράς δεδομένων, προς μία κατεύθυνση. Συχνά, για λόγους ανοχής σε βλάβη, τοποθετείται ένα δεύτερο δαχτυλίδι διασύνδεσης, επιτρέποντας και την αντίθετη μεταφορά δεδομένων.

Η τοπολογία δέντρου (tree topology) οργανώνει τους κόμβους σε επίπεδα. Υπάρχει ένας κεντρικός κόμβος, που αποτελεί τη ρίζα του δένδρου δρομολόγησης δεδομένων, και οι κόμβοι συνδέονται διαδοχικά δημιουργώντας σχέσεις γονέα-παιδιών με κόμβους των γειτονικών τους επιπέδων. Η τοπολογία αυτή επιτρέπει εύκολη επεκτασιμότητα και ανίχνευση σφάλματος, ωστόσο καθώς τα δεδομένα συγκεντρώνονται κοντά στη ρίζα, οι κόμβοι των υψηλότερων επιπέδων είναι μεγαλύτερων προδιαγραφών. Για την έξυπνη διαχείριση της προώθησης δεδομένων σε δίκτυα δενδρικής δομής προτείνονται διάφορες μέθοδοι συνάθροισης δεδομένων, που θα αναλυθούν στη συνέχεια.

Η πολυγωνική τοπολογία (mesh network) διακρίνεται στην πλήρως συνδεδεμένη και στη μερικώς συνδεδεμένη. Στην πλήρως συνδεδεμένη, όλοι οι κόμβοι του δικτύου συνδέονται με όλους τους υπόλοιπους κόμβους, υλοποιώντας επιπλέον, πέραν της δικής τους λειτουργικότητας, τη λειτουργικότητα αναμεταδότη (relay node). Αντίθετα στη μερικώς συνδεδεμένη, συνυπάρχουν και τερματικοί κόμβοι, και κόμβοι αναμεταδότες. Η διαχείριση της ροής των δεδομένων σε ένα πολυγωνικό δίκτυο γίνεται ιδιαίτερα δύσκολη με την αύξηση των κόμβων, ενώ και το κόστος αυξάνεται. Συνεπώς, στην πράξη η πολυγωνική τοπολογία χρησιμοποιείται για τη βελτίωση της κάλυψης ασύρματων δικτύων μικρής εμβέλειας. Ενδεικτικά, η BLE έκδοση της Bluetooth τεχνολογίας προβλέπει δημιουργία πολυγωνικού δικτύου, όπως και το WiFi μέσω του WiFi mesh. Επίσης, το δίκτυο Zigbee είναι χαρακτηριστικό παράδειγμα πολυγωνικού δικτύου.

Η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη τοπολογία σε δίκτυα αισθητήρων μεγάλης κλίμακας, είναι η **τοπολογία αστέρα (star topology)**. Τα δίκτυα LPWAN καθώς

και το δίκτυο κινητής τηλεφωνίας έχουν τοπολογία αστέρα. Συγκεκριμένα, υπάρχει ένας κεντρικός κόμβος, όπως το gateway στα LPWAN ή ο σταθμός βάσης στο δίκτυο κινητής, στον οποίο συνδέονται απευθείας όλοι οι τερματικοί κόμβοι. Συνεπώς όλη η κινητικότητα δεδομένων σε αυτή την τοπολογία γίνεται από και προς τον κεντρικό κόμβο. Προφανώς, χρειάζεται μεγάλη ισχύς στον κεντρικό κόμβο της τοπολογίας, και η λειτουργία όλου του δικτύου εξαρτάται από αυτόν. Ωστόσο είναι μία μέθοδος που υλοποιείται εύκολα και παρέχει επεκτασιμότητα, ενώ ταυτόχρονα όλοι οι κόμβοι πλην του κεντρικού λειτουργούν ως απλοί τερματικοί κόμβοι, μειώνοντας την κατανάλωση τους και βελτιώνοντας το κόστος τους και την αυτονομία τους.

Σε δίκτυα όπως αυτά με δενδρική ή πολυγωνική δομή υπάρχει, όπως προαναφέρθηκε, η ανάγκη ορισμένοι κόμβοι να λειτουργούν και ως relays. Ανάλογα με το είδος των μετρήσεων, ή την επιθυμητή επερώτηση (query) από το χρήστη, ο όγκος των δεδομένων που θα πρέπει να διακινηθούν εντός του δικτύου μπορεί να είναι πολύ μεγάλος. Στη δενδρική δομή, για παράδειγμα, οι κόμβοι που βρίσκονται κοντά στη ρίζα θα καλούνται να αναμεταδίδουν πολλά δεδομένα από υπόλοιπους κόμβους, με σημαντικές συνέπειες για την αυτονομία τους. Το πρόβλημα αυτό, λύνεται για πολλούς τύπους επερωτήσεων με την εισαγωγή της επεξεργασίας δεδομένων εντός δικτύου αντί για την αποκλειστικά κεντρική επεξεργασία μετρήσεων στον κόμβο-ρίζα.

Η ανάλυση που ακολουθεί, βασίζεται στις σημειώσεις των πανεπιστημιακών διαλέξεων «Επεξεργασία και Διαχείριση Δεδομένων σε Δίκτυα Αισθητήρων» [54], καθώς και στις σχετικές δημοσιεύσεις που παρουσιάζονται σε αυτές.

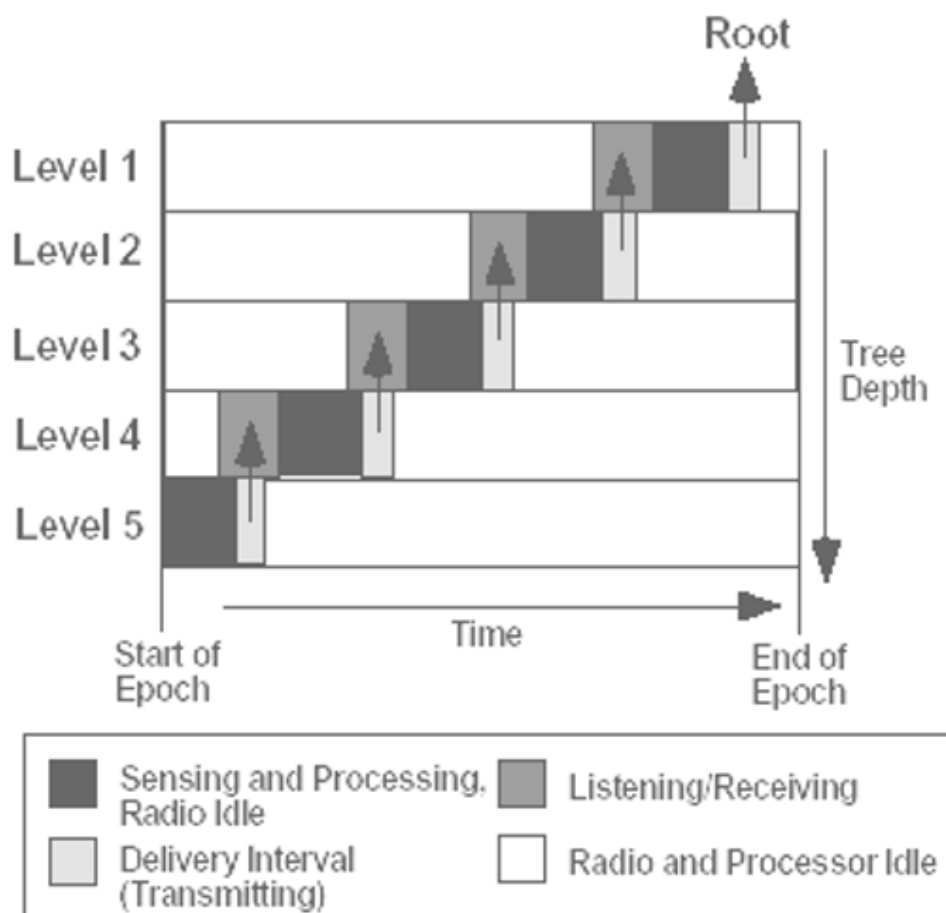
Ένα θεμελιώδες βήμα για την υλοποίηση και αξιοποίηση υπηρεσιών επεξεργασίας εντός του δικτύου περιγράφεται από τους Madden et al.[32]. Το TAG στηρίζεται στην ανάπτυξη ενός interface επερωτήσεων, τα οποία έχουν ως βάση τη λογική των επερωτήσεων σε γλώσσες βάσεων δεδομένων όπως SQL. Η δομή των επερωτήσεων φαίνεται στο σχήμα 35.

```
SELECT {agg(expr), attrs} FROM sensors
WHERE {selPreds}
GROUP BY {attrs}
HAVING {havingPreds}
EPOCH DURATION i
```

Σχήμα 35: Δομή επερωτήσεων TAG [54]

Η εντολή **SELECT** αναφέρεται στα δεδομένα που επιθυμεί να λάβει ο χρήστης. Στο σημείο αυτό, μπορεί να ζητήσει μία μέτρηση, ή μπορεί να θέσει μία συναθροιστική επερώτηση (aggregate query), όπως μέσο όρο (AVG), μέγιστη/ελάχιστη τιμή (MIN/MAX), καταμέτρηση (COUNT, COUNT_DISTINCT) ή ενδιάμεσο (MEDIAN). Ακολουθείται από την εντολή **FROM** που καθορίζει τον πίνακα δεδομένων από τον οποίο θα συλλεχθούν τα δεδομένα. Σε ένα δίκτυο αισθητήρων, κάθε γραμμή του πίνακα αυτού αφορά στις μετρήσεις και τα χαρακτηριστικά κάθε αισθητήρα. Η εντολή **WHERE** καθορίζει τα χαρακτηριστικά των αισθητήρων εκείνων στους οποίους ο χρήστης απευθύνει την επερώτηση. Η εντολή **GROUP BY** ομαδοποιεί τους αισθητήρες με βάση κάποιο χαρακτηριστικό τους, και η εντολή **HAVING** καθορίζει κάποια συναθροιστικά χαρακτηριστικά που πρέπει να έχουν οι ομάδες στις οποίες θα απευθυνθεί η επερώτηση. Τέλος η εντολή **EPOCH DURATION** καθορίζει την περίοδο υπολογισμού του επερωτήματος. Η εφαρμογή του TAG σε ένα δίκτυο δενδρικής δομής έχει ως εξής:

Αρχικά η επερώτηση διαδίδεται μέσω του δένδρου σε όλους τους κόμβους. Οι κόμβοι έχουν χωριστεί σε επίπεδα. Η εποχή διαιρείται αποδίδοντας συγκεκριμένο χρονικό διάστημα μετάδοσης σε κάθε επίπεδο. Με την έναρξη μιας νέας εποχής, οι κόμβοι του χαμηλότερου επιπέδου υπολογίζουν την επερώτηση και προωθούν τα δεδομένα στους γονείς τους. Αυτοί στη συνέχεια, προσθέτουν τη δική τους τιμή, και αν πρόκειται για συναθροιστικό επερωτήμα, υπολογίζουν επί τόπου τη συναθροιστική τιμή, και τη μεταδίδουν. Σε περίπτωση κεντρικής υλοποίησης, οι γονείς απλώς θα μετέδιδαν ακέραιες και τη τιμή των παιδιών τους και τη δική τους, ασχέτως της φύσης του επερωτήματος, αυξάνοντας τον αριθμό μεταδιδόμενης πληροφορίας. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα 36, με τον τρόπο αυτό προωθούνται τα δεδομένα εντός του δένδρου και πριν το πέρας της εποχής έχουν φτάσει στη ρίζα-κεντρικό κόμβο.



Σχήμα 36: Προώθηση δεδομένων στο TAG [54]

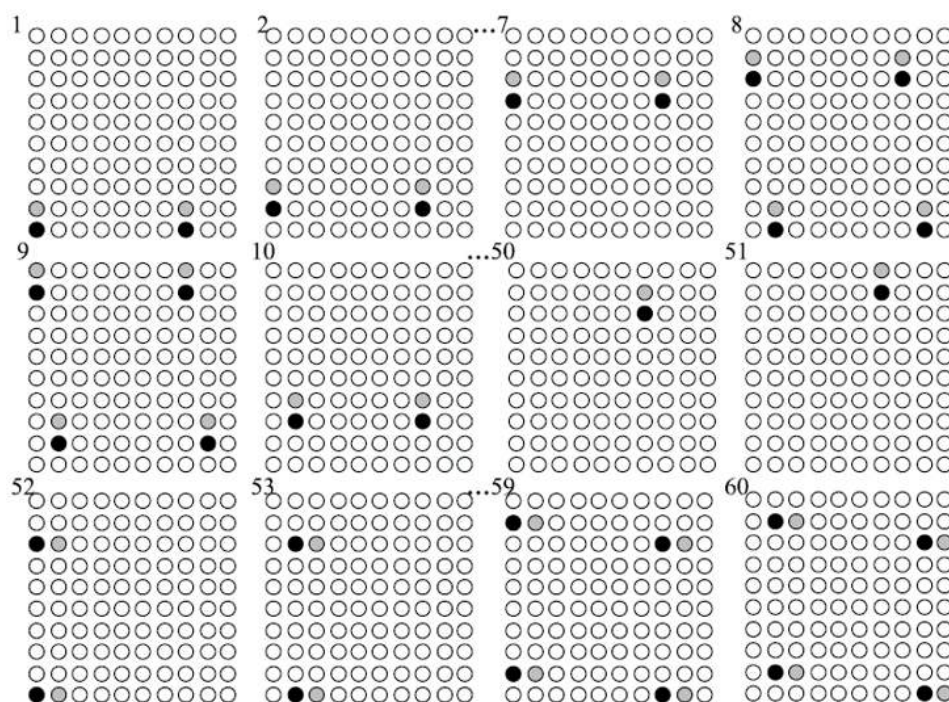
Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής σε σχέση με την κεντρική υλοποίηση καθορίζεται ανάλογα με τη φύση του επερωτήματος. Για παράδειγμα, η εύρεση του διάμεσου (median) των μετρήσεων των αισθητήρων, απαιτεί ούτως η άλλως τη συλλογή όλων των μετρήσεων των αισθητήρων κεντρικά. Συνεπώς σε αυτή την περίπτωση το TAG δεν παρέχει καμία βελτίωση. Αντίθετα, για την εύρεση της μέγιστης τιμής, κάθε κόμβος μέσω του TAG καλείται να μεταδώσει ακριβώς μία μέτρηση, τη μέγιστη τιμή του υποδέντρου του.

Δύο βελτιώσεις που βελτιώνουν περαιτέρω την επίδοση του TAG είναι ο έλεγχος υπόθεσης, όπου τίθεται ένα threshold για το ζητούμενο επερώτημα, με συνέπεια όσοι κόμβοι δεν το ικανοποιούν, να αποφεύγουν τη μετάδοση καθώς και το snooping. Η μέθοδος snooping παρέχει τη δυνατότητα ένας κόμβος να ακούσει τη μετάδοση ενός γειτονικού του κόμβου, παρέχοντας έτσι τη δυνατότητα να μη μεταδώσει, εάν κρίνεται περιττό, ή και να επανέλθει, σε περίπτωση που λόγω απώλειας δεν είχε λάβει εξ αρχής την επερώτηση, στον υπολογισμό της. Τέλος,

προβλέπεται η αποθήκευση σε μορφή cache των τιμών των παιδιών εντός του κόμβου-γονέα σε βάθος x εποχών, έτσι ώστε να μπορεί να προσεγγιστεί η τιμή τους σε περίπτωση απώλειας μετάδοσης.

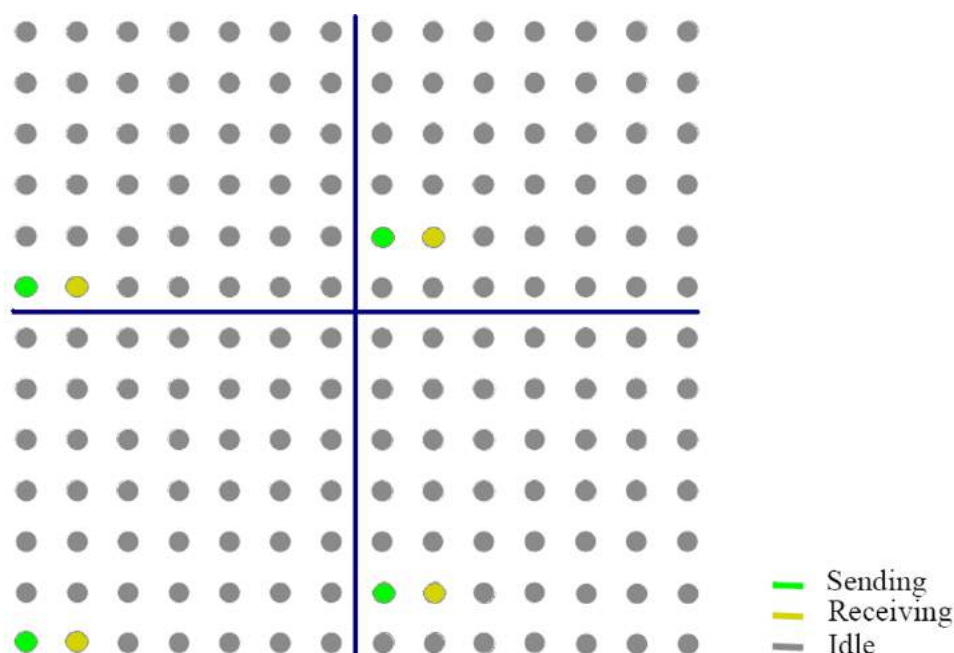
Η δημοσίευση αυτή αποτέλεσε τη βάση πάνω στην οποία προτάθηκαν πολλές διαφορετικές μέθοδοι για καλύτερη διαχείριση του όγκου μεταδιδόμενης πληροφορίας εντός δενδρικών δικτύων.

Οι Τριγώνη et al. [48] προτείνουν τη μέθοδος δρομολόγησης της επικοινωνίας υπερκόμβων Wave Scheduling, η οποία βασίζεται σε « κύματα » μεταδόσεων, έχοντας ως κύριο στόχο την ελαχιστοποίηση του χρόνου που ένας υπερκόμβος πρέπει να έχει ενεργό το ραδιόφωνό του. Συγκεκριμένα, αφότου οι ομάδες κόμβων εκλέξουν τους υπερκόμβους τους, αυτοί τοποθετούνται, χάριν απλότητας σε ένα grid $N \times N$ υπερκόμβων. Επιπλέον σημαντική προϋπόθεση είναι η εξασφάλιση απαρεμπόδιστης επικοινωνίας. Για το λόγο αυτό ορίζεται η ελάχιστη απόσταση g που πρέπει να έχουν δύο υπερκόμβοι μεταξύ τους για να μεταδώσουν ταυτόχρονα. Η μετάδοση γίνεται με βάση ακμές επικοινωνίας μεταξύ γειτονικών υπερκόμβων. Κάθε υπερκόμβος έχει τέσσερις ακμές επικοινωνίας. Η διασύνδεση όλων των υπερκόμβων μεταξύ τους, επιτυγχάνεται στην απλή εκδοχή (simple wave) με ενεργοποίηση των ακμών προς μία κατεύθυνση (βόρεια, νότια, ανατολικά ή δυτικά), κόμβων που απέχουν απόσταση g , όπως φαίνεται στο σχήμα 37, μεταφέροντας σαν κύμα την πληροφορία προς τη διεύθυνση αυτή. Μετά δρομολογούνται διαδοχικά οι υπόλοιπες κατευθύνσεις, έως ότου καλυφθούν όλες οι διασυνδέσεις.



Σχήμα 37: Simple Wave [48]

Βελτιωμένη εκδοχή της μεθόδου αυτής είναι το pipelined wave. Το grid χωρίζεται σε μικρότερα $g \times g$ τετράγωνα, όπου μπορούν να ενεργοποιούνται ακμές ταυτόχρονα, εξασφαλίζοντας την μη ύπαρξη συγκρούσεων. Ιδανικά, υπάρχει και ένα shift (shifted pipelined wave) κατά g χρονικά διαστήματα μεταξύ των γειτονικών κελιών, επιτρέποντας την ευκολότερη μεταφορά πληροφορίας από τετράγωνο σε τετράγωνο, ώστε να καλυφθεί όλο το grid, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 38: Shifted Pipelined Wave [48]

Άλλες τεχνικές στοχεύουν στη βελτίωση των ιδιοτήτων του TAG. Ένα ζήτημα του TAG είναι ότι ο χρόνος που πρέπει ένας γονέας να έχει ανοικτό το ραδιόφωνό του για να λάβει μετρήσεις από τα παιδιά του είναι μεγαλύτερος από ότι χρειάζεται, καθώς αλλάζουν τα προς μετάδοση δεδομένα και η τοπολογία του δενδρικού δικτύου. Μία εναλλακτική προσέγγιση προτείνει η μέθοδος Cougar, όπου οι γονείς κρατούν ανοικτούς τους ασυρμάτους τους μέχρι να λάβουν μήνυμα από όλα τα παιδιά τους. Οι Zeinalipour et al. [51] προτείνουν με το πλαίσιο Micro-Pusle μία μέθοδο για δυναμικό καθορισμό του παραθύρου αφύπνισης τ . Για να επιτευχθεί αυτό, κάθε κόμβος διατηρεί πληροφορία για τον όγκο δεδομένων ενός ερωτήματος, αλλά και για τις αναμεταδόσεις που πιθανώς να έχει χρειαστεί, υπολογίζοντας ένα βάρος για τη μετάδοσή του. Συνδυάζοντάς το με το μέγιστο βάρος ακμής που λαμβάνει από τα παιδιά του, υπολογίζει το τελικό κόστος της ακμής του, και το προωθεί στο ανώτερο επίπεδο. Τελικά συλλέγεται στη ρίζα το κόστος κάθε ακμής των παιδιών της. Στη συνέχεια υπολογίζεται το Critical path, δηλαδή η μέγιστη καθυστέρηση και προωθείται προς τα φύλλα του δέντρου. Κάθε κόμβος γνωρίζοντας το κόστος της δικής του μετάδοσης/ακμής και το critical path, διαλέγει το αργότερο χρονικό σημείο που μπορεί να ξεκινήσει να μεταδίδει, έτσι ώστε να μεταδώσει έγκαιρα τα δεδομένα στους γονείς του. Η μέθοδος αυτή παρέχει δυναμική διαμόρφωση του τ , και δίνει τη δυνατότητα σε κόμβους φύλλα που δεν ανήκουν στο critical path, να ανταπεξέλθουν σε αύξηση του φόρ-

του τους. Αν αντίθετα αυξηθεί ο φόρτος ενδιάμεσου κόμβου, τότε χρειάζεται εκ νέου υπολογισμός των βαρών των ακμών του δενδρικού δικτύου.

Βελτίωση της κατανάλωσης ενέργειας ενός δικτύου αισθητήρων μπορεί να επιτευχθεί μέσω του δυναμικού clustering με τον αλγόριθμο LEACH [25]. Το στατικό clustering προϋποθέτει την ομαδοποίηση αισθητήρων και την αντιστοίχιση ενός συγκεκριμένου επικεφαλής σε κάθε ομάδα, στον οποίο θα στέλνουν όλοι οι κόμβοι της ομάδας, και αυτός θα επικοινωνεί με το σταθμό βάσης. Για την αντιμετώπιση συγκρούσεων η πιο απλή μέθοδος είναι η χρήση TDMA. Το στατικό clustering δημιουργεί μεγάλη κατανάλωση στους επικεφαλής, οι οποίοι διαχειρίζονται μεγάλο όγκο δεδομένων. Το LEACH προβλέπει μία πιθανοτική εκλογή ανά συγκεκριμένο διάστημα των υπερκόμβων, και στη συνέχεια, οι απλοί κόμβοι δημιουργούν clusters επιλέγοντας ως επικεφαλής αυτόν από τον οποίο λαμβάνουν τη μεγαλύτερη ισχύ σήματος. Οι επικεφαλής καθορίζουν στη συνέχεια TDMA πρόγραμμα για τους κόμβους τους και συμπιέζουν και συναθροίζουν τα δεδομένα που λαμβάνουν από αυτούς. Ένα μειονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι ότι δεν συμπεριλαμβάνεται ο παράγοντας της υπολειπόμενης ενέργειας στον πιθανοτικό υπολογισμό εκλογής σε επικεφαλής, και επίσης ότι ο αριθμός των επικεφαλής επίσης καθορίζεται πιθανοτικά και όχι δυναμικά. Σε ακόλουθη δημοσίευση [24], προβλέπεται ιεραρχικό clustering, καθώς με τον τρόπο αυτό δεν απαιτείται ως προϋπόθεση λειτουργίας όλοι οι επικεφαλής να είναι εντός εμβέλειας του σταθμού βάσης.

Οι Younis et al. ασχολούνται επίσης με την επίτευξη αποδοτικού clustering των κόμβων ενός δικτύου προτείνοντας τον αλγόριθμο HEED [49]. Βελτιώνοντας το LEACH, εισάγει στη διαδικασία εκλογής επικεφαλής (Cluster Heads - CH), την εναπομένουσα ενέργεια του κάθε κόμβου. Η διαδικασία χωρίζεται σε τρία στάδια. Το πρώτο στάδιο είναι η αρχικοποίηση, όπου κάθε κόμβος εντοπίζει γειτονικούς κόμβους εντός ενός cluster range. Στη συνέχεια υπολογίζει και αποστέλλει το κόστος της εκλογής του ως CH σε κάθε έναν από τους γείτονές του. Στη συνέχεια υπολογίζει την πιθανότητα να εκλεγεί Cluster head σύμφωνα με τον τύπο:

$$CH_{prob} = \max(C_{prob} \times \frac{E_{Residual}}{E_{max}}, p_{min}) \quad (79)$$

όπου C_{prob} το ποσοστό των επιθυμητών cluster heads προσεγγιστικά, για περιορισμό της αρχικής πιθανότητας εκλογής, ο λόγος $\frac{E_{Residual}}{E_{max}}$ αφορά στην εναπομένουσα ενέργεια του κόμβου, και p_{min} μία ελάχιστη πιθανότητα, ώστε να εξασφαλιστεί ότι ο αλγόριθμος θα τρέξει με χρονική πολυπλοκότητα $O(1)$.

Στο δεύτερο στάδιο κάθε κόμβος εκτελεί επαναληπτικά την ακόλουθη διαδικασία, μέχρι να γίνει $CH_{prob} = 1$. Αρχικά ελέγχει εάν υπάρχει κάποιος clusterhead στην εμβέλειά του. Αν ναι, τότε επιλέγει αυτόν με το μικρότερο κόστος και τον ορίζει ως clusterhead του. Μπορεί να τύχει να είναι ο ίδιος αυτός με το μικρότερο κόστος, οπότε στην περίπτωση αυτή, εάν η πιθανότητα $CH_{prob} = 1$, κάνει broadcast στους γείτονες ότι είναι τελικός CH, με κόστος x . Αν $CH_{prob} < 1$, τότε κάνει broadcast ότι είναι πιθανός CH, με κόστος x .

Σε περίπτωση που δεν υπάρχει CH στην εμβέλειά του, τότε, εάν ο ίδιος έχει $CH_{prob} = 1$, κάνει broadcast ότι γίνεται CH με κόστος x . Αλλιώς, εάν $CH_{prob} \geq \text{Random}(0, 1)$, τότε κάνει broadcast ότι γίνεται πιθανός CH με κόστος x . Τέλος, κρατάει την τιμή CH_{prob} σε μια μεταβλητή $CH_{previous}$, και ανανεώνει τη $CH_{prob} = \min(CH_{prob} \times 2, 1)$, δηλαδή διπλασιάζει την πιθανότητά του με μέγιστο το 1, και επαναλαμβάνει. Όταν η πιθανότητα $CH_{previous}$ είναι 1 στο τέλος κάποιας επανάληψης, η διαδικασία ολοκληρώνεται.

Στην τρίτη φάση, εάν ένας κόμβος έχει καταλήξει να είναι τελικός CH, τότε κάνει broadcast με κόστος x . Εάν όχι, τότε, σε περίπτωση που δεν υπάρχει κάποιος clusterhead στην εμβέλειά του, κάνει broadcast ότι γίνεται τελικός CH με κόστος x . Σε περίπτωση που υπάρχει clusterhead, τότε μπαίνει στο cluster του CH με το μικρότερο κόστος.

Ένα συχνό πρόβλημα που απαντάται στα δίκτυα δενδρικής δομής είναι η μη ισορροπημένη δημιουργία τους, δηλαδή, ένας κόμβος μπορεί να έχει πολλά περισσότερα παιδιά σε σχέση με έναν άλλο. Το γεγονός αυτό δημιουργεί προβλήματα συγκρούσεων στα υπερφορτωμένα υποδέντρα, ενώ ταυτόχρονα μειώνεται η κάλυψη του δικτύου καθώς και ο χρόνος ζωής ορισμένων κόμβων του. Οι Χατζημιλιούδης et al. [6] αντιμετωπίζουν το πρόβλημα αυτό, προτείνοντας μία μέθοδο η οποία μετατρέπει τα δεντρικά δίκτυα σε (σχεδόν) ισοζυγισμένα, η οποία θα αναλυθεί στη συνέχεια. Ένα δέντρο ύψους h είναι ισοζυγισμένο όταν όλα τα φύλλα του βρίσκονται στο επίπεδο h ή $h-1$. Στην πράξη, λόγω περιορισμών στην επικοινωνία, μπορεί να μην είναι εφικτό να δημιουργηθούν πλήρως ισοζυγισμένα δέντρα. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται ο όρος σχεδόν ισοζυγισμένα (near-balanced trees) για τα δίκτυα αισθητήρων, το οποίο οδηγεί στην ελαχιστοποίηση της απόκλισης του αριθμού των παιδιών μεταξύ των κόμβων.

Οι Ανδρέου et al. [3] προτείνουν τον αλγόριθμο ETC (Energy-driven Tree Construction), ο οποίος βασίζεται στην παράμετρο β , που καθορίζει τον αριθμό των παιδιών που πρέπει να έχει κάθε κόμβος. Αρχικά οι κόμβοι διασυνδέονται στο δενδρικό δίκτυο με First-heard-first μέθοδο, δημιουργώντας ένα unbalanced

δένδρο. Οι γονείς διατηρούν για τα παιδιά τους στη διαδικασία αυτή μία λίστα με τους εναλλακτικούς γονείς για κάθε ένα από αυτά. Γνωρίζοντας πλέον την τοπολογία του δικτύου, υπολογίζεται η παράμετρος β ως εξής: $\beta = \lfloor \sqrt[d]{n} \rfloor$, όπου n το πλήθος των κόμβων και d το βάθος του δέντρου (ισχύει $\log_{\beta} n = d$, από όπου προκύπτει η σχέση για την παράμετρο β). Με βάση αυτή τη παράμετρο γίνεται στη συνέχεια μία αναδιοργάνωση από τη ρίζα προς τα φύλλα, όπου οι γονείς εάν έχουν περισσότερα από β παιδιά, αναθέτουν όσα χρειάζεται σε άλλους γονείς σύμφωνα με τη σχετική λίστα. Δύο προβλήματα του αλγορίθμου αυτού είναι ότι βασίζεται στην καθολική παράμετρο β , που πιθανώς να μη μπορέσει να οδηγήσει σε καλά ισοζυγισμένα δέντρα, και επιπλέον, απαιτεί σημαντική επιπλέον επικοινωνία για κατά τη φάση της αναδιοργάνωσης.

Οι Χατζημιλιούδης et al. [6] προτείνει το πλαίσιο των Minimum-Hotspot-Trees τα οποία ισοζυγίζουν το δέντρο επίπεδο-επίπεδο, χρησιμοποιώντας τη μέθοδο snooping. Αρχικά η ρίζα του δέντρου διαδίδει την επερώτηση προς το υπόλοιπο δίκτυο. Κάθε παιδί απαριθμεί τους πιθανούς γονείς του. Στη συνέχεια, οι κόμβοι του επιπέδου διαλέγουν γονείς με βάση μία καθυστέρηση που εξαρτάται από το πλήθος εναλλακτικών γονέων (αν ένας κόμβος έχει πολλούς εναλλακτικούς γονείς, θα επιλέξει προς το τέλος). Όταν ένα παιδί επιλέξει ένα γονέα, τότε στέλνει ένα μήνυμα ADOPT σε αυτόν, και αυτός απαντά με ACK. Τα υπόλοιπα παιδιά, που δεν έχει έρθει η σειρά τους ακόμη να επιλέξουν, ακούν με snooping τα ACKs που αποστέλλουν οι πιθανοί γονείς τους. Με τον τρόπο αυτό, γνωρίζουν τον αριθμό των παιδιών που έχει κάθε πιθανός γονέας τους και όταν κληθούν να επιλέξουν, θα επιλέξουν αυτόν με τα λιγότερα παιδιά. Έτσι, δημιουργείται ένα πιο ισοζυγισμένο δέντρο δρομολόγησης επερωτήσεων.

Μία άλλη παράμετρος η οποία μπορεί να βελτιώσει την κατανάλωση (που είναι και το κύριο ζητούμενο σε ένα δίκτυο αισθητήρων) είναι η αξιοποίηση ανοχής σε σφάλματα. Οι Sharaf et al. [45], μέσω του πλαισίου TiNA (Temporal Coherency-Aware in-Network Aggregation) αξιοποιούν την παράμετρο αυτή. Το πλαίσιο TiNA βασίζεται στη δομή και τη λειτουργία που ορίζει το TAG. Αφορά δηλαδή σε δενδρικά δίκτυα αισθητήρων με τη δυνατότητα επεξεργασίας επερωτημάτων εντός του δικτύου. Η ιδέα του TiNA αφορά στη μη αποστολή δεδομένων από έναν κόμβο, όταν η νέα του τιμή σε σχέση με τη τελευταία που μετέδωσε, είτε είναι η ίδια, είτε διαφέρει λιγότερο από ένα ποσοστό. Το ποσοστό αυτό ονομάζεται tct (temporal-coherency-tolerance). Κάθε κόμβος στο TiNA, κρατάει την τελευταία τιμή που μετέδωσε, καθώς και τις τελευταίες τιμές που έλαβε από τα παιδιά του. Στη συνέχεια, υπολογίζει τη νέα τιμή του, την οποία και μεταδίδει, μόνο όταν

ισχύει:

$$\frac{V_{new} - V_{old}}{V_{old}} > tct \quad (80)$$

όπου V_{new} η νέα τιμή που υπολόγισε για το επερώτημα, V_{old} η τελευταία που είχε μεταδώσει, και tct το ποσοστό ανοχής.

Το tct δηλώνεται προσθέτοντας την εντολή `VALUES WITHIN tct%` στο τέλος του επερωτήματος που προβλέπει το TAG, επεκτείνοντας έτσι τη λειτουργικότητά του.

Η μη μετάδοση μηνυμάτων λόγω tct , εισάγουν δύο προβλήματα: Ένας γονέας που δε λαμβάνει τιμή από το παιδί του, πρέπει να γνωρίζει εάν αυτό οφείλεται στο tct , στη μη ικανοποίηση της συνθήκης `WHERE`, ή στην αποτυχία μετάδοσης (λόγω θλάξης, μπαταρίας). Για το λόγο αυτό, όταν η συνθήκη `WHERE` δεν ικανοποιείται, το παιδί αποστέλλει ένα σύντομο ακυρωτικό μήνυμα στο γονέα, έτσι ώστε να μην συνυπολογίζεται η τελευταία του μέτρηση στο επερώτημα. Όσον αφορά στο ενδεχόμενο αποτυχίας μετάδοσης, όλοι οι κόμβοι στέλνουν ένα πολύ σύντομο μήνυμα ανά τακτά διαστήματα (`heartbeat`) προκειμένου να δηλώσουν ότι παραμένουν ενεργοί. Με τη μέθοδο αυτή, το `TiNA` επιτυγχάνει μείωση των μεταδόσεων και μειώνει την κατανάλωση μέχρι και 50% σε σχέση με το TAG. Ταυτόχρονα, αν και αυξάνοντας το tct μειώνεται η ποιότητα των δεδομένων (`Quality of Data-QoD`), σε σχέση με τη μετάδοση όλων των τιμών, η μείωση αυτή είναι μικρή και ενδεχομένως αμελητέα μπροστά στη σημαντική βελτίωση της κατανάλωσης.

Η ανοχή σε σφάλματα μέσω προκαθορισμένων παραθύρων, όπως στο `TiNA`, αν και παρέχει σημαντική βελτίωση σε σχέση με το TAG, μπορεί να βελτιωθεί με την εισαγωγή δυναμικών παραθύρων σφαλμάτων. Η ιδέα πίσω από τη δημοσίευση [10] είναι η ρύθμιση των φίλτρων κάθε υποδέντρου με βάση το κριτήριο της ελαχιστοποίησης των μεταδιδόμενων μηνυμάτων στο δίκτυο γενικά, ενώ ταυτόχρονα τηρεί ένα μέγιστο επιτρεπτό σφάλμα E_{global} . Για να εκτιμήσει την επίδραση που θα έχει σε κάποιο υποδέντρο η προσαρμογή του φίλτρου του, ο αλγόριθμος μειώνει περιοδικά σε όλους τους κόμβους το παράθυρο μέχρι την τιμή $W \times shrink$, όπου W το εύρος του παραθύρου και $shrink$ ο παράγοντας μείωσης. Κάθε κόμβος κρατάει για το υποδέντρο του στατιστικά για την επίδραση που έχει αυτή η περιοδική μείωση στον αριθμό των μηνυμάτων που μεταδίδονται εντός αυτού, και υπολογίζει το όφελος που αναμένει να έχει με μεγαλύτερο παράθυρο, ως

εξής:

$$CumGain_i = Gain_i + \sum_{N_j \in children(N_i)} CumGain_j \quad (81)$$

όπου $CumGain_i$ το συνολικό όφελος στον κόμβο i , $Gain_i$ το όφελος που οφείλεται αποκλειστικά στη μείωση των μεταδόσεων του κόμβου i , και $CumGain_j$ το όφελος του j παιδιού του i από μειώσεις των μεταδόσεών του.

Η μείωση των παραθύρων με την παραπάνω μέθοδο, δημιουργεί ένα πλεόνασμα σφάλματος $(1 - shrink) \times E_{global}$, καθώς και τα στατιστικά κάθε κόμβου για πιθανή αξιοποίηση του σφάλματος. Συνεπώς, ο αλγόριθμος τελικά μοιράζει με top-down λογική το πλεόνασμα σφάλματος, με βάση τα στατιστικά αυτά κάθε κόμβου. Έτσι, υποδέντρα που έχουν μεγάλο εν δυνάμει κέρδος, θα πάρουν μεγαλύτερο μέρος του πλεονάσματος σφάλματος, για να αυξήσουν το παράθυρό τους. Με τον τρόπο αυτό, το σφάλμα μοιράζεται δυναμικά, εκεί που θα επιφέρει τα καλύτερα αποτελέσματα όσον αφορά στη μείωση των μεταδόσεων και συνεπώς της κατανάλωσης, ενώ βέβαια θα τηρείται και η καθολική απαίτηση μέγιστου επιτρεπτού σφάλματος.

Τέλος η δημοσίευση [50] αφορά στον αποδοτικό υπολογισμό top-k επερωτήσεων (π.χ. οι δύο μέγιστες μέσες θερμοκρασίες δωματίων). Το πλαίσιο MINT Views προβλέπει αρχικά την εκτέλεση της επερώτησης τοπικά και επίσης τη δημιουργία μίας όψης, όπου διατηρεί, για κάθε group που έχει πληροφορία ο κόμβος, ένα ζεύγος της μορφής $[group_id, group_aggr_Value]$. Στη συνέχεια, επιχειρεί να καθορίσει αν μπορεί να περικόψει πληροφορία από την όψη, χωρίς να επηρεάσει το τελικό αποτέλεσμα. Για να το επιτύχει αυτό, ο κόμβος χρειάζεται να έχει παραπάνω *a priori* πληροφορία για το δίκτυο (αριθμός αισθητήρων ανά δωμάτιο, μέγιστη τιμή αισθητήρα). Με τις πληροφορίες αυτές και τις μέχρι τώρα μετρήσεις του, μπορεί να υπολογίσει τη μέγιστη δυνατή τιμή που μπορεί τελικά να λάβει η τιμή μιας ομάδας, δημιουργώντας ένα άνω φράγμα. Στη συνέχεια, βρίσκει το k-οστό μεγαλύτερο κάτω όριο τιμής μεταξύ των ομάδων (v_k^{lb}), και όποια ομάδα έχει μέγιστη τιμή μικρότερη του v_k^{lb} , είναι βέβαιο ότι δεν θα χρειαστεί στον τελικό υπολογισμό του top-k επερωτήματος που τέθηκε, οπότε μπορεί να διαγραφεί χωρίς πρόβλημα από την όψη, και να μη μεταδοθεί σε ανώτερο επίπεδο. Επιπλέον, η βελτιστοποιημένη όψη V_i' , δε χρειάζεται να αποστέλλεται (καθόλου ή όχι ολόκληρη) σε κάθε νέο κύκλο μέτρησης προς τη ρίζα. Αντίθετα, ο κόμβος i , δε χρειάζεται να στείλει τίποτα όταν αλλάζουν μετρήσεις που ήταν και παραμένουν κάτω από v_k^{lb} , ενώ στέλνει μόνο τις αλλαγμένες μετρήσεις όταν αυτές:

- Είτε ήταν και παραμένουν με κάτω όριο άνω από το v_k^{lb}
- Είτε ήταν και παραμένουν με κάτω όριο κάτω από το v_k^{lb} και με άνω όριο άνω του v_k^{lb}

Η μόνη περίπτωση που απαιτείται εκ νέου αποστολή όλης της όψης V_i' , είναι όταν οι νέες μετρήσεις μεταβάλλουν την τιμή v_k^{lb} .

3 Περιγραφή προτεινόμενων συστημάτων αισθητήρων

Στην παρούσα διπλωματική σχεδιάστηκαν και υλοποιήθηκαν δύο πρωτότυπα συστήματα αισθητήρων. Το πρώτο σύστημα αισθητήρων έχει ως στόχευση την υποβρύχια λειτουργία και συλλογή δεδομένων. Το δεύτερο σύστημα αφορά σε χειρσαίες εφαρμογές και υλοποιεί την πιο απλή δομή ενός δικτύου δεδομένων, με μία peer-to-peer σύνδεση μεταξύ του σταθμού βάσης και ενός κόμβου αισθητήρων. Ο σταθμός βάσης είναι ένας υπολογιστής, ενώ ο κόμβος αισθητήρων αποτελεί μία πρωτότυπη πλατφόρμα διασύνδεσης αισθητήρων. Το κάθε σύστημα συνεισφέρει σημαντικά στην καλύτερη κατανόηση των συστημάτων αισθητήρων, τόσο στην πρακτική λειτουργία τους, όσο και στα ζητήματα και τις παρατηρήσεις που αφορούν στη σχεδίαση και την κατασκευή τους. Επίσης μέσω αυτών συλλέχθηκαν, αποθηκεύτηκαν, επεξεργάστηκαν, και παρουσιάστηκαν επιτυχώς πραγματικές μετρήσεις αισθητήρων, αλλά και χαρακτηριστικά λειτουργίας των πραγματικών συστημάτων, όπως κατανάλωση ενέργειας και χρόνος εκτέλεσης.

Επιπλέον μελετήθηκαν και κατασκευάστηκαν δύο συστήματα αξιοποίησης και διαχείρισης ενέργειας από πρωτότυπους Energy Harvesters, και σε συνδυασμό με τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των πρωτότυπων συστημάτων αισθητήρων, έγινε μελέτη τόσο της απόδοσής τους, όσο και σεναρίων λειτουργίας και αυτονομίας των συστημάτων αισθητήρων, υποστηριζόμενων από Energy Harvesters.

3.1 Υποβρύχιο σύστημα αισθητήρων “TestDive”

Το υποβρύχιο σύστημα αισθητήρων αποτελείται από τέσσερα βασικά δομικά στοιχεία: 1) υποσύστημα τροφοδοσίας, 2) υποσύστημα του μικροελεγκτή, 3) υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων, και 4) υποσύστημα των αισθητήρων. Το συγκεκριμένο σύστημα απαιτεί ιδιαίτερους χωρικούς περιορισμούς αλλά και κατάλληλη αδιαβροχοποίηση, ενώ η φύση της εφαρμογής απαιτεί υψηλή αξιοπιστία. Ο σχεδιασμός του συστήματος αυτού αφορά στη λήψη πολλών διαδοχικών μετρήσεων σε σχετικά μικρό χρονικό διάστημα. Για παράδειγμα, ένα σενάριο είναι η μελέτη των χαρακτηριστικών της θαλάσσιας «υδάτινης στήλης», δηλαδή η λήψη μετρήσεων σε διαδοχικά βάθη σε ένα σημείο στη θάλασσα. Γενικά το σύστημα αυτό δεν έχει σχεδιαστεί για μακροχρόνια υποθαλάσσια εγκατάσταση χωρίς επίβλεψη, να αφεθεί χωρίς επίβλεψη να λειτουργεί για μεγάλο χρονικό διάστημα, αλλά αντίθετα για την επί τόπου γρήγορη συλλογή μεγάλου αριθμού μετρήσεων.

3.1.1 Υποσύστημα μικροελεγκτή

Η λειτουργικότητα όλου του συστήματος αισθητήρων στηρίζεται σε έναν μικροελεγκτή [ATmega328P](#). Ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής χρησιμοποιείται ευρέως και συνδυάζει χαμηλό κόστος, χαμηλή κατανάλωση, αρκετές ψηφιακές και αναλογικές θύρες, καθώς και υποστήριξη πρωτοκόλλων SPI, UART και I2C, επιτρέποντας τη διασύνδεση πολλών διαφορετικών αισθητήρων. Ένα ζήτημα του μικροελεγκτή αυτού είναι η μικρή μνήμη του, καθώς παρέχει μόλις 32kbyte Flash μνήμη, 2kB EEPROM μνήμη και 2kB RAM μνήμη.

Ο προγραμματισμός του έγινε σε γλώσσα C++ με χρήση του Arduino IDE. Το περιβάλλον αυτό παρέχει εύκολη χρήση και προσφέρει ένα σημαντικό αριθμό βιβλιοθηκών για πολλές διεργασίες, αλλά και εξειδικευμένες για τη διαχείριση συγκεκριμένων περιφερειακών όπως αισθητήρες, μνήμες κ.α.

Η προσεκτική διαχείριση της μνήμης του μικροεπεξεργαστή βασίστηκε στη βελτιστοποίηση του κώδικα που χρησιμοποιήθηκε, αλλά και στη μη χρήση bootloader. Ο μικροεπεξεργαστής αξιοποιεί τη μνήμη flash για την αποθήκευση του προγράμματος που καλείται να εκτελέσει και την αποθήκευση σταθερών (constants), ενώ εκεί αποθηκεύεται, εάν χρησιμοποιείται, και ο bootloader. Η μνήμη EEPROM είναι non-volatile μνήμη, που υποστηρίζει περιορισμένο αριθμό επανεγγραφών, και χρησιμοποιείται για την αποθήκευση μακροχρόνιων, όχι συχνά μεταβαλλόμενων δεδομένων. Η μνήμη RAM, η οποία αποτελεί και τον κύριο περιορισμό του μικροελεγκτή αυτού, αποθηκεύει όλες τις μεταβλητές του προγράμματος κατά την εκτέλεσή του. Τα διαθέσιμα 2048 bytes μπορούν να εξαντληθούν πολύ εύκολα, ιδιαίτερα αν χρησιμοποιούνται μεγάλα αλφαριθμητικά για εκτύπωση μηνυμάτων, όπου κάθε χαρακτήρας καταναλώνει και ένα byte. Για την αντιμετώπιση του συγκεκριμένου προβλήματος, το IDE παρέχει ένα macro, το F(), εντός του οποίου περιλαμβάνεται το προς εκτύπωση αλφαριθμητικό. Με τον τρόπο αυτό, το αλφαριθμητικό αποθηκεύεται στη Flash, χωρίς να καταναλώνει καθόλου RAM. Αντίστοιχα σημαντική πρακτική στον προγραμματισμό του μικροελεγκτή είναι η χρήση της λέξης const, όπου δηλώνει ότι μία μεταβλητή δεν αλλάζει τιμή. Συνεπώς μπορεί να αποθηκευτεί, ως σταθερά, στη Flash.

Επειδή και η Flash ωστόσο είναι περιορισμένη, χρειάζεται και εκεί κατάλληλη διαχείριση, ιδιαίτερα εάν το πρόγραμμα που φορτώνεται στον μικροελεγκτή είναι μεγάλο. Σημαντική είναι η χρήση συναρτήσεων και η βελτιστοποίηση γενικά του κώδικα για τη μείωση του όγκου του κώδικα. Μία άλλη δυνατότητα αφορά στη μη χρήση bootloader. Ο bootloader είναι ένα κομμάτι κώδικα που εγκαθίστα-

ται στη flash και τρέχει κάθε φορά που εκκινεί ο μικροελεγκτής, επιτρέποντας τον προγραμματισμό του. Συγκεκριμένα, με χρήση bootloader μπορεί να προγραμματιστεί ένας μικροελεγκτής απευθείας από τη σειριακή του θύρα με έναν υπολογιστή. Η πιο απλή μέθοδος να γίνει αυτό είναι με ένα USB-to-Serial Converter. Ωστόσο, σε περιπτώσεις που ο χώρος που καταλαμβάνει ο bootloader στη Flash είναι απαραίτητος για την αποθήκευση ενός μεγαλύτερου κώδικα, τότε απαιτείται η χρήση ενός εξωτερικού προγραμματιστή (Programmer), ο οποίος μπορεί να φορτώσει τον κώδικα συνδεδεμένος στα ICSP pins του μικροελεγκτή. Με αντίστοιχο τρόπο φορτώνεται και ο bootloader, εάν χρειάζεται.

Με τη φόρτωση του bootloader επιτυγχάνεται επίσης και η ρύθμιση των fuse bits του μικροελεγκτή. Τα fuse bits ρυθμίζουν πολύ βασικές λειτουργίες του μικροελεγκτή, οι οποίες καθορίζουν ποια modules του θα είναι ενεργά και ποια όχι, τη συχνότητα που θα λειτουργεί ο επεξεργαστής, αν θα χρησιμοποιεί τον εσωτερικό ή εξωτερικό ταλαντωτή κ.α. Η χρήση τους αναλύεται λεπτομερώς στην περιγραφή του δεύτερου συστήματος, όπου έγιναν αρκετές προσαρμογές.

Σε αυτό το σύστημα ο μικροελεγκτής λειτουργεί με τον εσωτερικό ταλαντωτή των 8MHz. Ταυτόχρονα, χρησιμοποιείται και ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα RTC (Real-Time Clock), το [DS1337+](#) της Maxim Integrated. Ο ρόλος του είναι να επιτρέπει στο μικροελεγκτή την αντιστοίχιση της εκάστοτε μέτρησης που λαμβάνει με το χρόνο (timestamp) που αυτή αντιστοιχεί, ενώ παρέχει και τη δυνατότητα αξιοποίησης ρυθμιζόμενων interrupt σημάτων.

Λόγω του μεγέθους του τελικού κώδικα που αναπτύχθηκε για το σύστημα αυτό, επιλέχθηκε και η μη χρήση bootloader στον μικροελεγκτή. Συνεπώς, υπάρχει στο αντίστοιχο σύστημα πρόβλεψη υποδοχέα για διασύνδεση εξωτερικού προγραμματιστή, προκειμένου να μπορούν να φορτωθούν με τον τρόπο αυτό οι κώδικες. Ως προγραμματιστής χρησιμοποιήθηκε ένα Arduino UNO.

3.1.2 Υποσύστημα τροφοδοσίας

Η εφαρμογές του συστήματος “Test Dive” αφορούν, όπως προαναφέρθηκε, στη λήψη πολλών μετρήσεων σε περιορισμένο χρονικό διάστημα. Αν και η βελτιστοποίηση της κατανάλωσης ενέργειας του συστήματος δεν ήταν απόλυτη προτεραιότητα, η σχεδίαση του συστήματος τροφοδοσίας έχει πολλά στοιχεία που ελαχιστοποιούν τις απώλειες, και αποτέλεσε τον οδηγό για το σύστημα τροφοδοσίας και του δεύτερου προτεινόμενου συστήματος, όπως θα φανεί στη συνέχεια.

Η πηγή που χρησιμοποιεί το προτεινόμενο σύστημα είναι μία Lithium-Polymer (LiPo) μπαταρία 2500mAh. Οι μπαταρίες LiPo έχουν πολύ μεγάλη χωρητικότητα, δηλαδή συγκεντρώνουν σε μικρό μέγεθος μεγάλη ποσότητα ενέργειας. Επιπλέον

έχουν ευελιξία ως προς το σχήμα τους, ενώ έχουν μικρές απώλειες, και πρακτική ονομαστική τάση $3.7V$. Τα χαρακτηριστικά αυτά ήταν πολύ χρήσιμα δεδομένων των χωρικών περιορισμών του συστήματος.

Αν και το πιο απλό και ταυτόχρονα καλύτερο ενεργειακά θα ήταν η τροφοδοσία του συστήματος απευθείας από τη μπαταρία, ορισμένα εξαρτήματα χρειάζονται μία πολύ συγκεκριμένη τάση για να λειτουργήσουν σωστά, συνήθως είτε $3.3V$ είτε $5V$. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκαν τρεις ρυθμιστές τάσης, οι οποίοι προσαρμόζουν κατάλληλα τα $3.7V$.

Για το προτεινόμενο σύστημα αποφασίστηκε η βασική τάση λειτουργίας να είναι τα $3.3V$. Για την παραγωγή $3.3V$ μελετήθηκαν οι εναλλακτικές του buck converter, του buck-boost converter, και του απλού ρυθμιστή τάσης. Κάθε converter και ρυθμιστής τάσης είναι σχεδιασμένος και αποδοτικός σε ένα πολύ συγκεκριμένο εύρος ρευμάτων εξόδου. Το σύστημα ωστόσο, δεν έχει συγκεκριμένη κατανάλωση καθ' όλη τη διάρκεια του κύκλου λειτουργίας του. Ενδεικτικά, ο μικροελεγκτής, ο οποίος λειτουργεί συνεχώς, καταναλώνει μόλις $5.2mA$. Αντίθετα, η εγγραφή στην SD κάρτα, απαιτεί δεκάδες mA, όπως και αρκετοί αισθητήρες. Για το λόγο αυτό, η σχεδίαση περιλαμβάνει δύο διαφορετικά τροφοδοτικά, με διαφορετικό εύρος ρευμάτων που λειτουργούν βέλτιστα, ούτως ώστε να εξασφαλίζεται αποδοτική λειτουργία ασχέτως των διακυμάνσεων.

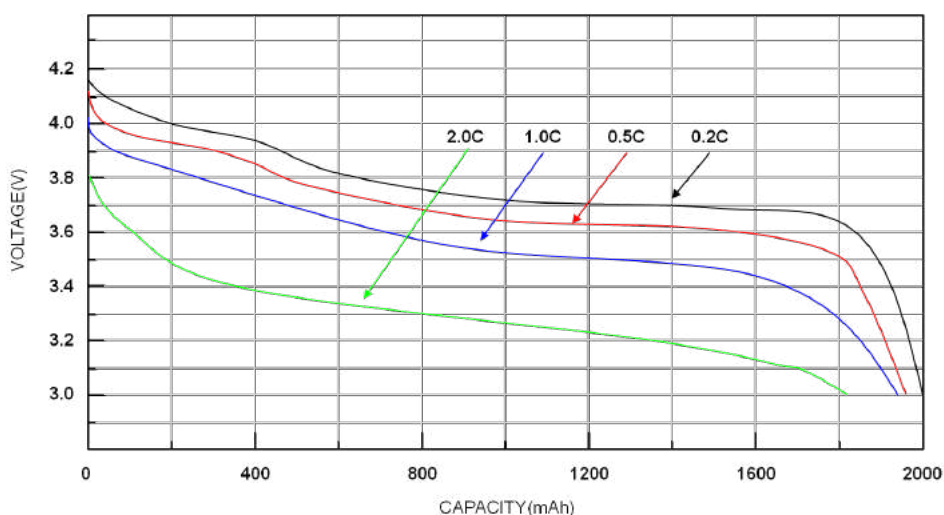
Η πρώτη πιθανή επιλογή, αυτή του buck converter, δεν ήταν δυνατό να λειτουργήσει σε αυτή την περίπτωση. Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα 39, για το μεγαλύτερο μέρος του κύκλου λειτουργίας μίας LiPo μπαταρίας, η τάση τους βρίσκεται γύρω στην ονομαστική τους, περίπου στα $3.7V$. Οι buck converters ωστόσο έχουν τιμές dropout voltage 1-2Volts. Το Dropout Voltage είναι η ελάχιστη διαφορά που μπορεί να έχει η τάση εξόδου του buck converter από την τάση εισόδου του. Συνεπώς, με βάση τα παραπάνω, ήταν αδύνατο να βρεθεί buck converter που να μπορεί να ρυθμιστεί στα $3.3V$ τάσης εξόδου.

Η δεύτερη επιλογή, ο buck-boost converter, δεν έχει τον περιορισμό του dropout voltage, ωστόσο δεν υπήρχαν διαθέσιμοι buck-boost converters που να είναι αποδοτικοί σε πολύ χαμηλά ρεύματα, ειδικά σε αυτά που χρησιμοποιούνται στο δεύτερο προτεινόμενο σύστημα. Επιπλέον, είναι πιο σύνθετα ολοκληρωμένα και απαιτούν επιπλέον εξωτερικά εξαρτήματα, ενώ έχουν και σχετικά υψηλό κόστος.

Η επιλογή των απλών voltage regulators τα οποία υποβιβάζουν την τάση εισόδου τους σε μία επιθυμητή τιμή, αντιμετωπίζουν ανάλογο πρόβλημα με τους buck converters όσον αφορά στο dropout voltage. Αν και συνήθως έχουν μικρότερο dropout voltage από τον buck converter, ακόμη και μια τιμή της τάξης των 0.5

Volt θα ήταν προβληματική: Υποθέτοντας ότι η επιθυμητή τάση εξόδου του regulator είναι στα $3.3V$, τότε η ελάχιστη τάση που θα πρέπει να έχει στην είσοδό του ο regulator είναι $3.3V$ συν το dropout voltage, δηλαδή $3.8V$. Από εκείνη την τάση εισόδου και χαμηλότερα, ο regulator δεν θα μπορεί να αποδώσει πλέον $3.3V$ στην έξοδό του. Επομένως, η LiPo που τροφοδοτεί το regulator, θα μπορεί να εκφορτιστεί από τα $4.2V$ όταν είναι πλήρως φορτισμένη, μέχρι τα μόλις $3.8V$. Όπως φαίνεται στο διάγραμμα 39, μέχρι τα $3.8V$, η LiPo έχει προσφέρει λιγότερο από το 25% της χωρητικότητάς της. Συνεπώς και η λύση αυτή δεν είναι αποδεκτή.

Τελικά χρησιμοποιήθηκε μία ειδική κατηγορία ρυθμιστών τάσης, τα LDO (Low Dropout) voltage regulators. Συγκεκριμένα, για τις συνεχείς, χαμηλές καταναλώσεις, χρησιμοποιήθηκε το [NCP715SQ33T2G](#) της ON Semiconductor, με μέγιστο ρεύμα εξόδου $50mA$. Το ενδιαφέρον στοιχείο του LDO αυτού είναι το γεγονός ότι για ρεύματα της τάξης των $5 - 10mA$, το dropout voltage του είναι μόλις $40 - 60mV$. Κατά συνέπεια, το LDO αυτό μπορεί να αποδίδει $3.3V$ στην έξοδο, για τάση εισόδου (τάση LiPo) $V_{LiPo} = 3.3 + 60mV = 3.36V$. Στο σημείο αυτό είναι χρήσιμη η μελέτη της ακόλουθης γραφικής παράστασης προτού συνεχιστεί η ανάλυση.



Σχήμα 39: Διάγραμμα εκφόρτισης LiPo 2000mAh για διαφορετικά ρεύματα εκφόρτισης [37]

Από το παραπάνω διάγραμμα προκύπτουν ορισμένα πολύ χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά, οι διαφορετικές τιμές στις καμπύλες (0.2C, 0.5C κλπ.) αφορούν στο ρεύμα φόρτισης-εκφόρτισης της μπαταρίας, οπότε, για παράδειγμα, 0.2C σημαίνει ρεύμα ίσο με 0.2 φορές την ονομαστική χωρητικότητα. Δηλαδή στο

παραπάνω παράδειγμα, 0.2C σημαίνει ρεύμα $I = 0.2 \cdot 2000mA = 400mA$. Επίσης οι μπαταρίες LiPo δεν πρέπει να εκφορτίζονται κάτω από τα 3V. Όπως φαίνεται στο σχήμα, όσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα εκφόρτισης, τόσο λιγότερη από τη χωρητικότητα της μπαταρίας μπορεί να αξιοποιηθεί μέχρι να φτάσει στο όριο των 3 Volts. Αντίθετα, για μικρά ρεύματα σε σχέση με την χωρητικότητα, μπορεί να αξιοποιηθεί όλη η χωρητικότητα της μπαταρίας μέχρι τα 3Volt. Στη περίπτωση της LiPo του συστήματος, των 2500mAh, το ρεύμα 0.2C ισούται με 500mA. Όπως θα παρουσιαστεί σε επόμενο κεφάλαιο, η κατανάλωση του συστήματος είναι κάτω από 500mA, οπότε η καμπύλη 0.2C είναι μία καλή προσέγγιση για την προτεινόμενη εφαρμογή.

Συνεχίζοντας την προηγούμενη ανάλυση, για την τάση $V_{LiPo} = 3.36$ προκύπτει για την καμπύλη 0.2C ότι έχει αποδοθεί πάνω απ' το 95% της χωρητικότητας της, συνεπώς πρόκειται για μία απόλυτα ικανοποιητική λύση. Όσον αφορά στην απόδοση του LDO τροφοδοτικού, ισχύει:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} \quad (82)$$

Ο όρος P_{Loss} υπολογίζεται ως εξής:

$$P_{loss} = V_{in}I_{out} + V_{in}I_q - V_{out}I_{out} \quad (83)$$

όπου $I_{in} = I_{out} + I_q$ και I_q είναι το ρεύμα απωλειών (quiescent current). Το LDO που επιλέχθηκε έχει πολύ μικρό ρεύμα $I_q < 5\mu A$, το οποίο σημαίνει ότι ο όρος $V_{in}I_q$ έχει αμελητέα συνεισφορά τόσο στην ισχύ εισόδου P_{in} όσο και στις απώλειες P_{loss} . Συνεπώς η ισχύς P_{in} γίνεται:

$$P_{in} = V_{in}I_{in} = V_{in}I_{out} + V_{in}I_q = V_{in}I_{out} \quad (84)$$

Ενώ η (83) γίνεται:

$$P_{loss} = (V_{in} - V_{out})I_{out} = V_{dropout}I_{out} \quad (85)$$

Η σχέση (85) δείχνει ότι οι απώλειες καθορίζονται, για το συγκεκριμένο ultra-low quiescent current τροφοδοτικό, σχεδόν αποκλειστικά από την τάση $V_{dropout}$.

Τελικά, με αντικατάσταση στη σχέση (82), προκύπτει για την απόδοση του LDO:

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = \frac{V_{in}I_{out} - (V_{in} - V_{out})I_{out}}{V_{in}I_{out}} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (86)$$

Λαμβάνοντας τη μέση κατάσταση λειτουργίας του συστήματος, όπου η μπαταρία LiPo θα λειτουργεί στην ονομαστική της τάση $3.7V$, και η τάση εξόδου θα είναι στα $3.3V$, προκύπτει απόδοση για το LDO:

$$\eta = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{3.3V}{3.7V} = 89\% \quad (87)$$

Η απόδοση αυτή είναι εξαιρετική και οφείλεται στο γεγονός ότι αφενός η τάση $V_{dropout}$ στο προτεινόμενο σύστημα είναι σημαντικά μικρή, και αφετέρου στο ιδιαίτερα αποδοτικό LDO με το αμελητέο ρεύμα I_q .

Για τα πιο ενεργοβόρα στοιχεία του συστήματος στα $3.3V$, χρησιμοποιήθηκε το LDO [TLV73333](#) της Texas Instruments. Το τροφοδοτικό αυτό έχει μέγιστο ρεύμα εξόδου $300mA$, και αξιοποιείται, όπως προαναφέρθηκε, για καταναλώσεις μικρής διάρκειας (εγγραφή σε SD κάρτα, λήψη μέτρησης από συγκεκριμένους αισθητήρες), της τάξης των δεκάδων mA. Τα βασικά χαρακτηριστικά του, είναι η πολύ χαμηλή dropout τάση του, ιδιαίτερα σε ρεύματα μικρότερα των $100mA$, επιτρέποντας την αξιοποίηση του μεγαλύτερου ποσοστού της ενέργειας της μπαταρίας, ενώ το ρεύμα απωλειών είναι και στην περίπτωση αυτή αμελητέο μπροστά στο ρεύμα εξόδου του. Κατά συνέπεια η απόδοσή του είναι ανάλογη με αυτή του NCP που υπολογίστηκε παραπάνω.

Επιπλέον, ορισμένα στοιχεία του κυκλώματος, χρειάζονται τροφοδοσία $5V$ και δεν είναι συμβατά με $3.3V$. Η μόνη μέθοδος ανύψωσης της τάσης εισόδου της μπαταρίας στα $5V$, είναι με χρήση ενός boost converter. Στο προτεινόμενο σύστημα χρησιμοποιήθηκε ο μετατροπέας [ISL9111A](#) της Renesas. Το βασικό χαρακτηριστικό του συγκεκριμένου converter που τον καθιστά κατάλληλο για την εφαρμογή αυτή, είναι η πολύ υψηλή απόδοσή του σε ρεύματα από 1 έως $100mA$, η οποία κυμαίνεται αντίστοιχα από 90 έως και 95% . Για την διεπαφή των εξαρτημάτων που τροφοδοτούνται με $5V$ με το υπόλοιπο σύστημα των $3.3V$, χρησιμοποιούνται Logic Level Converters.

Τέλος, το σύστημα έχει και μία επιπλέον μικρή μπαταρία λιθίου CR-2032, η οποία τροφοδοτεί το RTC, και εξασφαλίζει ότι το σύστημα θα διατηρεί τη σωστή

ημερομηνία ακόμα και χωρίς την κύρια τροφοδοσία.

3.1.3 Υποσύστημα αισθητήρων

Το προτεινόμενο σύστημα έχει τη δυνατότητα καταγραφής των ακόλουθων δεδομένων: θερμοκρασία νερού, οξύτητα/αλκαλικότητα (pH) νερού, αγωγιμότητα νερού, θολερότητα νερού και υδροστατική πίεση. Για τα τρία πρώτα μεγέθη, χρησιμοποιήθηκαν αισθητήρες της Atlas Scientific.

Οι αισθητήρες αυτοί είναι κατάλληλα σχεδιασμένοι για υποβρύχια λειτουργία, και η διασύνδεσή τους στο μικροελεγκτή γίνεται είτε μέσω σειριακής επικοινωνίας (UART), η οποία είναι και η προτεινόμενη, είτε μέσω I2C. Κάθε αισθητήρας αποτελείται από το αισθητήριο όργανο, και από ένα εξειδικευμένο κύκλωμα (EZO circuit) που είναι υπεύθυνο για τη διαχείριση, επεξεργασία, και προώθηση των μετρήσεων που συλλέγονται από το αισθητήριο. Μέσω της σειριακής διεπαφής, υπάρχουν πολλές επιλογές όσον αφορά στη ρύθμιση του κάθε αισθητήρα. Ενδεικτικά μπορεί να ρυθμιστεί η συχνότητα λήψης μετρήσεων, οι παράμετροι της επικοινωνίας, η κατάσταση λειτουργίας του, όπως επίσης και να γίνει βαθμονόμηση του αισθητήριου.

Ο αισθητήρας θερμοκρασίας νερού χρησιμοποιεί αισθητήριο PT-1000, το οποίο έχει τη δυνατότητα μέτρησης από -200°C έως 850°C . Η ακρίβειά του είναι $\pm 0.15^{\circ}\text{C} + 0.002 \times t$. Η αρχή λειτουργίας του είναι η μεταβολή της αντίστασης του αισθητήριου με τη μεταβολή της θερμοκρασίας. Ένα σημαντικό πλεονέκτημα των αισθητηρίων από λευκόχρυσο, όπως το PT-1000 είναι η σχετικά γραμμική συσχέτιση της αντίστασης με τη θερμοκρασία. Για το συγκεκριμένο PT-1000 ισχύει:

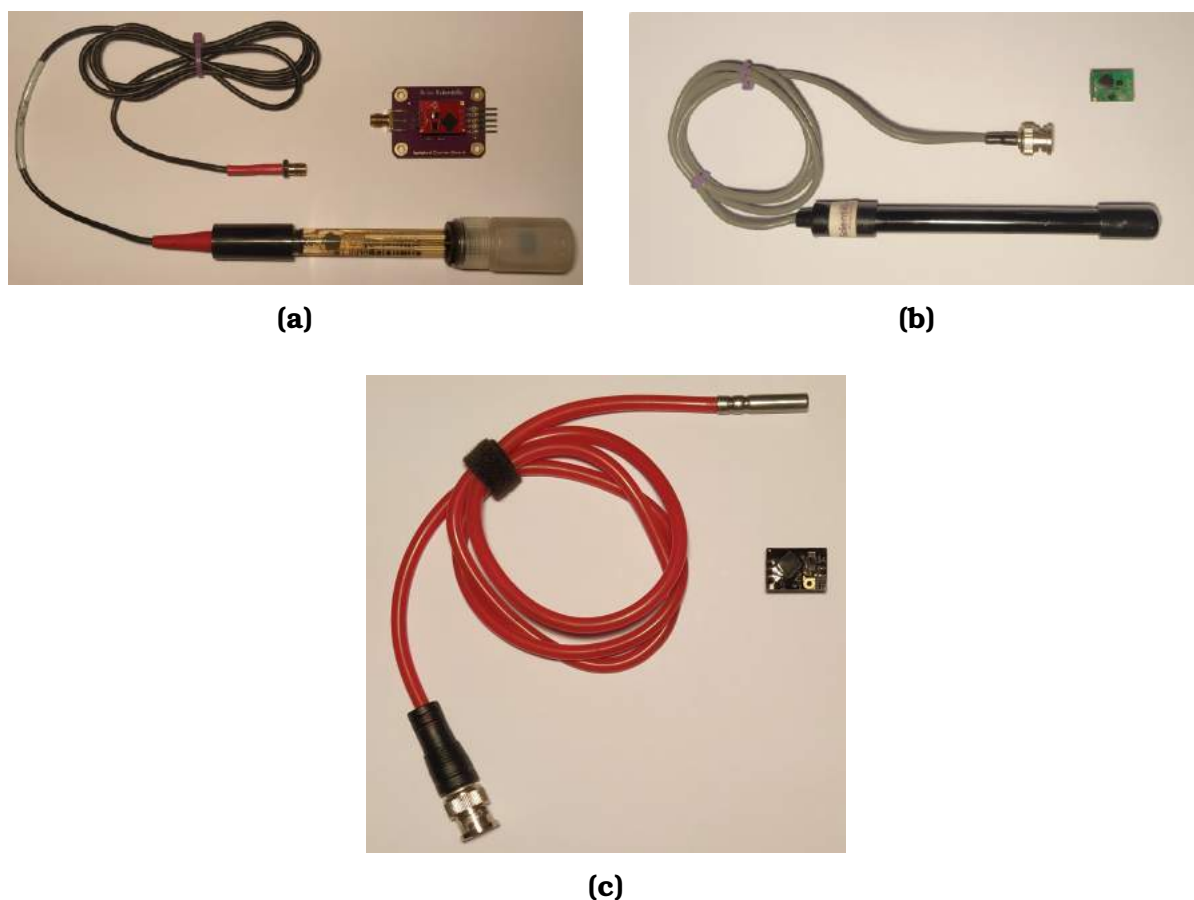
$$T = \frac{\sqrt{-0.032R + 17.59246} - 3.908}{0.00116} \quad (88)$$

όπου R είναι η αντίσταση του PT-1000, και T η θερμοκρασία που μετράται. Πέραν του αισθητηρίου βέβαια, υπάρχει και το EZO κύκλωμα το οποίο ψηφιοποιεί τις μετρήσεις, και επιτρέπει τη σειριακή διεπαφή. Η ανάλυση του EZO κυκλώματος είναι 0.001 ενώ η ακρίβειά του είναι $\pm 0.10^{\circ}\text{C} + 0.0017 \times t$. Τέλος, η βαθμονόμηση του αισθητήρα είναι ενός σημείου, και επιτυγχάνεται με βρασμό απιονισμένου νερού, ορίζοντας έτσι με καλή ακρίβεια τη θερμοκρασία των 100°C .

Ο αισθητήρας pH, χρησιμοποιεί ένα αισθητήριο ακρίβειας ± 0.0001 . Το αισθητήριο αυτό χρησιμοποιεί μία ημιπερατή γυάλινη μεμβράνη, η οποία επιτρέπει τη διάχυση ιόντων υδρογόνου μεταξύ του περιβάλλοντος υγρού και της εξωτερικής επιφάνειας του αισθητήρα. Η διαφορά σε κατιόντα υδρογόνου που δημιουργεί-

ται μεταξύ της εξωτερικής επιφάνειας του αισθητήριου σε σχέση με ένα εσωτερικό διάλυμα αναφοράς προκαλεί ένα πολύ ασθενές ρεύμα, το οποίο είναι ανάλογο του pH του περιβάλλοντος υγρού. Για τη λήψη, την ενίσχυση και την ψηφιοποίηση αυτού του σήματος χρησιμοποιείται το αντίστοιχο ΕΖΟ κύκλωμα, το οποίο παρέχει ακρίβεια ± 0.002 και ανάλυση 0.001. Να σημειωθεί επίσης ότι, πέραν των υπόλοιπων ρυθμίσεων που παρέχει το ΕΖΟ, μπορεί με κατάλληλη εντολή να αντισταθμίσει την επίδραση της θερμοκρασίας στη μέτρηση του pH. Λόγω της ευαισθησίας του αισθητήρα pH, χρησιμοποιείται επιπλέον ένα κύκλωμα απομόνωσης τροφοδοσίας (voltage isolator), το οποίο απομονώνει ηλεκτρικά το αισθητήριο και το ΕΖΟ με το υπόλοιπο κύκλωμα. Τέλος, ιδιαίτερα σημαντική είναι η διαδικασία βαθμονόμησης του αισθητήρα, η οποία μπορεί να είναι ενός, δύο ή και τριών σημείων. Για το λόγο αυτό παρέχονται κατάλληλα διαλύματα προκαθορισμένου μεσαίου, χαμηλού και υψηλού pH.

Ο αισθητήρας αγωγιμότητας, χρησιμοποιεί αισθητήριο που καταγράφει σε εύρος από 5 έως $200000 \mu S/cm$. Ενδεικτικά, το θαλασσινό νερό έχει αγωγιμότητα $3-6 S/m$ [53] ή $30000-60000 \mu S/cm$. Η μέτρηση της αγωγιμότητας γίνεται άμεσα, με την εφαρμογή εναλλασσόμενης τάσης σε δύο ηλεκτρόδια, τα οποία βυθίζονται στο υγρό. Η επεξεργασία του σήματος του αισθητήριου γίνεται από το ΕΖΟ κύκλωμα, το οποίο παρέχει ακρίβεια $\pm 2\%$ και ανάλυση $1.0 \mu S/cm$. Αντίστοιχα με τον αισθητήρα pH, έχει δυνατότητα temperature compensation, καθώς η θερμοκρασία επηρεάζει σημαντικά την αγωγιμότητα, ενώ παρέχεται κύκλωμα voltage isolator για τη μη αλλοίωση της μέτρησης. Επιπλέον απαιτείται λεπτομερής βαθμονόμηση και για το σκοπό αυτό, παρέχονται δύο διαλύματα, ένα χαμηλής και ένα υψηλής συγκέντρωσης. Η βαθμονόμηση μπορεί να είναι ακόμη και ενός σημείου, καθορίζοντας τη μηδενική αγωγιμότητα όταν το αισθητήριο είναι στεγνό, είτε δύο και τριών σημείων, αξιοποιώντας τα διαλύματα βαθμονόμησης. Οι αισθητήρες Atlas Scientific που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στις φωτογραφίες του σχήματος 40.



Σχήμα 40: Αισθητήρες Atlas Scientific με τα αντίστοιχα EZO κυκλώματα. **a)** Αισθητήρας pH, **b)** αισθητήρας αγωγιμότητας, **c)** αισθητήρας θερμοκρασίας

Η μέτρηση της υδροστατικής πίεσης στο προτεινόμενο σύστημα γίνεται με χρήση του αισθητήρα BAR02 της BlueRobotics, ο οποίος φαίνεται στη φωτογραφία του σχήματος 41. Πρόκειται για ένα MEMS αισθητήρα υψηλής ακρίβειας, και εύρους μέτρησης μέχρι 10 bar, και συνεπώς μέχρι 10 μέτρα βάθος. Η ακρίβεια του αισθητήρα είναι $\pm 4\text{mbar}$, που αντιστοιχεί σε αύξηση βάθους 4cm περίπου, ενώ παρέχει ψηφιοποιημένο σήμα μέσω I2C πρωτοκόλλου. Η ανάλυση του αισθητήρα είναι 0.016mbar . Επίσης συμπεριλαμβάνεται στον BAR02 ένας αισθητήρας θερμοκρασίας ακρίβειας $\pm 2^\circ\text{C}$ για να ισοσταθμίζει την επίδραση της θερμοκρασίας στη μέτρηση. Η υδροστατική πίεση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να υπολογιστεί το βάθος σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση:

$$P = pgh \quad (89)$$

όπου P η υδροστατική πίεση, p η πυκνότητα του υγρού, h το βάθος ή ύψος της

υδάτινης στήλης και g η επιτάχυνση της βαρύτητας.



Σχήμα 41: Αισθητήρας υδροστατικής πίεσης BAR02 της BlueRobotics

Ο τελευταίος αισθητήρας του προτεινόμενου συστήματος είναι ο αισθητήρας θολερότητας της DFRobot, ο οποίος φαίνεται στη φωτογραφία του σχήματος 42. Πρόκειται για ένα φθηνό, όχι ιδιαίτερα αξιόπιστο αισθητήρα, για τον οποίο δεν υπάρχουν διαθέσιμες αναλυτικές προδιαγραφές. Η λειτουργία του βασίζεται στη σκέδαση εκπεμπόμενης φωτεινής δέσμης στα σωματίδια που βρίσκονται εντός του υγρού. Μπορεί να λειτουργήσει είτε ως ανιχνευτής, καθορίζοντας το επιθυμητό threshold, είτε ως αισθητήρας, παρέχοντας αναλογικό σήμα εξόδου. Σύμφωνα με τα δύο παρεχόμενα διαγράμματα της εταιρίας, υπάρχει εξάρτηση του σήματος εξόδου από τη θερμοκρασία, ενώ η σχέση που αντιστοιχεί το σήμα εξόδου σε μονάδες θολερότητας NTU (Nephelometric Turbidity Units) είναι η ακόλουθη:

$$Tu = -1120.4V^2 + 5742.3V - 4352.9 \quad (90)$$

όπου Tu η θολερότητα σε NTU, και V η αναλογική τάση εξόδου του αισθητήρα. Όπως προαναφέρθηκε, καθώς ο αισθητήρας δεν είναι ιδιαίτερα αξιόπιστος, στο προτεινόμενο σύστημα αξιοποιείται στην πράξη απευθείας μέσω της τάσης εξόδου, για μία γενική ένδειξη της διαύγειας του νερού και όχι για τη λήψη μέτρησης υψηλής ακρίβειας.



Σχήμα 42: Αισθητήρας θολερότητας DFRobot

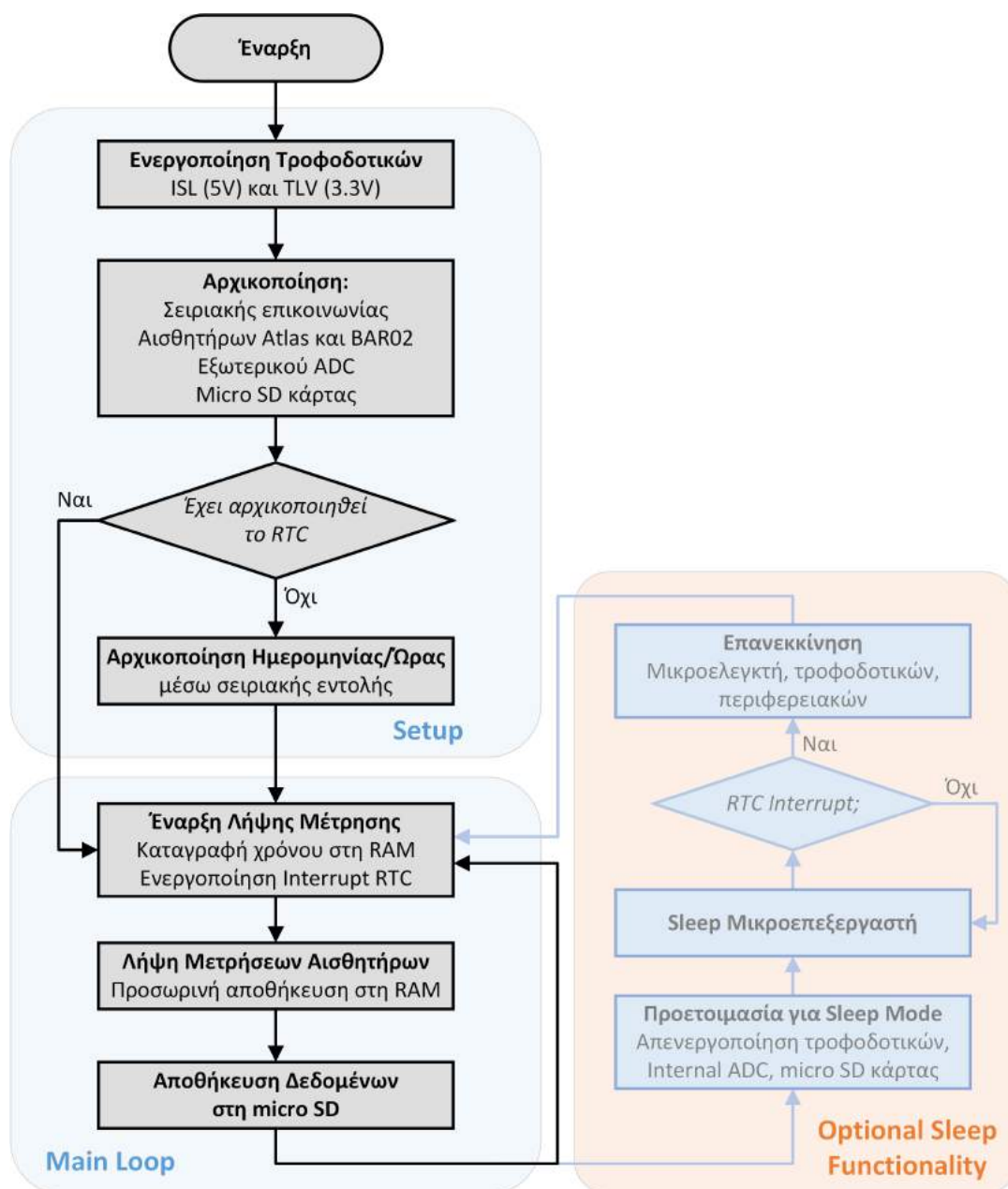
Οι επιλογές του προτεινόμενου συστήματος για την αξιοποίηση αναλογικών μετρήσεων είναι δύο: Ο ATmega328P έχει ενσωματωμένο ADC converter ανάλυσης 10-bit. Μέσω αυτού, μπορεί να λάβει και να ψηφιοποιήσει οποιαδήποτε αναλογική τάση είναι μεταξύ 0V και 3.3V, που είναι η τάση τροφοδοσίας του. Ωστόσο, όπως προαναφέρθηκε, ο αναλογικός αισθητήρας θολερότητας λειτουργεί στα 5V. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε ένας εξωτερικός ADC, ο οποίος λειτουργεί στα 5V, και επικοινωνεί, μέσω Logic Level Converter, με πρωτόκολλο I2C με τον μικροελεγκτή. Ο ADC που χρησιμοποιήθηκε είναι ο ADS1115, ανάλυσης 16 bit.

3.1.4 Υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων

Η αποθήκευση των δεδομένων στο προτεινόμενο σύστημα γίνεται με χρήση κάρτας micro SD. Τα δεδομένα που συλλέγει ο μικροελεγκτής σε κάθε κύκλο λειτουργίας του αποθηκεύονται προσωρινά κατά τη συλλογή τους στη μνήμη RAM του, προτού μεταφερθούν στην SD κάρτα για μόνιμη αποθήκευση. Καθώς το σύστημα είναι σχεδιασμένο για υποθαλάσσια λειτουργία, η ασύρματη μεταφορά δεδομένων είναι πολύ δύσκολη και δεν προσφέρει κάποια βελτίωση στο σύστημα, καθώς αυτό δεν χρησιμοποιείται για εφαρμογές real-time παρακολούθησης. Για το λόγο αυτό επιλέχθηκε η κάρτα SD ως μέθοδος αποθήκευσης, η οποία, με το πέρας των μετρήσεων, αφαιρείται εύκολα για να ληφθούν οι μετρήσεις σε έναν υπολογιστή.

3.1.5 Κώδικας

Η λειτουργικότητα του προτεινόμενου συστήματος βασίζεται στον κώδικα που εκτελεί ο μικροελεγκτής. Για τις ανάγκες του συστήματος αναπτύχθηκε βιβλιοθήκη σε C++ για την ευκολότερη διαχείριση των αισθητήρων της Atlas Scientific. Στο ακόλουθο διάγραμμα ροής παρουσιάζεται η δομή του συστήματος.



Σχήμα 43: Διάγραμμα ροής κώδικα συστήματος Test Dive

3.2 Προτεινόμενο σύστημα “CompleteSystem”

Η σχεδίαση και η υλοποίηση του συστήματος TestDive αποτέλεσε τη βάση για την ανάπτυξη του κυρίως συστήματος της παρούσας εργασίας, του Complete System. Το σύστημα αυτό εμπερικλείει όλη τη λειτουργικότητα του συστήματος TestDive, αλλά την επεκτείνει σημαντικά σε αρκετούς τομείς, αποτελώντας με αυτό τον τρόπο μία πρωτότυπη, επεκτάσιμη πλατφόρμα διασύνδεσης και διαχείρισης αισθητήρων και περιφερειακών με διαφορετικά πρωτόκολλα και τροφοδοσίες. Σε συνδυασμό με τη δυνατότητα δικτύωσης που διαθέτει, δημιουργεί πλήρως προσαρμόσιμους κόμβους αισθητήρων, όσον αφορά στα αισθητήρια όργανα που θα διασυνδεθούν, στη στρατηγική λήψης και αποθήκευσης μετρήσεων, αλλά και διαχείρισης της ενέργειάς τους. Η σχεδίαση του συστήματος αυτού, πέραν της εύκολης συνδεσιμότητας, είχε ως κύρια παράμετρο την ελαχιστοποίηση της κατανάλωσης ενέργειας. Εξάλλου, η φύση των εφαρμογών για τις οποίες έχει σχεδιαστεί, δεν είναι η συλλογή αλληπάλληλων μετρήσεων σε μικρό χρονικό διάστημα όπως στο TestDive, αλλά αντίθετα η μακροχρόνια λειτουργία του άνευ επιτήρησης και η περιοδική λήψη μετρήσεων ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις της εφαρμογής και αυτονομίας. Κατά κανόνα, για το μεγαλύτερο διάστημα της λειτουργίας του, το σύστημα θα βρίσκεται σε κατάσταση χαμηλής κατανάλωσης, και θα ενεργοποιείται μόνο για τη συλλογή ή/και αποστολή μετρήσεων.

Να σημειωθεί ωστόσο, ότι λόγω της ευελιξίας του, το σύστημα CompleteSystem μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε αντίστοιχες εφαρμογές με το σύστημα TestDive, ή ακόμα να εγκατασταθεί επάνω σε πλωτήρα, λειτουργώντας ως θαλάσσιος κόμβος αισθητήρων

3.2.1 Υποσύστημα μικροελεγκτή

Η αρχική σχεδίαση του συστήματος χρησιμοποιούσε, σε αντιστοιχία με το σύστημα TestDive, τον μικροελεγκτή ATmega328P. Ωστόσο, πολύ γρήγορα, λόγω των αυξημένων απαιτήσεων του προτεινόμενου συστήματος, ο μικροελεγκτής αυτός δεν ήταν επαρκής, ούτε από άποψη μνήμης, ούτε από άποψη διαθέσιμων ψηφιακών θυρών. Η απαιτούμενη αναβάθμιση των δυνατοτήτων του μικροελεγκτή ικανοποιήθηκε με τον [ATmega1284P](#). Ο μικροελεγκτής αυτός διαθέτει 128kByte Flash μνήμη, 4kByte EEPROM και 16kByte RAM, επιτρέποντας τη δημιουργία αρκετά μεγαλύτερων και πιο σύνθετων προγραμμάτων, με αυξημένες απαιτήσεις κατά την εκτέλεσή τους. Επιπλέον έχει 40-pin συσκευασία, προσφέροντας συνδεσιμότητα SPI, I2C, δύο διαφορετικά κανάλια UART, ένα επιπλέον external interrupt, περισσότερες αναλογικές εισόδους, και περισσότερες ψηφιακές θύρες.

Ο προγραμματισμός και σε αυτή την περίπτωση του μικροελεγκτή έγινε μέσω του Arduino IDE, σε C++. Παρά την ευελιξία που παρέχει η σαφώς μεγαλύτερη μνήμη του ATmega1284P, αξιοποιήθηκαν εκ νέου όλες οι πρακτικές που αναφέρθηκαν και στο TestDive για τη βελτίωση του χωρικού αποτυπώματος του κώδικα. Ωστόσο, η μνήμη επέτρεψε τη χρήση bootloader, καθιστώντας πιο εύκολο και πρακτικό τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή. Ο bootloader που χρησιμοποιήθηκε είναι ο Mighty1284P [7] και βασίζεται στον bootloader Optiboot, ο οποίος είχε αρχικά αναπτυχθεί ως εναλλακτική του bootloader του ATmega328P των Arduino, απαιτώντας πολύ λιγότερο χώρο.

Ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό του ATmega1284P είναι ότι, παρότι προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα, ταυτόχρονα η κατανάλωση ενέργειας του παραμένει χαμηλή, ενώ προσφέρει πλήθος επιλογών για τη διαχείρισή της. Συγκεκριμένα, ανήκει στους AVR μικροελεγκτές της σειράς Pico-Power που προσφέρουν σημαντικά χαμηλή κατανάλωση. Οι μέθοδοι που αξιοποιήθηκαν για τη βέλτιστη διαχείριση της ενέργειας του μικροελεγκτή συνοψίζονται πέραν από το datasheet του μικροελεγκτή, σε μία εξαιρετική ιστοσελίδα του χρήστη Nick Gammon, η οποία αποτελεί σημείο αναφοράς για low-power σχεδίαση με ATmega μικροελεγκτές [23]. Συγκεκριμένα, οι τεχνικές που ακολουθήθηκαν είναι οι εξής: Μέσω του bootloader, προγραμματίστηκαν κατάλληλα τα fuse bits του μικροελεγκτή, έτσι ώστε να αξιοποιεί τον εσωτερικό ταλαντωτή των 8MHz. Επίσης, υπάρχει η δυνατότητα μέσω των fuse bits να απενεργοποιηθεί τελείως το brownout detection module του μικροελεγκτή, το οποίο είναι υπεύθυνο να εντοπίζει το ενδεχόμενο στιγμιαίας πτώσης της τάσης της τροφοδοσίας του μικροελεγκτή, και να τον επανεκκινεί, για να εξασφαλίζεται η ομαλή του λειτουργία. Επιπλέον, ο ATmega1284P μπορεί να απενεργοποιεί στο runtime το brownout detection, για παράδειγμα, προτού εισέλθει σε sleep mode, ενώ σημαντική βελτίωση της κατανάλωσης επιτυγχάνεται με την απενεργοποίηση των διάφορων modules του επεξεργαστή όταν αυτά δεν χρησιμοποιούνται. Ο εσωτερικός ADC του μικροελεγκτή συνεισφέρει αρκετά στην κατανάλωση, οπότε είναι σημαντικό να απενεργοποιείται από τον αντίστοιχο καταχωρητή όταν δε χρησιμοποιείται. Επίσης, υπάρχει ο καταχωρητής PRR (Power Reduction Register), μέσω του οποίου μπορεί να διακοπεί το ρολόι από μη χρησιμοποιούμενα modules. Τέλος, τα διαφορετικά sleep modes προσφέρουν εναλλακτικές ρυθμίσεις όσον αφορά στα ενεργά και μη modules, με το Power-Down Mode να είναι το πιο αποτελεσματικό, καθώς διακόπτεται το ρολόι σε όλα τα modules πλην του watchdog timer. Με τον τρόπο αυτό, ελαχιστοποιείται η κατανάλωση του ATmega1284P. Μία επιπλέον παράμετρος, είναι η λειτουργία του μικροεπεξεργαστή σε μικρότερη τάση: Η

κατανάλωση ενέργειάς του είναι μεγαλύτερη στα $5V$ σε σχέση με τα $3.3V$.

Το προτεινόμενο σύστημα χρησιμοποιεί κατάλληλα διαμορφωμένα headers αλλά και έναν Logic Level Converter προκειμένου να παρέχει τη δυνατότητα προγραμματισμού του μικροελεγκτή τόσο μέσω σειριακής θύρας (με χρήση bootloader), όσο και μέσω εξωτερικού προγραμματιστή (απουσία bootloader).

3.2.2 Υποσύστημα τροφοδοσίας

Το υποσύστημα τροφοδοσίας του CompleteSystem είναι το ίδιο με αυτό που περιγράφηκε στο σύστημα TestDive. Η σχεδίαση, όπως προαναφέρθηκε, της τροφοδοσίας των συστημάτων αυτών βασίζεται σε εξαιρετικά αποδοτικά τροφοδοτικά, τα οποία εξασφαλίζουν χαμηλή κατανάλωση σε όλο το εύρος ισχύος που απαιτεί το σύστημα. Το προτεινόμενο σύστημα βρίσκεται κατά κανόνα σε sleep mode, με όλα τα περιφερειακά απενεργοποιημένα, και μόνο τον μικροελεγκτή να καταναλώνει ισχύ, σε κατάσταση sleep. Το LDO NCP715SQ33T2G εξασφαλίζει την χαμηλή κατανάλωση σε αυτή την κατάσταση. Στην ενεργή κατάσταση, παρόλο που το προτεινόμενο σύστημα σε σχέση με το TestDive συνδυάζει πολλά περισσότερα περιφερειακά, η μέγιστη στιγμιαία κατανάλωση δεν αυξάνεται ιδιαίτερα, καθώς τα πρόσθετα στοιχεία δεν ενεργοποιούνται ταυτόχρονα (για παράδειγμα, δεν μεταδίδονται και λαμβάνονται μετρήσεις ταυτοχρόνως). Ως εκ τούτου, η απόδοση των τροφοδοτικών για τα $3.3V$ και τα $5V$ των περιφερειακών, είναι αντίστοιχη με αυτή στο σύστημα TestDive.

3.2.3 Υποσύστημα αισθητήρων και επεκτασιμότητα

Το προτεινόμενο σύστημα σχεδιάστηκε ώστε να παρέχει δυνατότητα διασύνδεσης πολλών και διαφορετικών αισθητήρων, ενώ παρέχει εξειδικευμένη συνδεσιμότητα για συγκεκριμένους αισθητήρες, με τους οποίους έγινε και η πειραματική λειτουργία του. Αρχικά παρέχει συνδεσιμότητα για όλους τους αισθητήρες του συστήματος TestDive, δηλαδή τους αισθητήρες Atlas Scientific, αλλά και τον αισθητήρα BAR02 και τον αισθητήρα θολρότητας. Πέραν αυτών υπάρχει εξειδικευμένη πρόβλεψη για τα modules BME280, MMA8452Q, GP2Y και BME680 το οποίο τελικώς δεν αξιοποιήθηκε, ενώ εξυπηρετεί πλήρως και τους βασικούς μετεωρολογικούς αισθητήρες της Davis καθώς και έναν αισθητήρα βροχόπτωσης.

Το [BME280](#) module βασίζεται στον ομώνυμο αισθητήρα της Bosch, ο οποίος καταγράφει βαρομετρική πίεση, σχετική υγρασία και θερμοκρασία. Συγκεκριμένα καταγράφει θερμοκρασίες από $-40^{\circ}C$ έως $85^{\circ}C$ με ακρίβεια $\pm 1.0^{\circ}C$ και ανάλυση $0.01^{\circ}C$, πίεση από $300hPa$ έως $1100hPa$ με ακρίβεια $\pm 0.12hPa$ και ανάλυση $0.18hPa$, και σχετική υγρασία από 0% έως 100% με ακρίβεια $\pm 3\%$ και ανάλυση 0.008% .

Ο αισθητήρας [MMA8452Q](#) είναι ένα ψηφιακό MEMS επιταχυνσιόμετρο χαμηλής κατανάλωσης. Η βιβλιοθήκη σε C++ διαχείρισης του αισθητήρα, έχει τη δυνατότητα ρύθμισης όλων των παραμέτρων μέτρησής του. Συγκεκριμένα, το επιταχυνσιόμετρο έχει ρυθμιζόμενο εύρος λειτουργίας $\pm 2g$, $\pm 4g$ ή $\pm 8g$. Επιπλέον, χρησιμοποιεί έναν ADC 12-bit, ενώ έχει τη δυνατότητα αποστολής και δεδομένων 8-bit για εφαρμογές που δε χρειάζονται μεγαλύτερη ανάλυση. Η ανάλυση του αισθητήρα εξαρτάται τόσο από το εύρος λειτουργίας, όσο και από την ανάλυση που αξιοποιείται στα δεδομένα εξόδου. Ενδεικτικά, για 12-bit δεδομένα, η ανάλυση για $\pm 8g$ είναι $256counts/g$ ή αλλιώς $0.0039g$, ενώ για $\pm 2g$ η ανάλυση είναι $1024counts/g$ ή αλλιώς $0.00098g$. Επιλέγοντας 8-bit δεδομένα, η ανάλυση μειώνεται αντίστοιχα κατά ένα παράγοντα $16x$.

Ο αισθητήρας σωματιδίων σκόνης, [GP2Y1010AU0F](#) λειτουργεί με χρήση ενός χρονικά καθορισμένου παλμού φωτός μίας φωτοδιόδου, ο οποίος λαμβάνεται από μία φωτοευαίσθητη δίοδο. Ανάλογα με τη σκόνη που υπάρχει στον αέρα, αυξομειώνεται και η αναλογική τάση εξόδου του αισθητήρα, η οποία είναι η τάση εξόδου της φωτοευαίσθητης διόδου, κατόπιν ενίσχυσης. Η εξάρτηση της πυκνότητας σκόνης (dust density, mg/m^3) από την τάση εξόδου, είναι γραμμική έως τα $0.5mg/m^3$. Η ευαισθησία του αισθητήρα, δίδεται ως η διαφορά τάσης εξόδου κατά τη μεταβολή κατά $0.1mg/m^3$ της πυκνότητας σκόνης, και ισούται με $0.5V$. Στο παρόν σύστημα ο αισθητήρας τροφοδοτείται ωστόσο με $3.3V$, και δυστυχώς δεν υπάρχει διαθέσιμη πληροφορία για την ακριβή συσχέτιση της τάσης εξόδου και της πυκνότητας σκόνης, ως εκ τούτου, χρησιμοποιείται ως ένδειξη των αυξομειώσεων των σωματιδίων σκόνης. Επίσης, για την καλύτερη λειτουργία του αισθητήρα, προσαρτήθηκε στην είσοδό του ένας μικρός ανεμιστήρας, ο οποίος κινεί τον ατμοσφαιρικό αέρα μέσα από αυτόν, ώστε να μειωθεί ο χρόνος απόκρισης του αισθητήρα σε μεταβολές της συγκέντρωσης αιωρούμενων σωματιδίων και να ελαχιστοποιηθεί η κατακράτηση σκόνης στο εσωτερικό του αισθητήρα.

Ο αισθητήρας βροχόπτωσης αποτελείται από μία επιφάνεια, της οποίας η αντίσταση μεταβάλλεται ανάλογα με τη βροχόπτωση, ενώ συμπεριλαμβάνεται και το κύκλωμα διαχείρισης του αισθητήρα, το οποίο παρέχει τόσο ψηφιακή όσο και αναλογική έξοδο: Η ψηφιακή έξοδος είναι υπό τη μορφή ανιχνευτή, όπου το σήμα μεταβαίνει με βάση ένα όριο (threshold) μεταξύ δύο καταστάσεων, ενώ η αναλογική έξοδος είναι ανάλογη της αντίστασης της επιφάνειας. Στο προτεινόμενο σύστημα, αξιοποιήθηκε η αναλογική έξοδος του αισθητήρα, ωστόσο επειδή η ακρίβειά του και το μέγεθος του αισθητηρίου δεν επιτρέπουν εξαγωγή λεπτομερών συμπερασμάτων, χρησιμοποιείται περισσότερο ως ανιχνευτής. Συ-

γκεκριμένα, η αναλογική έξοδος του αισθητήρα ψηφιοποιείται μέσω του ADC του ATmega1284P, και το εύρος τιμών του ADC διαιρείται σε τρία ίσα διαστήματα. Ανάλογα με το διάστημα στο οποίο αντιστοιχίζεται η ψηφιοποιημένη τιμή του αισθητήρα, κατατάσσεται σε μία εκ των κατηγοριών “No Rain”, “Light Rain”, “Heavy Rain”.

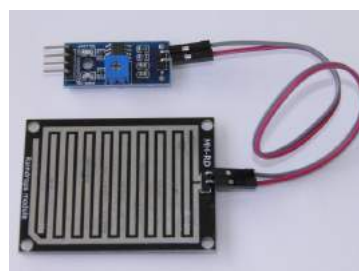
Τέλος, το [BME680](#) module βασίζεται στον ομώνυμο αισθητήρα της Bosch, ο οποίος καταγράφει σχετική υγρασία, θερμοκρασία, βαρομετρική πίεση, και σωματίδια στον αέρα. Συγκεκριμένα καταγράφει θερμοκρασίες από -40°C έως 80°C με ακρίβεια $\pm 1.0^{\circ}\text{C}$ και ανάλυση 0.01°C , πίεση από 300hPa έως 1100hPa με ακρίβεια $\pm 0.12\text{hPa}$ και ανάλυση 0.18hPa , και σχετική υγρασία από 0% έως 100% με ακρίβεια $\pm 3\%$ και ανάλυση 0.008%. Η κύρια λειτουργία του αισθητήρα ωστόσο είναι η καταμέτρηση πτητικών οργανικών ενώσεων (VOC), η οποία επιτυγχάνεται με τη θέρμανση μίας ευαίσθητης επιφάνειας σε συγκεκριμένη θερμοκρασία για καθορισμένο χρονικό διάστημα. Το χημικό αυτό αισθητήριο μεταβάλλει ανάλογα με την παρουσία σωματιδίων την αντίσταση της επιφάνειας, η οποία μετράται εύκολα. Στο προτεινόμενο σύστημα, η ανάλυση όσον αφορά στον αισθητήρα αυτό ολοκληρώνεται με την ανάκτηση της αντίστασης του αισθητήρα. Το μέγεθος αυτό ωστόσο, σε συνδυασμό και με τις υπόλοιπες μετρήσεις, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την εξαγωγή της μετρικής Index Air Quality (IAQ), με χρήση εξειδικευμένου software της Bosch. Στο διάγραμμα 44 παρουσιάζεται η ερμηνεία της μετρικής IAQ.

IAQ Index	Air Quality	Impact (long-term exposure)	Suggested action
0 – 50	Excellent	Pure air; best for well-being	No measures needed
51 – 100	Good	No irritation or impact on well-being	No measures needed
101 – 150	Lightly polluted	Reduction of well-being possible	Ventilation suggested
151 – 200	Moderately polluted	More significant irritation possible	Increase ventilation with clean air
201 – 250 ⁹	Heavily polluted	Exposition might lead to effects like headache depending on type of VOCs	optimize ventilation
251 – 350	Severely polluted	More severe health issue possible if harmful VOC present	Contamination should be identified if level is reached even w/o presence of people; maximize ventilation & reduce attendance
> 351	Extremely polluted	Headaches, additional neurotoxic effects possible	Contamination needs to be identified; avoid presence in room and maximize ventilation

Σχήμα 44: Δείκτης ποιότητας αέρα (IAQ) [5]

Για τη διαχείριση του BME680 υπάρχει βιβλιοθήκη σε C++, η οποία, εκτός της εύκολης διαχείρισης του module, μπορεί να ρυθμίσει παραμέτρους όπως τη συχνότητα δειγματοληψίας στους τρεις αισθητήρες, τη λειτουργία του αισθητήρα αερίων, αλλά και τη χρησιμοποίηση IIR φίλτρου, προκειμένου οι μετρήσεις να μην είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες σε στιγμιαίες μεταβολές των τιμών, αλλά αντίθετα να λαμβάνονται υπόψιν και οι προηγούμενες μετρήσεις του αισθητήρα. Η διεπαφή που προσφέρει το module που χρησιμοποιήθηκε είναι I2C.

Οι τέσσερις αισθητήρες που αναφέρθηκαν παραπάνω, Φαίνονται στις φωτογραφίες του σχήματος 45.

**(a)****(b)****(c)****(d)****(e)**

Σχήμα 45: Αισθητήρες που χρησιμοποιήθηκαν με το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem. **a)** BME280, **b)** MMA8452Q, **c)** BME680, **d)** αισθητήρας σωματιδίων σκόνης GP2Y με προσαρτημένο ανεμιστήρα, **ε)** αισθητήρας βροχοπτώσης

Το προτεινόμενο σύστημα είναι πλήρως προσαρμοσμένο για την εύκολη χρήση και διασύνδεση των μετεωρολογικών αισθητήρων Davis. Οι αισθητήρες αυτοί είναι ένα ανεμόμετρο (ταχύτητα και διεύθυνση αέρα), ένας αισθητήρας ηλιακής ακτινοβολίας, και ένας αισθητήρας UV ακτινοβολίας. Το ανεμόμετρο χρησιμοποιεί μαγνητικούς διακόπτες Reed, οι οποίοι βραχυκυκλώνουν την open-drain έξοδο του αισθητήρα με τη γείωση. Για τη διασύνδεσή του με τον μικροελεγκτή χρησιμοποιείται ένας pull-up resistor στα 3.3V. Με τον τρόπο αυτό, όποτε κατά την περιστροφή του ανεμόμετρου περνά ο προσαρτημένος μαγνήτης μπροστά από τον διακόπτη reed, η τάση πέφτει από τα 3.3V στη γείωση, και δημιουργεί

έναν παλμό που διαρκεί όση ώρα ο μαγνήτης βρίσκεται εμπρός του reed. Οι παλμοί αυτοί είναι εύκολα ανιχνεύσιμοι από τον μικροελεγκτή και σύμφωνα με το datasheet του ανεμόμετρου, η σχέση τους με την πραγματική ταχύτητα του ανέμου είναι:

$$V = P \frac{2.25}{T} \quad (91)$$

όπου V η ταχύτητα σε m/h, P ο αριθμός των παλμών ανά περίοδο δειγματοληψίας, και T η περίοδος δειγματοληψίας σε s. Η ακρίβεια του ανεμόμετρου είναι $\max \{3\text{km/h}, \pm 5\%\}$ ενώ μπορεί να μετρηθεί ταχύτητα ανέμου έως 322km/h.

Ο ανεμοδείκτης χρησιμοποιεί ένα ατέρμονο ποτενσιόμετρο 20kΩ το οποίο στρέφεται ανάλογα με τη διεύθυνση του αέρα. Στο προτεινόμενο σύστημα τροφοδοτείται με 3.3V, και συνεπώς, η αναλογική τάση εξόδου, η οποία αντιστοιχεί στη διεύθυνση του ανέμου, μπορεί να ψηφιοποιηθεί απευθείας στον ADC του ATmega1284P. Η ακρίβεια του αισθητήρα είναι $\pm 3^\circ$, ενώ μέσω του 10-bit ADC, επιτυγχάνεται ανάλυση $\frac{360^\circ}{1023} = 0.35^\circ$.

Ο αισθητήρας ηλιακής ακτινοβολίας παρέχει αναλογική έξοδο από 0 Volts έως 3 Volts, γραμμικά ανάλογη της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας, η οποία μετράται σε W/m^2 . Η τροφοδοσία του είναι μέχρι 3.3V, το εύρος ακτινοβολίας που μετράται είναι έως $1800 W/m^2$, ενώ η ακρίβεια είναι $\pm 5\%$. Για τη λήψη της μέτρησής του, συνδέεται απευθείας στον ADC του μικροελεγκτή.

Αντίστοιχη λειτουργία έχει και ο αισθητήρας UV ακτινοβολίας, ο οποίος επίσης τροφοδοτείται μέχρι 3.3V, ενώ η αναλογική τάση εξόδου του είναι από 0 έως 3V, επίσης γραμμικά ανάλογη της UV ακτινοβολίας. Η UV ακτινοβολία μετράται σε UV index. Η ακρίβεια του αισθητήρα είναι $\pm 5\%$. Και στην περίπτωση αυτή, το επίπεδο της αναλογικής τάσης επιτρέπει την άμεση λήψη και ψηφιοποίησή της από τον ADC του μικροελεγκτή.

Όλοι οι αισθητήρες της Davis χρησιμοποιούν βύσμα RJ-11 για τη διασύνδεσή τους. Στο προτεινόμενο σύστημα υπάρχουν τρεις RJ-11 θύρες για τους προαναφερθέντες αισθητήρες, καθώς και μία επιπλέον για μελλοντική χρήση.

Ιδιαίτερη μέριμνα κατά τη σχεδίαση του CompleteSystem δόθηκε στην επεκτασιμότητα του συστήματος, ώστε να μπορεί να λειτουργήσει σαν πλατφόρμα για πολλούς διαφορετικούς αισθητήρες. Για το σκοπό αυτό, τα περισσότερα μη χρησιμοποιούμενα pins του μικροελεγκτή υπάρχουν διαθέσιμα σε κατάλληλα headers για να υπάρχει πρόσβαση, ενώ τα σήματα των πρωτοκόλλων επικοινωνίας UART, I2C και SPI, υπάρχουν διαθέσιμα σε παραπάνω του ενός headers, για

την εύκολη διασύνδεση νέων περιφερειακών συσκευών. Για τον ίδιο σκοπό και τα τρία διαφορετικά τροφοδοτικά παρέχουν πολλά επιπλέον headers δίνοντας εύκολη πρόσβαση και στα δύο επίπεδα τάσης τροφοδοσίας που χρησιμοποιεί το σύστημα. Τέλος, χρησιμοποιούνται δύο εξωτερικοί ADC ADS1115 για τη διαχείριση αναλογικών σημάτων στα 5V. Στη λειτουργία αυτή συνεισφέρουν και Logic Level converters.

3.2.4 Υποσύστημα τηλεπικοινωνίας

Το προτεινόμενο σύστημα, συνδυάζει όλους τους βαθμούς αυτονομίας που χρειάζεται μία σύγχρονη εφαρμογή συστήματος αισθητήρων. Πέραν της σχεδίασης για ενεργειακή αυτονομία, έχει τη δυνατότητα ασύρματης αποστολής δεδομένων, καθιστώντας αχρείαση οποιαδήποτε παρέμβαση από το χρήστη. Η τεχνολογία που επιλέχθηκε για τη μετάδοση των δεδομένων είναι το LoRa. Ο κύριος λόγος για την επιλογή αυτή σχετίζεται με την απαίτηση χαμηλής κατανάλωσης αλλά και το μικρό απαιτούμενο bitrate και όγκο δεδομένων προς μετάδοσης του συστήματος.

Συγκεκριμένα υλοποιήθηκε μία peer-to-peer σύνδεση μεταξύ του υπολογιστή-σταθμού βάσης και του προτεινόμενου συστήματος-κόμβου αισθητήρων, χρησιμοποιώντας τα LoRa modules [DRF1276DM](#). Τα Modules αυτά βασίζονται στον LoRa πομποδέκτη SX1278 της Semtech, τον οποίο διαχειρίζεται ένας on-board μικροελεγκτής. Με τον τρόπο αυτό, το module παρέχει σειριακή διεπαφή (UART), ενώ είναι και παραμετροποιήσιμο μέσω μίας Windows εφαρμογής για τον υπολογιστή. Η συχνότητα του LoRa είναι στα 433MHz, ενώ μπορεί να ρυθμιστεί τόσο το bandwidth του καναλιού, όσο και ο Spreading Factor. Επίσης παρέχει 7 επίπεδα ισχύος εκπομπής, με το ισχυρότερο στα 20dBm. Τέλος, τα συγκεκριμένα modules μπορούν να λειτουργήσουν και σε δίκτυα τοπολογίας αστέρα ή πλέγματος, με τις απαιτούμενες ρυθμίσεις (τύπος κόμβου, id κόμβου) να γίνονται και αυτές μέσω της εφαρμογής. Η λειτουργία του module στα 3.3V διευκολύνει τη διασύνδεση με το προτεινόμενο σύστημα, η οποία γίνεται μέσω UART, με μόνη προϋπόθεση να ρυθμιστεί (μέσω της εφαρμογής) το baud rate του module, ώστε να ταυτίζεται με αυτό του συστήματος.

3.2.5 Υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων

Οι παραπάνω λειτουργικές απαιτήσεις του προτεινόμενου συστήματος, αλλά και η λειτουργία του ως κόμβος αισθητήρων, απαιτεί ένα πιο πολύπλοκο υποσύστημα για την αποθήκευση των μετρήσεων. Η αποθήκευση των δεδομένων οργανώνεται σε τρία επίπεδα: Την εσωτερική μνήμη RAM του μικροεπεξεργαστή, μία εξωτερική FRAM (Ferroelectric RAM) και μία εξωτερική Flash μνήμη (microSD

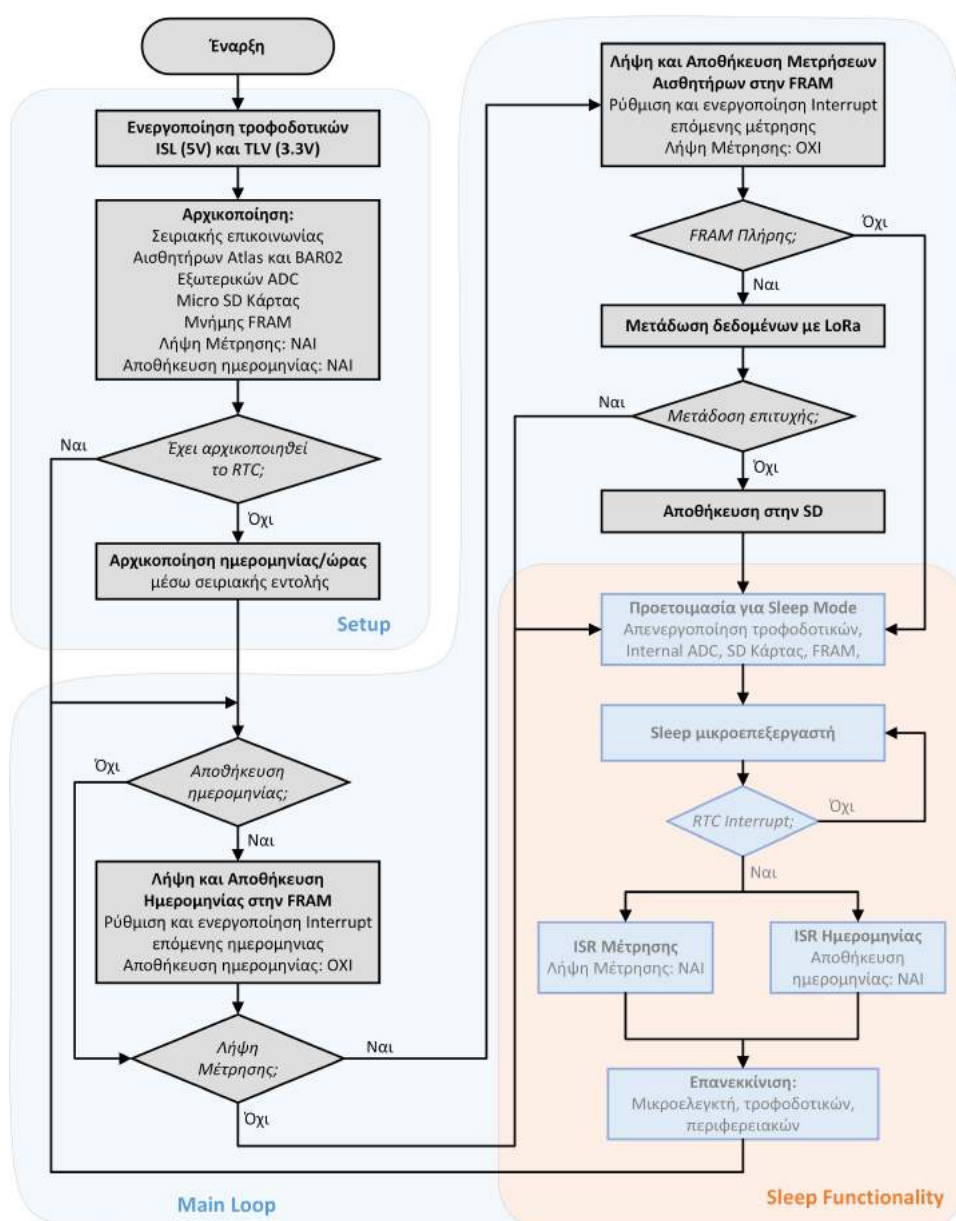
κάρτα). Σε κάθε κύκλο λειτουργίας του συστήματος, ο μικροελεγκτής μπορεί να συλλέγει μεγαλύτερο όγκο δεδομένων σε σχέση με το TestDive από πολλούς περιφερειακούς αισθητήρες. Τα δεδομένα αυτά αποθηκεύονται προσωρινά στην εσωτερική RAM του μικροεπεξεργαστή και στο τέλος του κύκλου λειτουργίας μεταφέρονται στην FRAM.

Η FRAM είναι μία καινοτόμα τεχνολογία μνήμης η οποία είναι non-volatile, ενώ ταυτόχρονα έχει μικρό χρόνο εγγραφής/ανάγνωσης και πολύ χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Συνδυάζει δηλαδή πολλά θετικά χαρακτηριστικά, ωστόσο έχει ακόμη μεγάλο κόστος και κατά συνέπεια οι διαθέσιμες μνήμες έχουν ακόμη σχετικά μικρή χωρητικότητα. Για το παρόν σύστημα χρησιμοποιήθηκε η μνήμη [FM25W256](#) της Infineon Technologies, η οποία είναι 32kbyte. Το σημαντικό χαρακτηριστικό της και ο λόγος που αξιοποιήθηκε στη σχεδίαση είναι το γεγονός ότι έχει σημαντικά χαμηλότερη κατανάλωση από την SD κάρτα. Ως εκ τούτου, η λειτουργικότητα του συστήματος έχει ως εξής: Κάθε κύκλος λειτουργίας αντιστοιχεί σε ένα σετ μετρήσεων, που εγγράφεται στην FRAM. Όταν η FRAM γεμίσει, τότε τα δεδομένα αποστέλλονται μέσω LoRa στο σταθμό βάσης, και η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Το τρίτο επίπεδο μνήμης, η SD κάρτα, υπάρχει ως εναλλακτικός προορισμός των δεδομένων της FRAM. Σε περίπτωση που η επικοινωνία μέσω LoRa αποτύχει, τότε τα δεδομένα που έχουν συλλεχθεί, δεν χάνονται αλλά αποθηκεύονται στην SD.

Η FRAM ως ενδιάμεσο βήμα, παρόλο το θεωρητικά μικρό μέγεθός της, παρέχει σημαντικά πλεονεκτήματα και στα δύο σενάρια λειτουργίας. Αρχικά, τα 32kbyte, με ένα μεγάλο ενδεικτικό σετ μετρήσεων περίπου 100bytes, αντιστοιχούν σε 320 σετ μετρήσεων. Με μία χαμηλή συχνότητα δειγματοληψίας, το χρονικό διάστημα για να ληφθεί ο αριθμός αυτός των σετ μετρήσεων μπορεί να είναι πολύ μεγάλο. Σε όλο αυτό το διάστημα, η SD κάρτα είναι ανενεργή, ενώ σε αντίθετη περίπτωση, θα έπρεπε σε κάθε κύκλο λειτουργίας να αρχικοποιείται, να εγγράφεται και να απενεργοποιείται. Αντίστοιχα, η μετάδοση κάθε σετ μετρήσεων απευθείας μέσω LoRa, θα εμπόδιζε τόσο τη λήψη αλληπάλληλων μετρήσεων λόγω του αργού data rate της επικοινωνίας, και θα απαιτούσε και στην περίπτωση αυτή χρονοβόρα και ενεργοβόρα αρχικοποίηση και απενεργοποίηση του πομποδέκτη. Κατά συνέπεια, η FRAM ως ένα είδος buffer μνήμης, λόγω των ειδικών χαρακτηριστικών της, κάνει το σύστημα πιο αποδοτικό, και ενεργειακά και λειτουργικά.

3.2.6 Κώδικας

Ο κώδικας που υλοποιεί τη λειτουργικότητα του CompleteSystem χωρίζεται σε δύο βασικά τμήματα: Τον κώδικα του μικροελεγκτή και τον κώδικα του σταθμού βάσης. Για τον κώδικα του μικροελεγκτή, αξιοποιήθηκαν όλες οι τεχνικές βελτιστοποίησης που έχουν αναφερθεί, και επιπλέον αναπτύχθηκε μία βιβλιοθήκη σε C++ για την ευκολότερη διαχείριση των αισθητήρων Davis. Στο διάγραμμα ροής 46 παρουσιάζεται η δομή του.



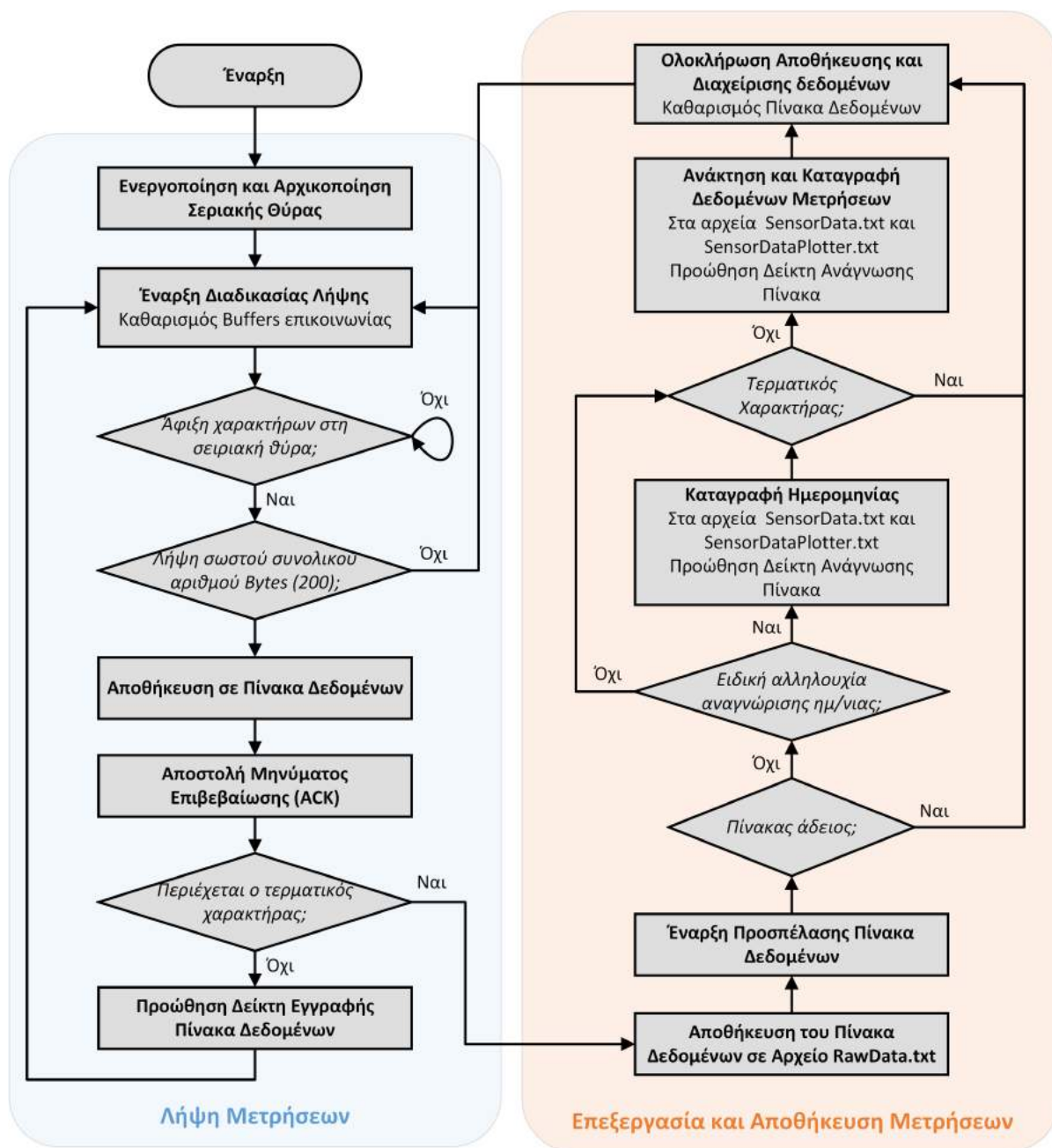
Σχήμα 46: Διάγραμμα ροής κώδικα συστήματος CompleteSystem

Η διαδικασία μετάδοσης δεδομένων μέσω LoRa που εμφανίζεται στο παραπάνω flowchart γίνεται ως εξής: Ανακαλούνται διαδοχικά από την FRAM 200 bytes δεδομένων και αποθηκεύονται προσωρινά στην SRAM του μικροεπεξεργαστή. Τα δεδομένα αυτά αποστέλλονται μέσω LoRa και αναμένεται επιβεβαίωση από το σταθμό βάσης (handshake). Σε περίπτωση μη επιβεβαίωσης, η αποστολή επιχειρείται άλλες δύο φορές, και αν αποτύχει εκ νέου, τότε τα δεδομένα αποθηκεύονται τοπικά στην SD κάρτα. Σε περίπτωση λήψης επιβεβαίωσης, μεταδίδονται τα επόμενα 200 bytes δεδομένων, μέχρι να μεταφερθούν όλα τα δεδομένα της FRAM στο σταθμό βάσης.

Ο σταθμός βάσης είναι υπεύθυνος για τη συλλογή των μετρήσεων από τον κόμβο CompleteSystem και τη διαχείριση, αποθήκευση, και παρουσίασή τους. Η σύνδεση, όπως αναφέρθηκε παραπάνω μεταξύ του σταθμού βάσης και του CompleteSystem γίνεται μέσω peer-to-peer σύνδεσης μεταξύ τους, με χρήση LoRa πομποδεκτών σειριακού interface. Στη πλευρά του μικροελεγκτή, η διεπαφή με τον πομποδέκτη μέσω UART είναι μία απλή διαδικασία. Στη πλευρά του σταθμού βάσης-υπολογιστή ωστόσο χρειάζεται ιδιαίτερη διαχείριση. Αρχικά για τη σύνδεση με τον υπολογιστή χρησιμοποιήθηκε ένας USB-to-Serial μετατροπέας της FTDI Chip. Με τον τρόπο αυτό, τα δεδομένα που καταφθάνουν στον πομποδέκτη του σταθμού βάσης, εισέρχονται στον υπολογιστή μέσω USB. Στη συνέχεια, η λήψη των δεδομένων και η διαχείρισή τους γίνεται από ένα πρωτότυπο πρόγραμμα σε γλώσσα C, το οποίο διαχειρίζεται κατάλληλα τη σειριακή θύρα του υπολογιστή, και αποθηκεύει κατάλληλα τα δεδομένα. Για τη διαχείριση της σειριακής θύρας σε Windows, χρησιμοποιήθηκε το Win32 API της Microsoft, η οποία παρέχει αναλυτικό documentation για τη χρήση του σε σειριακές θύρες. Η δομή του κώδικα που αναπτύχθηκε, στο κομμάτι διαχείρισης των σειριακών θυρών σε windows υπολογιστή, βασίστηκε επίσης και στο χρήσιμο παράδειγμα που υπάρχει στο αποθετήριο Serial-Programming-Win32API-C της Xanthium Enterprises [20].

Συνοπτικά ο κώδικας που αναπτύχθηκε λαμβάνει και ανακτά τα δεδομένα που στέλνει ο κόμβος CompleteSystem, και τα αποθηκεύει στον υπολογιστή σε τρεις διαφορετικές μορφές: Στο αρχείο RawData.txt αποθηκεύονται αυτούσια τα δεδομένα, όπως καταφθάνουν στη σειριακή θύρα του υπολογιστή, στο αρχείο SensorData.txt εμφανίζονται μορφοποιημένες οι μετρήσεις των αισθητήρων, σε μία μορφή εύκολη για ανάγνωση και επισκόπηση από το χρήστη, και στο αρχείο SensorDataPlotter.txt αποθηκεύονται οι μετρήσεις με τέτοιο τρόπο ώστε να αξιοποιηθούν εύκολα από ένα πρόγραμμα οπτικοποίησης δεδομένων που θα

αναλυθεί στη συνέχεια. Στο διάγραμμα ροής 47 παρουσιάζεται η δομή του προτεινόμενου προγράμματος USB2Serial_Win_LoRa_v2.c.

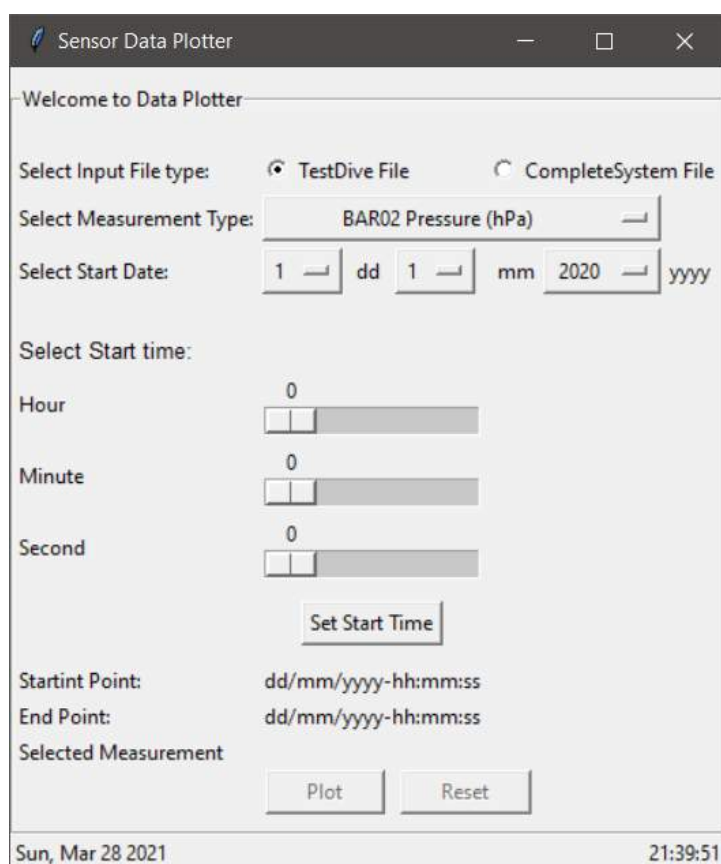


Σχήμα 47: Διάγραμμα ροής κώδικα σταθμού Βάσης

Η σωστή επικοινωνία μεταξύ των δύο συστημάτων απαιτεί κατάλληλη και προσεκτική μορφοποίηση από τον πομπό, προκειμένου ο δέκτης να μπορεί να αποκωδικοποιήσει επιτυχώς τη πληροφορία. Για το σκοπό αυτό, ο κώδικας του CompleteSystem προτού αποθηκεύσει μία μέτρηση αισθητήρα στην FRAM, τη

μορφοποιεί μέσω συνάρτησης ώστε να έχει ένα καθορισμένο από το χρήστη μέγεθος συνολικά, αλλά και συγκεκριμένα δεκαδικά ψηφία. Επίσης, για τη μείωση της μεταδιδόμενης πληροφορίας, αφαιρείται η υποδιαστολή των float μετρήσεων, ενώ μεταξύ των μετρήσεων, δεν χρησιμοποιείται κάποιος διαχωριστικός χαρακτήρας (πέραν των μετρήσεων των Atlas Scientific αισθητήρων). Ο σταθμός βάσης, έχοντας γνώση των επιλογών του χρήστη όσον αφορά στις μετρήσεις που αναμένει να λάβει, αλλά και τις προεπιλογές του χρήστη σχετικά με τη μορφοποίηση των μετρήσεων, μπορεί να ανακτήσει με αξιοπιστία την πληροφορία κάθε μέτρησης χωριστά.

Η λειτουργικότητα του σταθμού βάσης ολοκληρώνεται μέσω του προτεινόμενου προγράμματος SensorDataPlotter, το οποίο παρέχει ένα απλό και εύχρηστο πρόγραμμα με γραφικό περιβάλλον, μέσω του οποίου ο χρήστης μπορεί να εξάγει διαγράμματα μετρήσεων. Το πρόγραμμα είναι γραμμένο σε python ενώ για το γραφικό περιβάλλον και τα διαγράμματα χρησιμοποιήθηκαν τα πακέτα Tkinter και Matplotlib αντίστοιχα. Συγκεκριμένα, υπάρχει δυνατότητα επιλογής του τύπου της μέτρησης αλλά και του χρονικού διαστήματος που θα εμφανιστούν στο διάγραμμα, το οποίο προσαρμόζεται στις προδιαγραφές του χρήστη ώστε να εμφανίζει σε κάθε περίπτωση με ευκρινή τρόπο τα δεδομένα που ζητούνται. Επιπλέον, η μορφοποίηση του αρχείου εισόδου SensorDataPlotter.txt που εξάγεται από τα δεδομένα του συστήματος CompleteSystem, είναι η ίδια με τη μορφοποίηση του αρχείου στο οποίο αποθηκεύει τα δεδομένα του στην microSD το σύστημα TestDive. Συνεπώς, το πρόγραμμα SensorDataPlotter μπορεί να λειτουργήσει με δεδομένα που προέρχονται και από τα δύο προτεινόμενα συστήματα. Ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να επιλέξει από ποιο σύστημα θέλει να εισάγει δεδομένα, και με τον τρόπο αυτό εμφανίζονται και οι αντίστοιχες επιλογές σε διαθέσιμους τύπους μετρήσεων. Στο σχήμα 48 παρουσιάζεται το γραφικό περιβάλλον του προγράμματος.



Σχήμα 48: Γραφικό περιβάλλον προγράμματος SensorDataPlotter

3.3 Κατασκευή προτεινόμενων συστημάτων

Τα προτεινόμενα συστήματα που αναλύθηκαν προηγουμένως, είχαν το καθένα διαφορετικούς περιορισμούς και απαιτήσεις στη σχεδιάσή τους, ανάλογα με την επιθυμητή λειτουργικότητά τους. Για κάθε σύστημα σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε το αντίστοιχο πρωτότυπο PCB κύκλωμα, το οποίο επιτρέπει την καταγραφή και έλεγχο της λειτουργίας των συστημάτων σε πραγματικές συνθήκες, και όχι μέσω κάποιας προσεγγιστικής προσομοίωσης. Η σχεδίαση των PCB έγινε με το open-source σχεδιαστικό πρόγραμμα KiCad. Επίσης χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα Library Loader της εταιρίας SamacSys, μέσω του οποίου μπορούν εύκολα να εισαχθούν footprints από εξαρτήματα στο KiCad, ενώ σε αρκετές περιπτώσεις σχεδιάστηκαν πρωτότυπα footprints ή προσαρμόστηκαν ήδη υπάρχοντα, ώστε να εξυπηρετούνται οι κατασκευαστικοί περιορισμοί των PCB.

Η μέθοδος κατασκευής των PCB πλακετών που επιλέχθηκε είναι μέσω φωτοευαίσθητων πλακετών χαλκού. Η διαδικασία που απαιτείται, ώστε μία σχεδιασμένη πλακέτα να εκτυπωθεί σε ένα πραγματικό PCB είναι η εξής: Αρχικά εκτυπώνε-

ται σε πραγματικές διαστάσεις το σχηματικό του κυκλώματος σε διαφάνεια. Στη συνέχεια η διαφάνεια τοποθετείται ως μάσκα πάνω από τη φωτοευαίσθητη πλακέτα χαλκού. Η πλακέτα αυτή αποτελείται από ένα υπόστρωμα υαλονήματος και εποξικής ρητίνης, και η επιφάνειά της καλύπτεται από ένα φύλλο χαλκού. Το φύλλο χαλκού προστατεύεται από μία επιπλέον στρώση φωτοευαίσθητου υλικού. Η πλακέτα μαζί με τη μάσκα εκτίθεται για συγκεκριμένο χρονικό διάστημα σε UV ακτινοβολία. Το φωτοευαίσθητο υλικό που δεν προστατευόταν από τη μάσκα από τη UV ακτινοβολία, υπόκειται στη χημική διαδικασία του πολυμερισμού. Μέχρι το σημείο αυτό, το κύκλωμα της διαφάνειας έχει «τυπωθεί» επάνω στη φωτοευαίσθητη πλακέτα.

Για την εμφάνιση του κυκλώματος, το PCB χρειάζεται να υποστεί διαδοχικές χημικές διεργασίες. Το πρώτο στάδιο είναι η αφαίρεση του πολυμερισμένου φωτοευαίσθητου υλικού μέσω ενός διαλύματος καυστικού νατρίου (NaOH). Με τον τρόπο αυτό, μένει εκτεθειμένος ο χαλκός που δεν καλυπτόταν από τη διαφάνεια. Στη συνέχεια, με ένα διάλυμα υδροχλωρικού οξέος και υπεροξειδίου του υδρογόνου, αφαιρείται ο εκτεθειμένος χαλκός, με αποτέλεσμα να μένει στο PCB μόνο ο χαλκός που καλυπτόταν από τη διαφάνεια, δηλαδή μόνο οι διαδρομές και οι θέσεις του σχηματικού του κυκλώματος. Στη συνέχεια, με χρήση αιθυλικής αλκοόλης, αφαιρείται εύκολα και το εναπομείναν φωτοευαίσθητο υλικό.

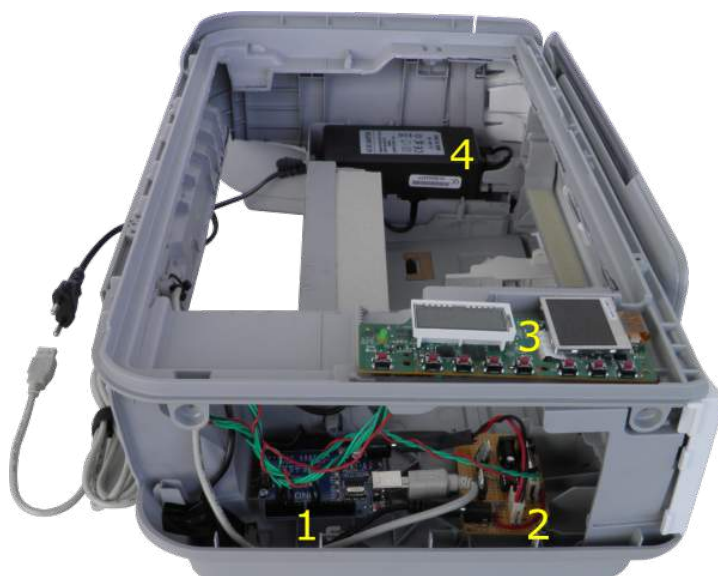
Σε επόμενο στάδιο, η πλακέτα τρυπάται σε πιθανά σημεία που τοποθετούνται εξαρτήματα ή vias (συνδέσεις σε two-sided PCBs), και η πλακέτα είναι σχεδόν έτοιμη για συναρμολόγηση. Τελευταίο βήμα αποτελεί η προστασία του χαλκού από τη διάβρωση. Η πιο εύκολη επιλογή είναι η επικασσιτέρωση των διαδρομών και των επαφών με ηλεκτρολογική κόλληση. Ωστόσο, καλύτερα αποτελέσματα, τόσο αισθητικά αλλά και κυρίως λειτουργικά επιτυγχάνονται με τη χρήση μάσκας συγκόλλησης (solder mask), η οποία είναι ένα λεπτό στρώμα από ένα πολυμερές, μη αγωγίμο (συνήθως έχει το χαρακτηριστικό πράσινο χρώμα των PCB), το οποίο και προστατεύει το κύκλωμα και κάνει ευκολότερες τις κολλήσεις των εξαρτημάτων. Για την τοποθέτηση μάσκας συγκόλλησης υπάρχουν διάφορες μέθοδοι. Αυτή που επιλέχθηκε, είναι ίσως η πιο απλή και οικονομική, και γίνεται με ανάλογο τρόπο με την εκτύπωση PCB. Συγκεκριμένα, απλώνεται πάνω στη πλακέτα το υλικό της μάσκας σε υγρή μορφή και καλύπτεται από μία λεία διαφάνεια. Στη συνέχεια απλώνεται ομοιόμορφα σε όλη την επιφάνεια του PCB και τέλος τοποθετείται από πάνω μία διαφάνεια-μάσκα, η οποία καλύπτει τα σημεία στα οποία πρέπει να γίνει κόλληση εξαρτημάτων. Το PCB εκτίθεται ξανά σε UV ακτινοβολία, με συνέπεια η μάσκα συγκόλλησης που δεν προστατεύεται, να στε-

ρεοποιείται. Αντίθετα, η μάσκα που καλυπτόταν από τη διαφάνεια, αφαιρείται εύκολα με αιθυλική αλκοόλη, φανερώνοντας τις επαφές για τα εξαρτήματα.

3.3.1 Φωτεινός και UV θάλαμος

Το πιο σημαντικό σημείο στη διαδικασία εκτύπωσης είναι η σωστή έκθεση του PCB με UV, ώστε να «τυπωθεί» το κύκλωμα στη φωτοευαίσθητη πλακέτα. Αρχικά η ποιότητα της διαφάνειας-μάσκας είναι κομβικής σημασίας, καθώς μία κακή διαφάνεια επιτρέπει ακτινοβολία να περάσει και σε σημεία που δεν θα έπρεπε. Ιδανικά για την εκτύπωση τέτοιων διαφανειών πρέπει να χρησιμοποιείται εκτυπωτής Laser, και συχνά μπορεί να χρειαστεί να τοποθετηθούν πολλές διαφάνειες (ιδιαίτερα αν δεν είναι από Laser) ευθυγραμμισμένες η μία πάνω από την άλλη, για να εξασφαλίσουν την προστασία του φωτοευαίσθητου υλικού.

Εξίσου βασική όμως είναι και η ομοιομορφία και ο χρόνος της έκθεσης με UV, από την οποία θα εξαρτηθεί η ομαλή χημική επεξεργασία του PCB στη συνέχεια. Σε επαγγελματικές διατάξεις χρησιμοποιείται ειδικός θάλαμος UV που εξασφαλίζει τις συνθήκες αυτές. Για το σκοπό της παρούσας εργασίας κατασκευάστηκε μία πρωτότυπη συσκευή έκθεσης UV, χρησιμοποιώντας έναν χαλασμένο σαρωτή/εκτυπωτή. Όπως φαίνεται και στο σχήμα 49, από το σαρωτή αφαιρέθηκαν όλα τα κινητά μέρη, ενώ αξιοποιήθηκαν οι διακόπτες του πάνελ του σαρωτή. Επίσης, αντικαταστάθηκε από μία ημιδιαφανή (αμμοβολημένη) γυάλινη επιφάνεια, η οποία εξασφαλίζει καλύτερη διάχυση της ακτινοβολίας και συνεπώς πιο ομαλή έκθεση. Το ηλεκτρονικό σύστημα που τοποθετήθηκε αποτελείται από ένα τροφοδοτικό πρίζας με τάση εξόδου 12V DC, ένα Arduino UNO, τους διακόπτες του πάνελ, δύο MOSFET τρανζίστορ ισχύος, και τις ταινίες LED κανονικού και UV φωτός.



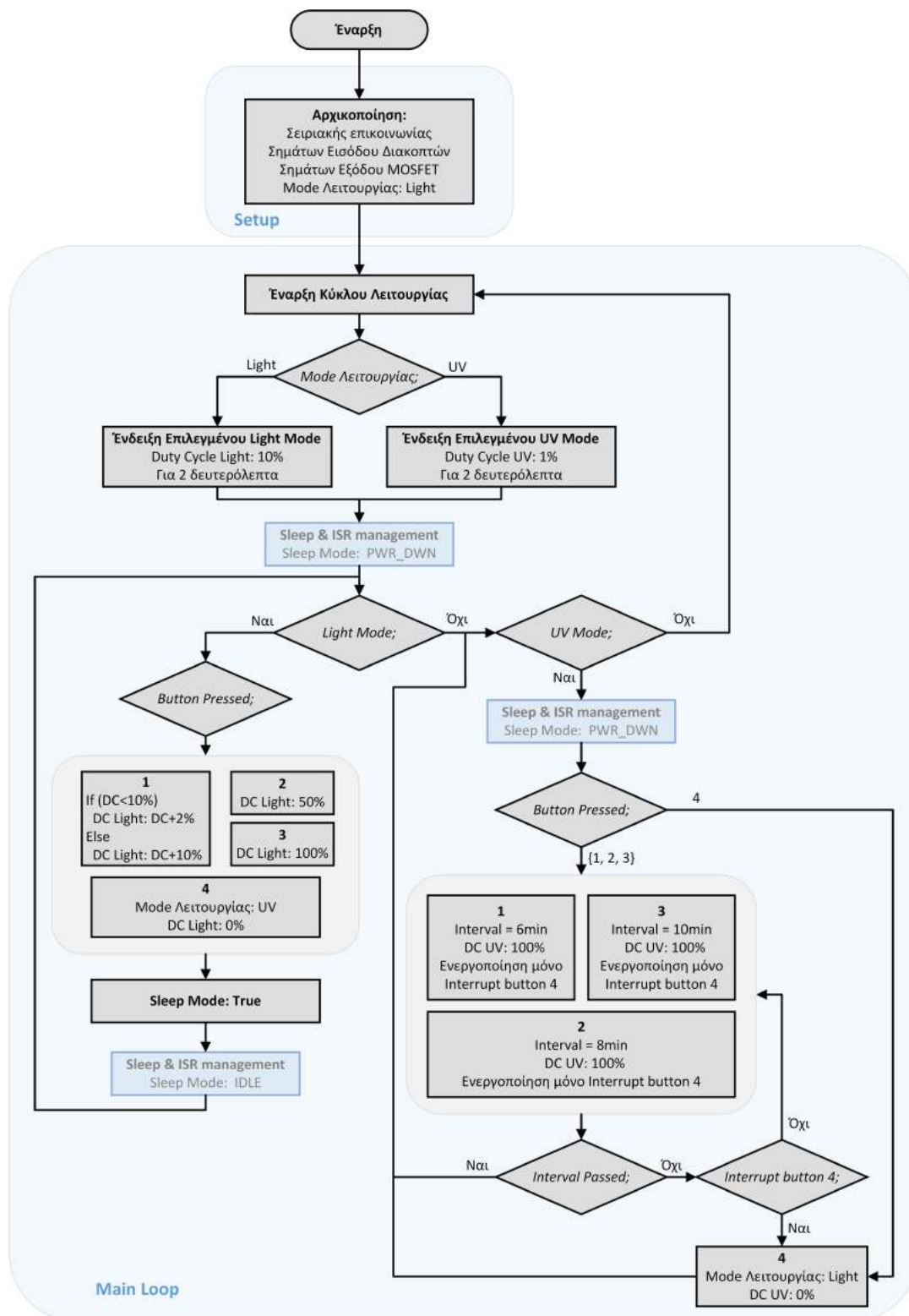
Σχήμα 49: Το εσωτερικό του PCB Printer. **1.** Μικροελεγκτής, **2.** Διάτρητη πλακέτα με Mosfet Driver TC4427, δύο power MOS tranistors STP55NF06L και barrel, pin connectors για διασυνδέσεις ισχύος και σημάτων. **3.** Πάνελ χειρισμού εκτυπωτή, από το οποίο αξιοποιούνται τέσσερις διακόπτες. **4.** Τροφοδοτικό πρίζας, για τροφοδοσία ηλεκτρονικών και ταινιών LED

Να σημειωθεί ότι οι ταινίες LED κανονικού φωτός, οι οποίες προστέθηκαν εκ των υστέρων, προσδίδουν μία επιπλέον λειτουργία στην προτεινόμενη κατασκευή: Ως απλή φωτοτράπεζα (lightbox), χρησιμεύει ιδιαίτερα για την ευθυγράμμιση της διαφάνειας-μάσκας πάνω στο PCB κατά την εφαρμογή μάσκας συγκόλλησης, αλλά και σε άλλες εφαρμογές ενισχύοντας τη διακριτική ικανότητα. Οι δύο λειτουργίες της συσκευής παρουσιάζονται στις φωτογραφίες του σχήματος 50.



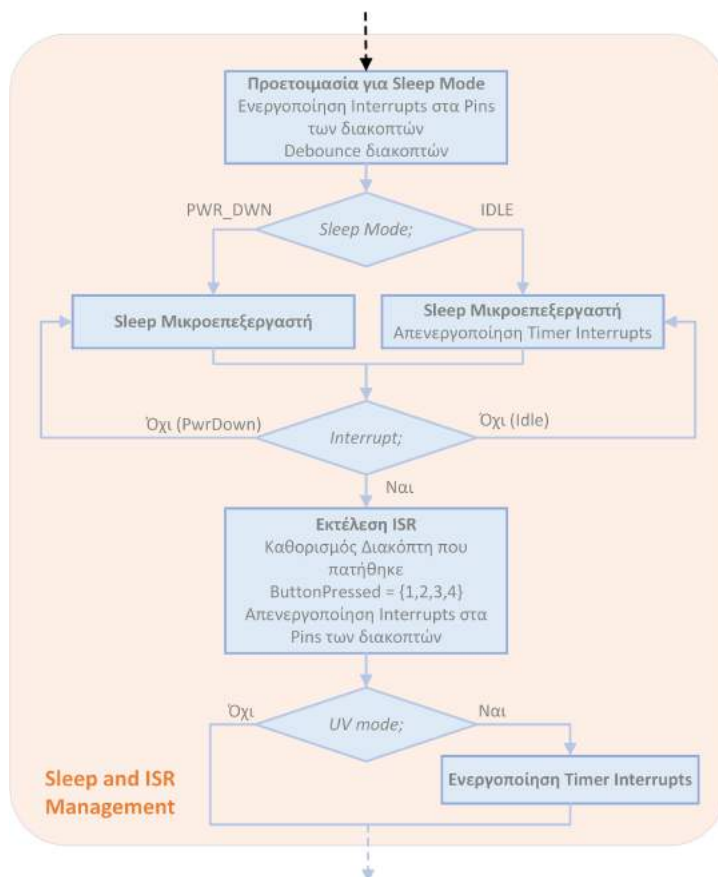
Σχήμα 50: Πρωτότυπη συσκευή δύο λειτουργιών για την εκτύπωση PCB **(a)** Φωτοτράπεζα (lightbox), **(b) Συσκευή έκθεσης UV**

Η λειτουργία του συστήματος βασίζεται στο Arduino UNO, το οποίο λαμβάνοντας εντολές μέσω των διακοπών, ελέγχει τα MOSFET ισχύος, και κατά συνέπεια την ένταση και τη διάρκεια της ακτινοβολίας, είτε των UV, είτε των απλών LED. Στο διάγραμμα ροής 51 παρουσιάζεται ο κώδικας μέσω του οποίου ελέγχεται το σύστημα από το Arduino.



Σχήμα 51: Διάγραμμα ροής του PCB printer

Η διαδικασία του Sleep Mode του μικροεπεξεργαστή, αλλά και η διαχείριση των interrupts μέσω των ISRs αναλύεται στο διάγραμμα ροής 52.

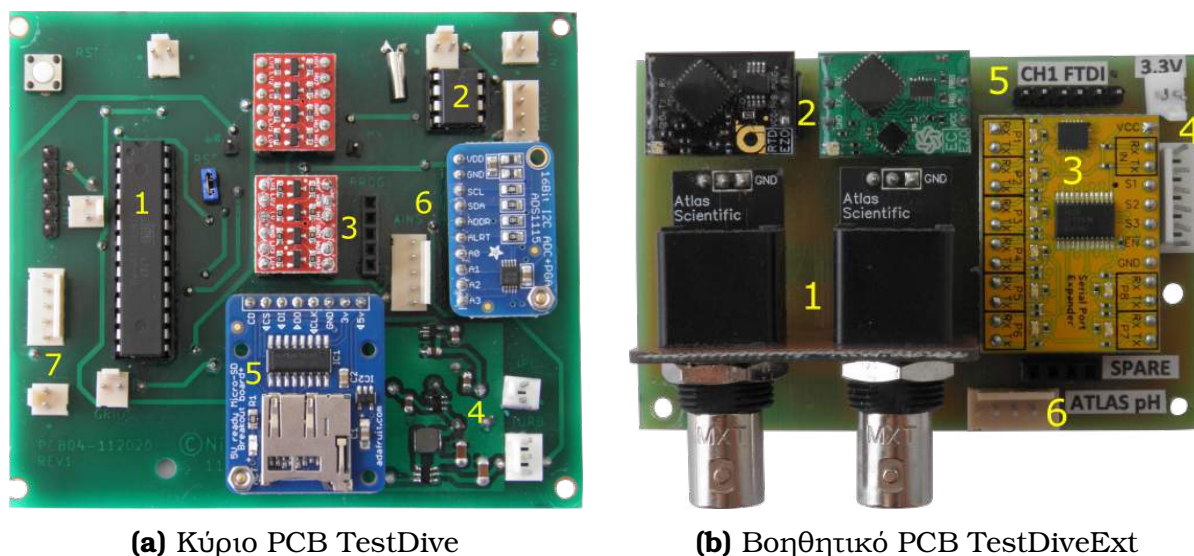


Σχήμα 52: Διάγραμμα ροής Sleep & ISR του PCB printer

Αξιοποιώντας τη συσκευή και τη μέθοδο εκτύπωσης PCB πλακετών που περιγράφηκε παραπάνω, κατασκευάστηκαν οι δύο πρωτότυπες πλακέτες PCB για τα αντίστοιχα προτεινόμενα συστήματα αισθητήρων.

3.3.2 Τελικό PCB TestDive

Η τελική έκδοση του συστήματος TestDive αποτελείται από δύο ξεχωριστά PCB, το κύριο $96mm \times 81mm$, και ένα βοηθητικό διαστάσεων $80mm \times 51mm$. Στο σχήμα 53 παρουσιάζονται οι δύο πλακέτες, οι οποίες τοποθετήθηκαν σε ένα ειδικό κουτί κατασκευών.



(α) Κύριο PCB TestDive

(β) Βοηθητικό PCB TestDiveExt

Σχήμα 53: Πρωτότυπες πλακέτες του προτεινόμενου συστήματος TestDive

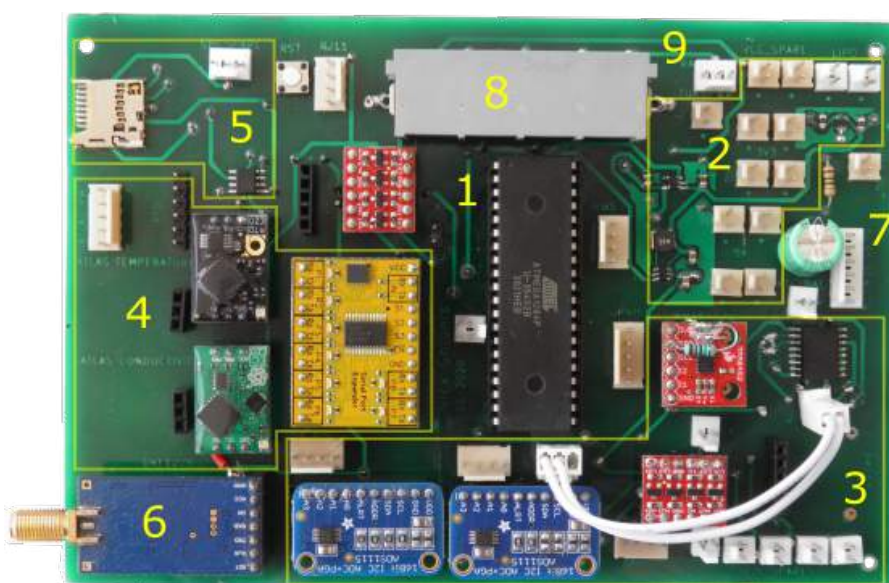
Όπως προαναφέρθηκε, οι εφαρμογές του συστήματος αυτού, όπως η καταγραφή των χαρακτηριστικών της υδάτινης στήλης, δεν απαιτούν ιδιαίτερα αυστηρές ενεργειακές προδιαγραφές, ωστόσο υπήρχαν σημαντικοί χωρικοί περιορισμοί. Ο λόγος είναι ότι όλο το σύστημα έπρεπε να προσαρτηθεί με ευκολία και ασφάλεια σε καταδυτικό κλωβό, όπως θα παρουσιαστεί στην ενότητα 5.3. Ταυτόχρονα η τοποθέτησή του δεν πρέπει να δημιουργεί πρόβλημα στη λειτουργία του, στην κατάδυσή του και στα υπόλοιπα συστήματα του κλωβού, όπως τις προσαρτημένες κάμερες και το φωτισμό.

Ο διαχωρισμός του συστήματος σε δύο πλακέτες συνεισέφερε σημαντικά στη διαχείριση του χώρου, με την κύρια πλακέτα να φέρει τον μικροελεγκτή (1), ολοκληρωμένο RTC DS1337+ (2), τους logic level converters και το header για προγραμματισμό μέσω SPI (3), το υποσύστημα τροφοδοσίας (4), τα modules της SD (5) και του εξωτερικού ADC (6), και τις αναμονές για σήματα και τροφοδοσία προς το βοηθητικό PCB. Η βοηθητική πλακέτα φέρει όλο τον εξοπλισμό που απαιτείται για τη διαχείριση των αισθητήρων Atlas Scientific. Συγκεκριμένα, υπάρχουν δύο βύσματα BNC για τη σύνδεση των αισθητηρίων αγωγιμότητας και θερμοκρασίας (1), μαζί με τα αντίστοιχα EZO κυκλώματά τους (2). Ο αισθητήρας pH, όπως προαναφέρθηκε, χρειάζεται και voltage isolation, οπότε το EZO του τοποθετείται σε μία ειδική πλακέτα isolator, στην οποία συνδέεται και το αισθητήριο. Η σύνδεσή του γίνεται μέσω της αναμονής (6). Τέλος υπάρχει ο σειριακός πολυπλέκτης ο οποίος διασυνδέει όλους τους αισθητήρες στη μία UART του μικροελεγκτή (3), ενώ προσφέρει και ξεχωριστό κανάλι για σύνδεση

του μικροελεγκτή με σειριακή κονσόλα (4). Η πλακέτα συνδέεται μέσω σημάτων με το κύριο PCB και τροφοδοτείται μέσω αυτού (4).

3.3.3 Τελικό PCB CompleteSystem

Το CompleteSystem σχεδιάστηκε με στόχο την επεκτασιμότητα και ευελιξία στη διασύνδεση διαφορετικών αισθητήρων. Αντίθετα με το TestDive, δεν χρειαζόταν αυστηρή χωρική σχεδίαση, ενώ αντίθετα η ευκολία στη χρήση και στη διαχείριση ήταν πιο σημαντική. Όλη η λειτουργικότητα του CompleteSystem συμπεριλήφθηκε σε ένα ενιαίο PCB, το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 54. Οι διαστάσεις της τελικής έκδοσης του PCB του CompleteSystem είναι $158mm \times 105mm$.



Σχήμα 54: Πρωτότυπο PCB προτεινόμενου συστήματος CompleteSystem

Στο κέντρο της πλακέτας βρίσκεται το υποσύστημα του μικροελεγκτή, με τις αναμονές για προγραμματισμό, αναλογικές και ψηφιακές θύρες (1). Το υποσύστημα τροφοδοσίας βρίσκεται πάνω δεξιά, με πολλές διαθέσιμες αναμονές 3.3V και 5V (2). Στην κάτω και στην κάτω-δεξιά πλευρά υπάρχουν I2C εξαρτήματα (δύο external ADCs, RTC) και αναμονές σύνδεσης αισθητήρων (BAR02, MMA8452Q, BME680), καθώς και αναμονές I2C (3). Στην αριστερή πλευρά της πλακέτας υπάρχει ο εξοπλισμός διαχείρισης των Atlas Scientific αισθητήρων (4), ενώ πάνω αριστερά βρίσκονται τα SPI εξαρτήματα (FRAM, SD) και μία αναμονή SPI (5). Κάτω αριστερά συνδέεται ο πομποδέκτης LoRa (6), και δεξιά βρίσκονται τα σήματα του αισθητήρα σωματιδίων σκόνης (7). Πάνω από τον μικροελεγκτή, υπάρχουν τέσσερις RJ-45 θύρες για τη σύνδεση των αισθητήρων Davis (8), ενώ δίπλα τους βρίσκεται η αναμονή για τον αισθητήρα βροχόπτωσης (9).

4 Περιγραφή προτεινόμενων συστημάτων energy harvesting

Για να ολοκληρωθεί το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem ως μία αυτόνομη ενεργειακά πλατφόρμα διασύνδεσης αισθητήρων αξιοποιήθηκαν πρωτότυποι και μη energy harvesters, ενώ αναπτύχθηκαν και τρία συστήματα διαχείρισής τους. Προκειμένου να υπάρξει μία συνολική εικόνα για τη δυνατότητα ενσωμάτωσης και την απόδοση των διαφορετικών τεχνικών energy harvesting, χρησιμοποιήθηκαν harvesters για συγκομιδή ηλιακής, θερμικής και κινητικής ενέργειας. Ανάλογα με το σενάριο χρήσης του CompleteSystem, είναι δυνατή και η αξιοποίηση διαφορετικών ειδών harvesters. Τα δύο κύρια διαφορετικά σενάρια είναι η αξιοποίηση του CompleteSystem σε έναν χερσαίο κόμβο αισθητήρων, και η αξιοποίησή του σε ένα θαλάσσιο κόμβο αισθητήρων, για παράδειγμα προσαρμοσμένο σε πλωτήρα.

4.1 Energy harvesters

4.1.1 Φωτοβολταϊκός harvester

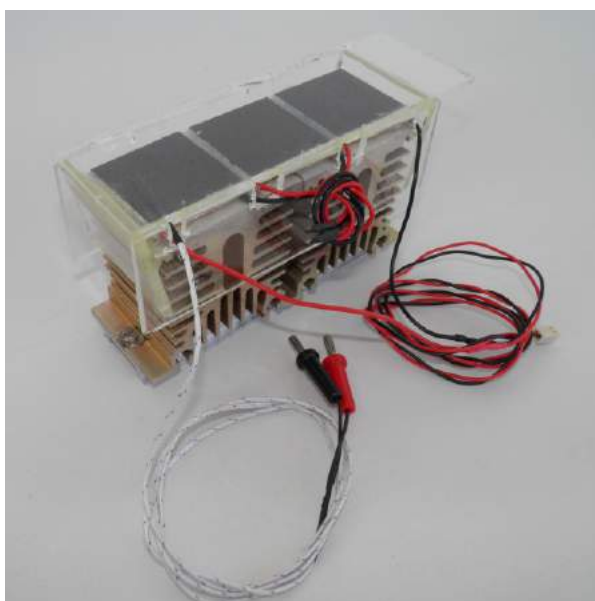
Ο πρώτος και πιο απλός energy harvester που αξιοποιήθηκε είναι ένα μικρό φωτοβολταϊκό πάνελ. Τα φωτοβολταϊκά αποτελούν μία σίγουρη επιλογή για energy harvesting, καθώς είναι μια αρκετά ώριμη και διαδεδομένη τεχνολογία, ενώ παρέχουν και από τις υψηλότερες αποδόσεις σε σχέση με το κόστος τους. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε το φωτοβολταϊκό πάνελ του σχήματος 55, διαστάσεων $6.5\text{cm} \times 4.5\text{cm}$. Το φωτοβολταϊκό μπορεί να λειτουργήσει και να αποτελέσει την κύρια πηγή energy harvesting τόσο σε χερσαία όσο και σε θαλάσσια χρήση του συστήματος.



Σχήμα 55: Φωτοβολταϊκό πάνελ για harvesting ηλιακής ενέργειας

4.1.2 Θερμοηλεκτρικός harvester

Για την αξιοποίηση θερμικής ενέργειας χρησιμοποιήθηκε μία συστοιχία τριών θερμοηλεκτρικών γεννητριών. Η κατασκευή που εμφανίζεται στο σχήμα 56, αποτελείται από τις γεννήτριες και δύο μεγάλες ψύκτρες προσαρτημένες στη μία πλευρά των γεννητριών, ενώ η άλλη πλευρά τους μένει εκτεθειμένη. Επίσης έχει τοποθετημένο στην επιφάνεια μίας εκ των γεννητριών ένα θερμοζεύγος για τη μέτρηση της θερμοκρασίας της επιφάνειάς της. Το σενάριο λειτουργίας του energy harvester αυτού μπορεί να εφαρμοστεί σε ένα θαλάσσιο κόμβο αισθητήρων πάνω σε πλωτήρα, όπου η ψύκτρα θα βυθίζεται στο νερό.

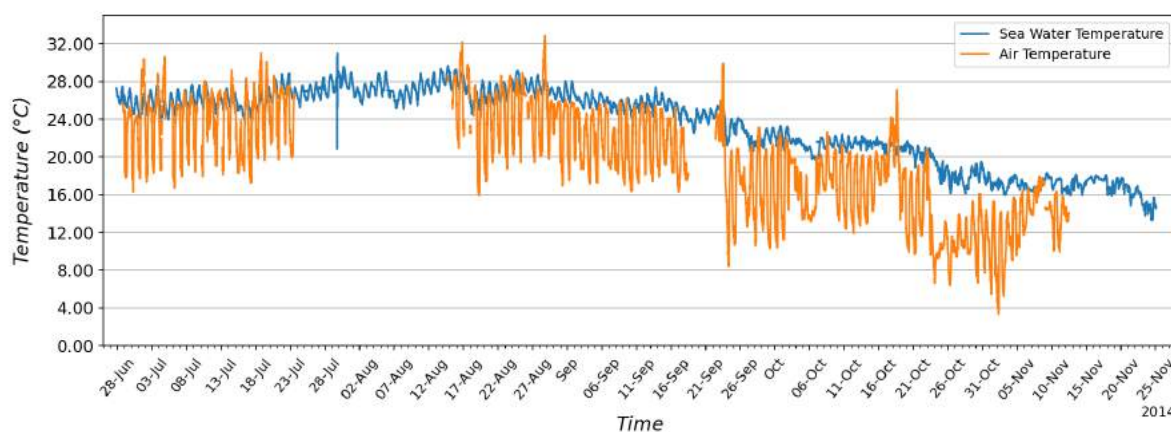


Σχήμα 56: Θερμοηλεκτρικός harvester

Το αρχικό σενάριο χρήσης του θερμοηλεκτρικού harvester ήταν η παραγωγή ενέργειας μέσω της διαφοράς θερμοκρασίας μεταξύ της θάλασσας, και του αέρα. Σύμφωνα με το σενάριο αυτό, ο harvester θα μπορούσε να παράγει ενέργεια τόσο κατά τις ώρες της ημέρας, όπου κατά κανόνα η θερμοκρασία της θάλασσας είναι χαμηλότερη, όσο και κατά τη διάρκεια της νύχτας, όπου η θερμοκρασία της θάλασσας είναι υψηλότερη.

Να σημειωθεί ότι η πολικότητα της τάσης εξόδου του harvester αναμενόταν να αναστρέφεται ανάλογα με τη θερμή και ψυχρή πλευρά του. Για παράδειγμα, κατά τη διάρκεια ενός τυπικού καλοκαιρινού 24ώρου, αναμένεται κατά τη διάρκεια της ημέρας η θερμοκρασία του αέρα να είναι υψηλότερη της θάλασσας, ενώ πιθανόν κατά τις βραδινές ώρες, η σχέση αυτή να αντιστρέφεται. Επομένως

χρειάζεται διαχείριση της εναλλασσόμενης πολικότητας του harvester. Στο διάγραμμα του σχήματος 57 παρουσιάζονται οι θερμοκρασίες της θάλασσας και του αέρα κατά τη διάρκεια 5 μηνών στην Κατερίνη, στο βόρειο Αιγαίο το έτος 2014, βάσει των δεδομένων που παραχωρήθηκαν από την ερευνητική ομάδα παράκτιας γεωμορφολογίας του Εργαστηρίου Φυσικής Γεωγραφίας του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών. Όπως φαίνεται, η ημερήσια μεταβολή θερμοκρασίας της θάλασσας είναι αναμενόμενα πολύ μικρότερη, ενώ οι μεγαλύτερες διαφορές θερμοκρασίας παρατηρούνται κατά τις βραδινές ώρες, με τη θερμοκρασία αέρα να μειώνεται πολύ, ενώ η θερμοκρασία της θάλασσας διατηρείται. Οι μέγιστες διαφορές ($T_{Air} - T_{Water}$) που παρατηρήθηκαν είναι $+6^{\circ}C$ και $-13.87^{\circ}C$.



Σχήμα 57: Μεταβολή θερμοκρασίας της θάλασσας και του αέρα για διάστημα 5 μηνών κατά το έτος 2014, στην περιοχή της Κατερίνης, στο βόρειο Αιγαίο

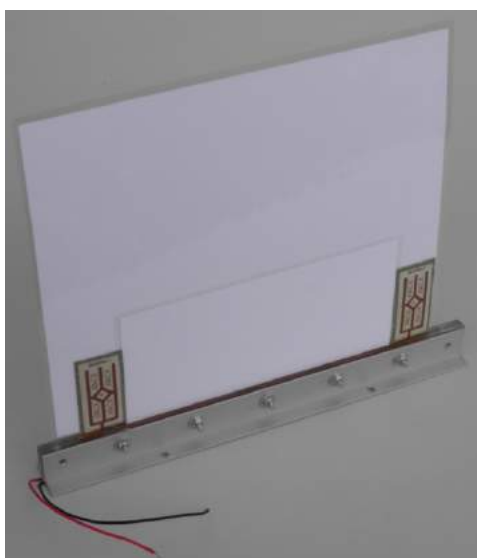
Το σενάριο αυτό ωστόσο αποδείχθηκε ανεπιτυχές κατά την διάρκεια των πρώτων πειραματικών δοκιμών. Ο λόγος είναι ότι η ανταλλαγή θερμότητας μεταξύ της εκτεθειμένης πλευράς της γεννήτριας και του περιβάλλοντος, η οποία συμβαίνει μόνο μέσω του αέρα, είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με τη θερμότητα που μεταφέρεται μεταξύ της άλλης πλευράς της γεννήτριας και του νερού, μέσω της ψύκτρας. Επομένως, μετά από μικρό χρονικό διάστημα, η θερμοκρασία όλης της γεννήτριας έρχεται σε ισορροπία, και ισούται με τη θερμοκρασία του νερού. Το σενάριο χρήσης που τελικώς λειτούργησε και θα παρουσιαστεί στη συνέχεια, προέβλεπε την αξιοποίηση της ηλιακής ακτινοβολίας για τη θέρμανση της εκτεθειμένης πλευράς. Για τη βελτίωση της απόδοσης του harvester, η επιφάνεια που εκτίθεται στον ήλιο έχει βαφεί μαύρη, προκειμένου να απορροφά περισσότερο την ηλιακή ακτινοβολία δημιουργώντας έτσι μεγαλύτερη διαφορά θερμοκρασίας

στις δύο πλευρές της γεννήτριας, ενώ η σε σειρά σύνδεση τριών γεννητριών εξασφάλισε μία υψηλότερη και πιο διαχωρίσιμη τάση αλλά και ισχύ εξόδου. Προφανώς, στο σενάριο αυτό οι γεννήτριες παράγουν ενέργεια μόνο κατά τις ώρες ηλιοφάνειας.

Επιπλέον βελτίωση που συμπεριλήφθηκε στη σχεδίαση του θερμοηλεκτρικού harvester, είναι η κατασκευή γύρω από τις θερμοηλεκτρικές γεννήτριες ενός διαφανούς καλύμματος. Ο λόγος τοποθέτησης του καλύμματος αυτού, προέκυψε ύστερα από την παρατήρηση κατά τη διάρκεια των πειραμάτων, ότι υπήρχε μείωση της παραγόμενης ισχύος του harvester κάθε φορά που προέκυπτε μία ριπή ανέμου. Συνεπώς, το διαφανές κάλυμα, εμποδίζει την αυξημένη απαγωγή θερμότητας από τη θερμή πλευρά της γεννήτριας, και συνδράμει επιπλέον, δημιουργώντας συνθήκες θερμοκηπίου, στην περαιτέρω αύξηση της θερμοκρασίας της.

4.1.3 Πιεζοηλεκτρικός και ηλεκτρομαγνητικός harvester

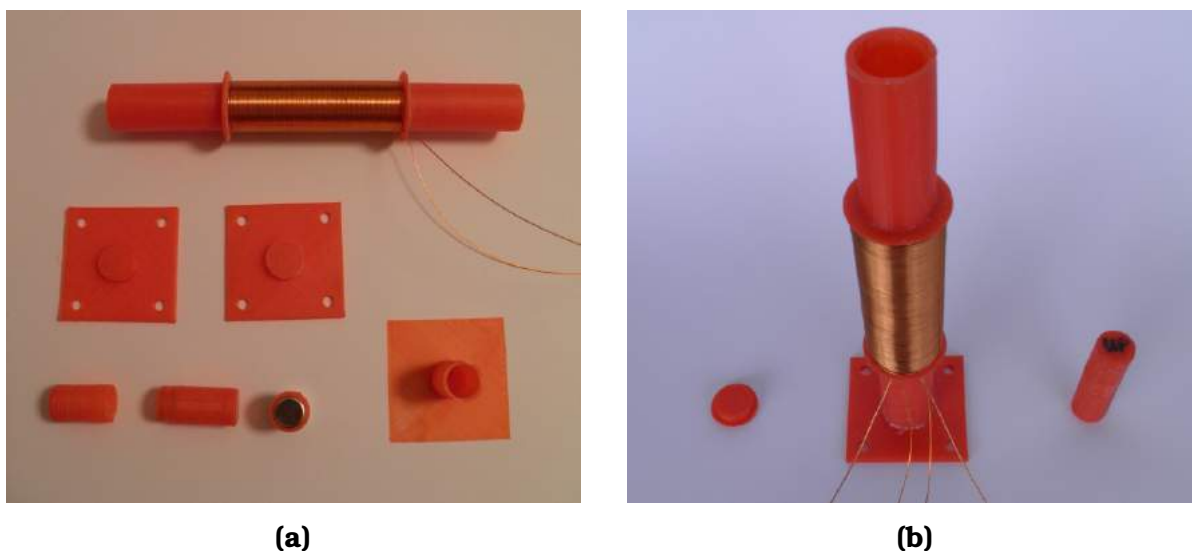
Η αξιοποίηση της κινητικής ενέργειας υπό τη μορφή ταλαντώσεων είναι δυνατή τόσο σε θαλάσσιο, όσο και σε χερσαίο σενάριο λειτουργίας του συστήματος. Στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκαν δύο harvesters που μετατρέπουν κινητική ενέργεια. Ένας πρωτότυπος harvester τύπου σημαίας, χρησιμοποιεί πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους στη βάση μίας επιφάνειας, η οποία ταλαντώνεται μέσω του ανέμου. Στο σχήμα 58 παρουσιάζεται η κατασκευή του πιεζοηλεκτρικού αιολικού energy harvester. Οι πιεζοηλεκτρικοί harvesters που χρησιμοποιήθηκαν είναι οι [S118-J1SS-1808YB](#) της εταιρίας MIDE.



Σχήμα 58: Πιεζοηλεκτρικός αιολικός harvester

Η δεύτερη δομή που αναπτύχθηκε, βασίστηκε στην ιδέα αξιοποίησης των ταλαντώσεων λόγω θαλάσσιων κυμάτων. Γενικά όπως προαναφέρθηκε η χρησιμοποίηση ηλεκτρομαγνητικών harvesters για συγκομιδή ενέργειας από τη θάλασσα είναι μία ιδιαίτερα ενεργή ερευνητική περιοχή. Στην παρούσα εργασία, ο ηλεκτρομαγνητικός harvester λειτουργεί μέσω της παλινδρομικής κίνησης ενός κινητού μαγνητικού οπλισμού εντός ενός πηνίου, ως συνέπεια της ταλάντωσης του harvester από τη δράση των κυμάτων. Ως εκ τούτου η εφαρμογή του αφορά σε θαλάσσιους κόμβους αισθητήρων.

Στην πράξη η παραγόμενη τάση εξόδου, κατά τη δοκιμή του σε μεγάλου πλάτους σταθερές ταλαντώσεις ήταν ιδιαίτερα χαμηλή, με συνέπεια να μη μπορεί να αξιοποιηθεί. Για το λόγο αυτό, δεν αξιοποιήθηκε, και δεν δοκιμάστηκε σε πραγματικές συνθήκες, καθώς αυτές θα ήταν ακόμη δυσμενέστερες σε σχέση με αυτές της δοκιμής. Η αύξηση του αριθμού των σπειρών του πηνίου σίγουρα θα οδηγούσε σε αύξηση της τάσης εξόδου, ωστόσο η κατασκευή του δεν δοκιμάστηκε. Επιπλέον, οι ταλαντώσεις σε πραγματικές συνθήκες είναι ασταθείς, κάνοντας ακόμη δυσκολότερο τον έλεγχο της πραγματικής απόδοσης του harvester αυτού. Η πρωτότυπη κατασκευή, η οποία έγινε με 3D εκτυπωτή, παρουσιάζεται στο σχήμα 59.



Σχήμα 59: Ηλεκτρομαγνητικός harvester. a) Τα μέρη του ηλεκτρομαγνητικού harvester, b) το κύριο σώμα και ο κινητός οπλισμός, ο οποίος μπορεί να κινείται ελεύθερα στο εσωτερικό του πηνίου, υποστηριζόμενος από μαγνητική ανάρτηση

Η αξιοποίηση των όλων παραπάνω harvesters, λόγω της χαμηλής παραγόμενης ισχύος, απαιτεί εξειδικευμένα συστήματα διαχείρισης τους. Η αρχική σχεδίαση

αφορούσε στην ανάπτυξη δύο συστημάτων διαχείρισης, ένα για DC πηγές, και ένα για AC πηγές.

4.2 Διαχείριση DC energy harvesters

Η διαχείριση των DC energy harvesters, με βασική εφαρμογή αυτή του φωτοβολταϊκού πάνελ, βασίστηκε στο ολοκληρωμένο κύκλωμα [BQ25570](#) της Texas Instruments. Το σύστημα που αναπτύχθηκε αποτελεί επί της ουσίας μία πλακέτα που επιτρέπει την εύκολη διεπαφή με όλη τη σύνθετη λειτουργικότητα που προσφέρει το ολοκληρωμένο αυτό.

4.2.1 Η λειτουργία του ολοκληρωμένου BQ25570

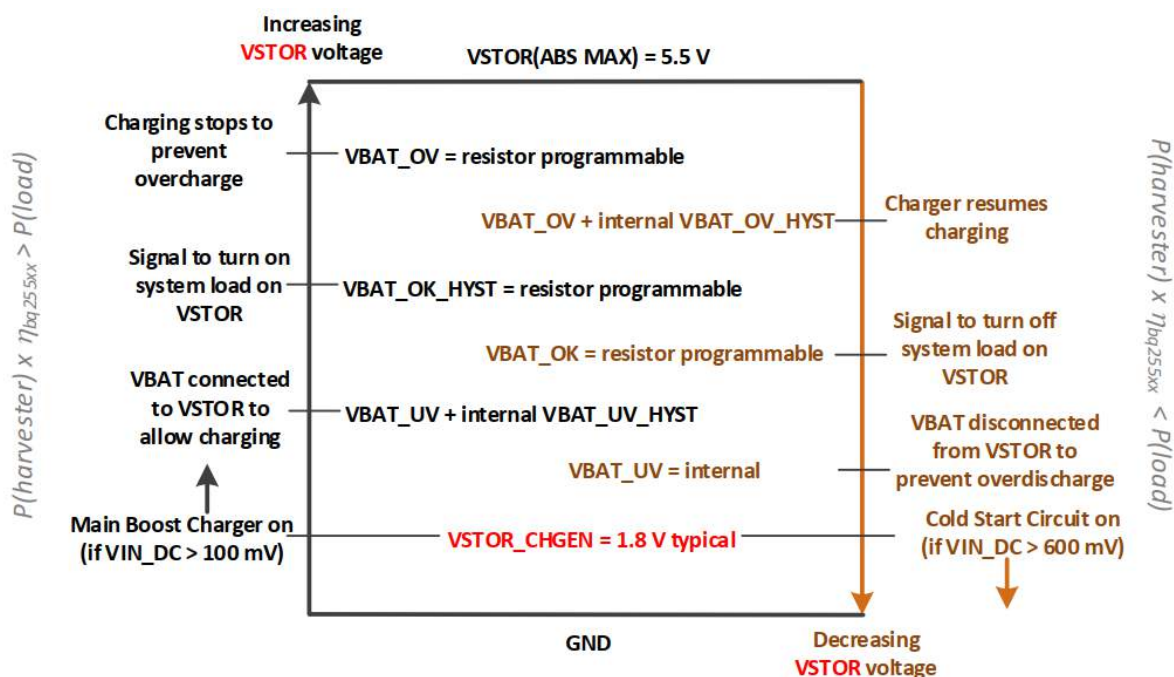
Το BQ25570 αποτελείται από έναν nano-power boost converter-charger σε συνδυασμό με buck converter, ειδικά σχεδιασμένους για energy harvesting εφαρμογές. Ο υψηλής απόδοσης boost converter είναι υπεύθυνος για την αποδοτική διαχείριση και συγκομιδή ενέργειας του harvester και γενικότερα από πηγές υψηλής εσωτερικής αντίστασης, εκτελώντας αλγόριθμο MPPT, με ρυθμιζόμενο σημείο μέγιστης ισχύος. Η ενέργεια αυτή αποθηκεύεται σε μία μπαταρία, ή έναν (υπερ)πυκνωτή, ενώ για τη φόρτιση της αποθηκευτικής μονάδας παρέχονται τρία σήματα ελέγχου της τάσης της, ώστε να εξασφαλιστεί η ομαλή της λειτουργία.

Η τάση εξόδου VSTOR του boost charger είναι η βασική μεταβλητή που καθορίζει την κατάσταση λειτουργίας του ολοκληρωμένου, όπως θα εξηγηθεί στη συνέχεια. Ο υψηλής απόδοσης buck converter, ο οποίος τροφοδοτείται από την αποθηκευτική μονάδα, είναι υπεύθυνος για τη ρύθμιση της τάσης εξόδου του ολοκληρωμένου συστήματος. Στην έξοδο του buck converter μπορεί να συνδεθεί το φορτίο του συστήματος.

Η διαχείριση της αποθηκευτικής μονάδας μέσω των τριών σημάτων ελέγχου γίνεται ως εξής: Ένα προκαθορισμένο επίπεδο τάσης (VBAT_UV), στα 1.95V, είναι υπεύθυνο για προστασία από υπερβολική εκφόρτιση (undervoltage protection). Στην πράξη πρόκειται για την τελευταία δικλείδα ασφαλείας που εξασφαλίζει ότι ένα αποθηκευτικό στοιχείο (π.χ. μια μπαταρία) δε θα εκφορτιστεί τελείως, με κίνδυνο να καταστραφεί. Όταν η τάση της μονάδας VBAT μειωθεί κάτω από το όριο των 1.95V, απενεργοποιείται ο buck converter, ενώ απομονώνεται η μονάδα αποθήκευσης από το κύκλωμα (αποσύνδεση VSTOR από VBAT), για να αποφευχθεί υπερβολική εκφόρτιση. Όταν η τάση της επανέλθει (συμπεριλαμβανομένης και μιας υστέρησης 15mV), ο buck converter ενεργοποιείται, και η μονάδα ξανασυνδέεται στον boost charger (VSTOR = VBAT), ώστε να συνεχιστεί η φόρτισή της. Τα άλλα δύο σήματα είναι ρυθμιζόμενα. Το πρώτο (VBAT_OV) αφορά στην

προστασία από υπερβολική φόρτιση (overvoltage protection).

Συγκεκριμένα, καθορίζεται η μέγιστη επιθυμητή τάση φόρτισης της μονάδας, και όταν η φόρτιση φτάσει στο σημείο αυτό, αποσυνδέεται ο boost charger από τη μονάδα. Όταν η τάση πέσει κάτω από το επιθυμητό όριο (συμπεριλαμβανομένης και μίας υστέρησης 24mV), ο boost charger επανασυνδέεται. Το τελευταίο σήμα (VBAT_OK) καθορίζει το εύρος καλής λειτουργίας της αποθηκευτικής μονάδας. Παρέχεται η δυνατότητα ρύθμισης μιας τάσης-ορίου (και της αντίστοιχης υστέρησης), και στην περίπτωση που η τάση VBAT πέσει κάτω από αυτό το όριο, το BQ25570 θέτει σε λογικό '1' ένα σήμα ελέγχου. Αυτό το σήμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να κλείσει για παράδειγμα τον buck converter, απομονώνοντας το φορτίο. Όταν η τάση επανέλθει, το σήμα ελέγχου επανέρχεται στο λογικό '0'. Η παραπάνω λειτουργικότητα συνοψίζεται στο διάγραμμα του σχήματος 60.



Σχήμα 60: Καταστάσεις Λειτουργίας του BQ25570 [27]

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό του ολοκληρωμένου είναι η λειτουργία cold-start. Όταν η τάση VSTOR είναι μικρότερη των 1.8V, τότε ο boost charger δε μπορεί να λειτουργήσει. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιείται ένας λιγότερο αποδοτικός boost converter, ο οποίος, εφόσον παρέχεται αρκετή ισχύς από τον harvester, επιχειρεί να φορτίσει το VSTOR πάνω από τα 1.8V, ώστε να εκκινήσει η κανονική λειτουργία του συστήματος. Γενικά αυτή είναι μία μη αποδοτική κατάσταση λειτουργίας, και αποτελεί έναν επιπλέον λόγο που είναι σημαντική η αποφυγή

βαθιάς εκφόρτισης της μονάδας αποθήκευσης (και κατά συνέπεια του VSTOR). Όλα τα ρυθμιζόμενα σήματα γίνονται με χρήση διαιρετών τάσης συνολικής αντίστασης 10-13MΩ, έτσι ώστε να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες ενέργειας.

Στην παρούσα εργασία, τελική στόχευση του συστήματος με το BQ25570 είναι η φόρτιση μίας μπαταρίας LiPo μέσω energy harvesting, η οποία αποτελεί όπως είδαμε και την πηγή ενέργειας του συστήματος CompleteSystem. Το fail-safe όριο 1.95V είναι αρκετά καλό για τις LiPo μπαταρίες, ωστόσο, για τη βέλτιστη διάρκεια ζωής της LiPo μπαταρίας, ρυθμίστηκε η τάση VBAT_OK στα 2.7V, ενώ η υστέρηση και συνεπώς η επανασύνδεση του φορτίου, ρυθμίστηκε στα 3V. Τέλος, η τάση VBAT_OV ρυθμίστηκε στα 4.2V, την ανώτερη προτεινόμενη τάση φόρτισης μίας LiPo μπαταρίας. Όσον αφορά στη λειτουργία MPPT, το BQ25570 υλοποιεί την μέθοδο Constant Voltage, με δυνατότητα καθορισμού του λόγου της τάσης ανοιχτοκύκλωσης προς την επιθυμητή τάση εξόδου είτε στο 50%, το οποίο ενδείκνυται γενικά για θερμοηλεκτρικές γεννήτριες, είτε στο 70%, το οποίο ενδείκνυται γενικά για φωτοβολταϊκά πάνελ, ή σε κάποιο άλλο ποσοστό μέσω διαιρέτη τάσης.

4.2.2 Κατασκευή συστήματος με BQ25570

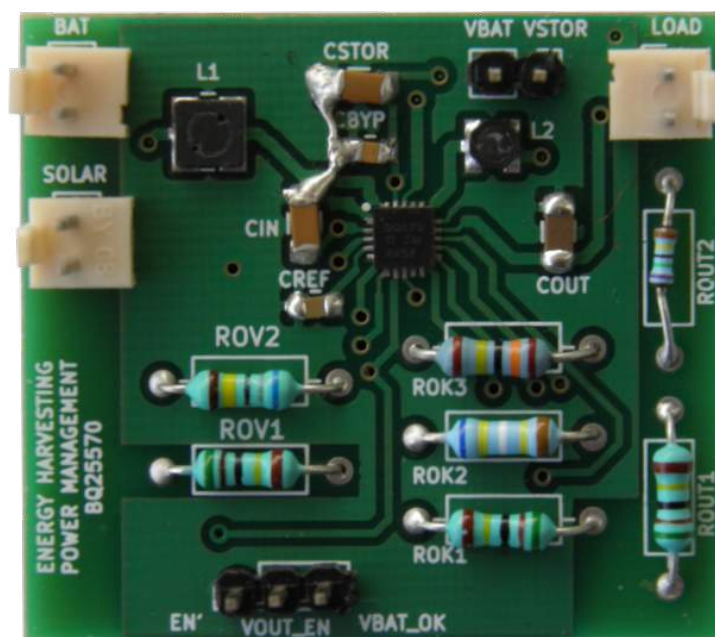
Για την κατασκευή του προτεινόμενου συστήματος με το BQ25570, δημιουργήθηκε αρχικά ένα σχέδιο χρησιμοποιώντας το λογισμικό KiCad. Το σχηματικό της πλακέτας αυτής, προέβλεπε τη διασύνδεση των εξαρτημάτων που απαιτούνται από το BQ25570 για τη λειτουργία του και την τοποθέτηση αναμονών τόσο για τα σήματα ελέγχου, όσο και για σήματα στα οποία είναι χρήσιμο να έχει πρόσβαση ο χρήστης, για έλεγχο της λειτουργίας του συστήματος.

Να σημειωθεί ότι οι απαιτήσεις του BQ25570 ολοκληρωμένου κυκλώματος όσον αφορά τη σχεδίαση του PCB είναι πολύ συγκεκριμένες και απαιτητικές. Επειδή τα σήματα που αξιοποιεί είναι της τάξης των micro-/nano-Amperes (χρησιμοποιούνται διαιρέτες τάσης της τάξης των 10MΩ), είναι ιδιαίτερα επιρρεπή σε θόρυβο. Επίσης οι απαιτήσεις υψηλής απόδοσης του κυκλώματος ισχύος του ολοκληρωμένου, εισάγουν επιπλέον σημαντικούς περιορισμούς. Ενδεικτικά, η τοποθέτηση των πυκνωτών, των πηνίων των μετατροπέων, η απόστασή τους από το ολοκληρωμένο, αλλά και επιπλέον η διαφοροποίηση και απομόνωση των σημάτων ισχύος από τα ασθενή σήματα ελέγχου μέσω σωστής διαχείρισης της γείωσης και των ground planes είναι κομβικής σημασίας για τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος.

Αρχικά έγινε προσπάθεια με το αρχικό σχηματικό που δημιουργήθηκε να εκτυπωθεί PCB πλακέτα αξιοποιώντας τη διαδικασία εκτύπωσης που αναφέρθηκε

παραπάνω. Το BQ25570 παρέχεται μόνο σε συσκευασία VQFN-20, η οποία καθιστά πολύ δύσκολη τη διαχείριση και τοποθέτησή του. Επιπλέον, το αποτύπωμα (footprint) της συσκευασίας αυτής εισάγει νέες πολύ αυστηρές απαιτήσεις στους κανόνες σχεδίασης της πλακέτας, καθώς οι αποστάσεις μεταξύ των pins του QFN είναι της τάξης των $0.2mm$, και αντίστοιχα, οι διαδρομές που θα διασυνδέουν το υπόλοιπο κύκλωμα με το ολοκληρωμένο αυτό δε γίνεται να είναι μεγαλύτερες από $0.25mm$, τουλάχιστον κοντά στο ολοκληρωμένο. Ενδεικτικά αναφέρεται ότι έως εκείνο το σημείο, οι κανόνες σχεδίασης που χρησιμοποιούνταν και οδηγούσαν με αξιοπιστία σε καλή εκτύπωση πλακετών PCB ήταν διαδρομές το λιγότερο $0.5mm$ πλάτος (συνήθως χρησιμοποιούνταν $0.7mm$ και $1mm$) και αποστάσεις μεταξύ διαδρομών (clearance) $0.6mm$.

Η πρώτη αυτή προσπάθεια κατασκευής, η οποία έγινε πριν αρχίσει η χρήση solder mask, αλλά και η λειτουργία της συσκευής εκτύπωσης PCB ως φωτοτράπεζα, απέτυχε. Ως εκ τούτου, τα σχέδια τροποποιήθηκαν λίγο και αποστάλθηκαν σε εξειδικευμένη εταιρία, η οποία ανέλαβε και την τοποθέτηση των πιο δύσκολων εξαρτημάτων. Η πλακέτα που προέκυψε παρουσιάζεται στο σχήμα 61.



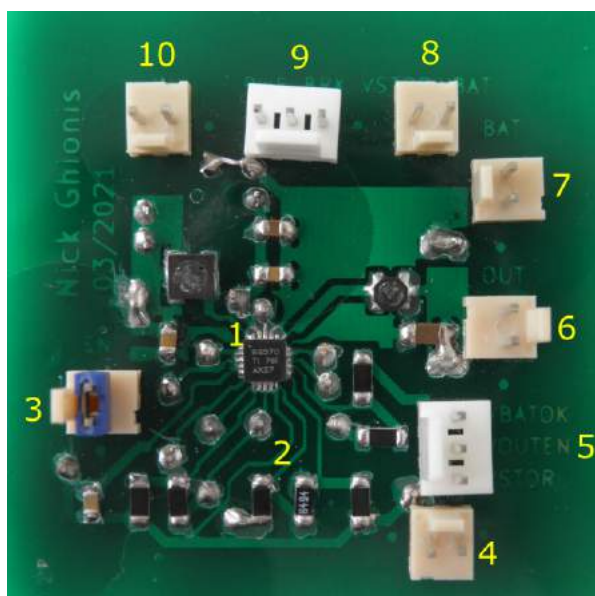
Σχήμα 61: Πλακέτα με ολοκληρωμένο BQ25570

Αν και το αποτέλεσμα ήταν ικανοποιητικό, η λειτουργία της πλακέτας κατά τον έλεγχο της δεν ήταν σωστή. Συγκεκριμένα, η συμπεριφορά του ολοκληρωμένου δεν ακολουθούσε την προβλεπόμενη λειτουργία του διαγράμματος του σχήματος 60, αλλά ήταν συχνά απρόβλεπτη. Ύστερα από ενδελεχή μελέτη και επικοινωνία

νία με την εταιρία, προέκυψε ότι η μη σωστή λειτουργία πιθανόν να οφειλόταν σε σχεδιαστικό λάθος, σχετικά με τις γειώσεις. Μία επιπλέον παρατήρηση που βελτίωσε μεν, αλλά δεν έλυσε το πρόβλημα, ήταν η ανάγκη διεξοδικού καθαρισμού της πλακέτας πριν τη χρήση της. Πέραν της σκόνης και άλλων σωματιδίων που μπορεί να δημιουργούσαν θόρυβο στα ασθενή σήματα του ολοκληρωμένου, είναι απαραίτητη η αφαίρεση της σολντερίνης (flux) που χρησιμοποιείται για την κόλληση των εξαρτημάτων. Αν και ορισμένες κατηγορίες σολντερίνης δεν απαιτούν θεωρητικά καθαρισμό (no-clean flux), στη συγκεκριμένη εφαρμογή, η αγωγιμότητα της σολντερίνης είναι συγκρίσιμη με τις αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται, και ως εκ τούτου επηρεάζει τα σήματα του ολοκληρωμένου. Για την αφαίρεση της σολντερίνης, ύστερα από πειραματισμό, λειτούργησε καλύτερα η χρήση καυτού νερού σε συνδυασμό με σαπούνι, και τρίψιμο με μία βούρτσα, και μετά το ξέβγαλμα (ιδανικά με απιονισμένο νερό), περιλούσιμο της πλακέτας με καθαρό οινόπνευμα, για απομάκρυνση της υγρασίας.

Η τελική έκδοση της πλακέτας προέκυψε ύστερα από πολύ προσεκτικό επανασχεδιασμό της πλακέτας, ώστε να τηρεί όλες τις προδιαγραφές όπως αυτές περιγράφονται σε όλα τα σημεία του datasheet, αλλά και στις οδηγίες των τεχνικών της Texas Instruments. Σημαντική αλλαγή ήταν η χειροκίνητη τροποποίηση του footprint του BQ25570, ώστε να υπάρχει ελαφρώς μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ των pins του, αλλά και του κεντρικού pad του, ώστε να εκτυπωθεί το PCB χωρίς βραχυκυκλώματα μεταξύ τους.

Η ευθυγράμμιση των διαφανειών του σχηματικού έγινε με χρήση της φωτοτράπεζας, ενώ τοποθετήθηκε και solder mask για την ευκολότερη τοποθέτηση στη συνέχεια των εξαρτημάτων. Με χρήση μικροσκοπίου διορθώθηκαν οι λίγες ατέλειες που προέκυψαν κατά την εκτύπωση. Κατά την τοποθέτηση των εξαρτημάτων, και ειδικά του VQFN, δοκιμάστηκε τόσο η τεχνική κόλλησης με θερμό αέρα (heat station) όσο και με συμβατικό κολλητήρι. Εν τέλει, συνδυάζοντας τα δύο, ολοκληρώθηκε η τοποθέτηση όλων των εξαρτημάτων. Το τελικό αποτέλεσμα παρουσιάζεται στο σχήμα 62.



Σχήμα 62: Τελική πλακέτα με ολοκληρωμένο BQ25570. **1.** Ολοκληρωμένο BQ25570, **2.** Διαιρέτες τάσης ρύθμισης παραμέτρων BQ25570, **3.** Jumper για ενεργοποίηση του κυκλώματος, **4.** Διαθέσιμες γειώσεις, χρήσιμες για εξωτερικές μετρήσεις, **5.** Σύστημα CompleteSystem για καταγραφή ηλιακής ακτινοβολίας, **6.** Έξοδος buck converter του ολοκληρωμένου, για διασύνδεση φορτίου, **7.** Αναμονή για σύνδεση μονάδας αποθήκευσης ενέργειας **8.** Αναμονές για εξωτερική μέτρηση τάσεων VSTOR, VBAT, **9.** Αναμονή για εξωτερική μέτρηση τάσης εισόδου συστήματος και μία επιπλέον γείωση, **10.** Σύνδεση Energy Harvester για παροχή ενέργειας

Μετά τον διεξοδικό καθαρισμό του PCB, η πλακέτα λειτούργησε κατά τις δοκιμές σύμφωνα με τα προβλεπόμενα, επιβεβαιώνοντας με τον τρόπο αυτό ότι τόσο η νέα σχεδίαση, όσο και η κατασκευή της πλακέτας είναι επιτυχής.

4.3 Διαχείριση AC energy harvesters

Για τη διαχείριση των AC Energy harvesters, δηλαδή της πιεζοηλεκτρικής ση-μαίας, του ηλεκτρομαγνητικού harvester, και της θερμοηλεκτρικής γεννήτριας χρησιμοποιήθηκαν δύο ολοκληρωμένα της Analog Devices, το [LTC3588-1](#), και το [LTC3109](#). Το LTC3588-1 αξιοποιήθηκε μέσω ενός έτοιμου breakout board της Sparkfun, ενώ για το LTC3109 σχεδιάστηκε πρωτότυπη πλακέτα PCB.

4.3.1 Η λειτουργία του LTC3588-1

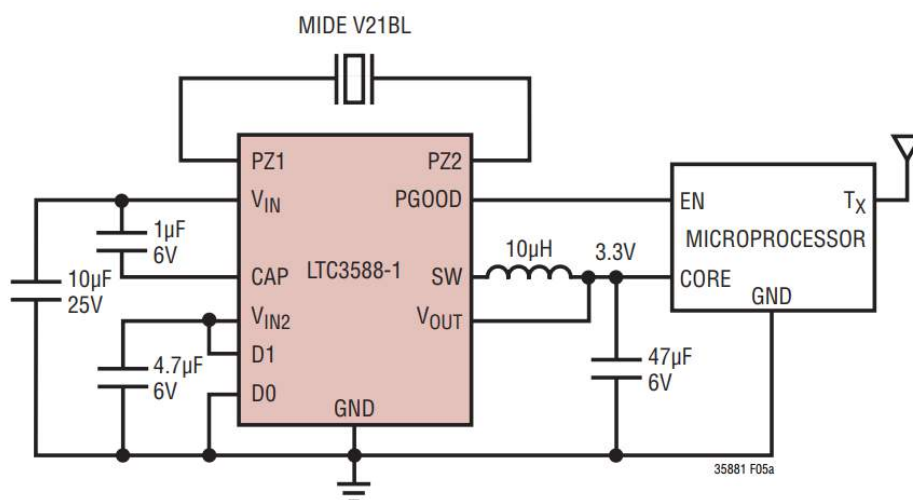
Το ολοκληρωμένο LTC3588-1 συνδυάζει μία πολύ χαμηλών απωλειών γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με έναν buck converter, δημιουργώντας ένα σύστημα αποδοτικής διαχείρισης για AC harvesters όπως πιεζοηλεκτρικούς και μαγνητικούς,

αλλά και για DC harvesters. Η λειτουργία του LTC3588-1, όπως περιγράφεται στο datasheet [13], είναι η εξής:

Ο energy harvester, είτε απευθείας αν είναι DC, είτε μέσω του ανορθωτή αν είναι AC, φορτίζει τον πυκνωτή εισόδου. Το μεγάλο εύρος τάσης εισόδου, μέχρι 20V, επιτρέπει τη συγκέντρωση αρκετής ενέργειας στον πυκνωτή αυτό. Μέσω δύο pins (δύο bits) επιλέγεται η επιθυμητή, μεταξύ τεσσάρων διαφορετικών, τάση εξόδου (1.8V, 2.5V, 3.3V, 3.6V). Ανάλογα με την επιθυμητή τάση εξόδου, ρυθμίζεται και η τάση V_{UVLO} , η οποία αφορά στην Undervoltage Lockout λειτουργία του ολοκληρωμένου. Συγκεκριμένα, μέχρι η τάση στον πυκνωτή εισόδου να ξεπεράσει την τάση V_{UVLO} , ο buck converter είναι ασύνδετος. Όταν ο πυκνωτής φορτιστεί πάνω από την τάση αυτή, τότε ενεργοποιείται ο buck converter ο οποίος μεταφέρει ισχύ από την είσοδο στην έξοδο, φορτίζοντας τον πυκνωτή εξόδου του. Μέχρι η τάση εξόδου να φτάσει στο 92% της επιθυμητής ο converter λειτουργεί κανονικά. Εάν κατά τη φόρτιση του πυκνωτή εξόδου, ή οποιοδήποτε γενικά, η τάση στην είσοδο πέσει κάτω από τη V_{UVLO} μείον ένα παράθυρο υστέρησης 1V, τότε ο converter απενεργοποιείται. Εάν ο converter καταφέρει να ρυθμίσει την τάση εξόδου στο 92% της επιθυμητής, τότε ο converter εισέρχεται σε ένα sleep state χαμηλής κατανάλωσης, παρακολουθώντας την τάση εξόδου. Εάν αυτή πέσει κάτω του επιθυμητού τότε ο converter ενεργοποιείται εκ νέου για να την επαναφέρει.

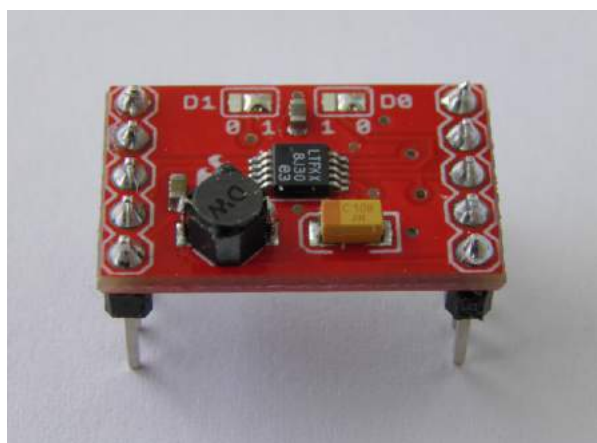
Τέλος το LTC3588-1 χρησιμοποιεί έναν συγκριτή για να ελέγχει εάν η τάση εξόδου είναι εντός του 92% της επιθυμητής. Εάν ναι, τότε ένα σήμα εξόδου, το PGOOD, γίνεται λογικό '1'. Ακόμη και αν η τάση εισόδου πέσει κάτω από τη V_{UVLO} , το σήμα PGOOD παραμένει '1', και γίνεται '0' μόνο όταν η τάση εξόδου πέσει χαμηλότερα του 92% της επιθυμητής.

Το μέγιστο ρεύμα εξόδου μέσω του converter είναι τα 100mA. Ωστόσο, με κατάλληλη διαστασιολόγηση του πυκνωτή εξόδου, και με χρήση ενδεχομένως και του σήματος PGOOD, μπορεί να παραχθεί μεγαλύτερο ρεύμα για ένα μικρό χρονικό διάστημα μέσω ενέργειας που έχει συγκεντρωθεί στον πυκνωτή, σε ένα πιο απαιτητικό φορτίο. Στο διάγραμμα 63 παρουσιάζεται μία τυπική χρήση του LTC3588-1, το οποίο αξιοποιεί έναν πιεζοηλεκτρικό energy harvester για την τροφοδοσία ενός μικροελεγκτή με έναν πομπό.



Σχήμα 63: Τυπική εφαρμογή του LTC3588-1 [13]

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε το breakout board της Sparkfun που φαίνεται στο σχήμα 64. Το συγκεκριμένο board έχει συνδεδεμένους τους πυκνωτές εισόδου και εξόδου που χρειάζονται για το LTC3588-1, ενώ υπάρχουν pin headers για τη διεπαφή με το ολοκληρωμένο κύκλωμα. Η χρήση του επιχειρήθηκε με την πρωτότυπη πιεζοηλεκτρική σημαία. Ωστόσο, το κύκλωμα δεν λειτούργησε όπως αναμενόταν, με τον πυκνωτή εισόδου να εκφορτίζεται διαρκώς.



Σχήμα 64: LTC3588-1 Breakout Board της Sparkfun

4.3.2 Η λειτουργία του LTC3109

Το ολοκληρωμένο LTC3109 είναι ένας DC/DC μετατροπέας που μπορεί να συλλέγει ενέργεια από πηγές ιδιαίτερα χαμηλής τάσης εξόδου, μεγαλύτερης των 30mV. Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό του σε σχέση με το ολοκληρωμένο LTC3108

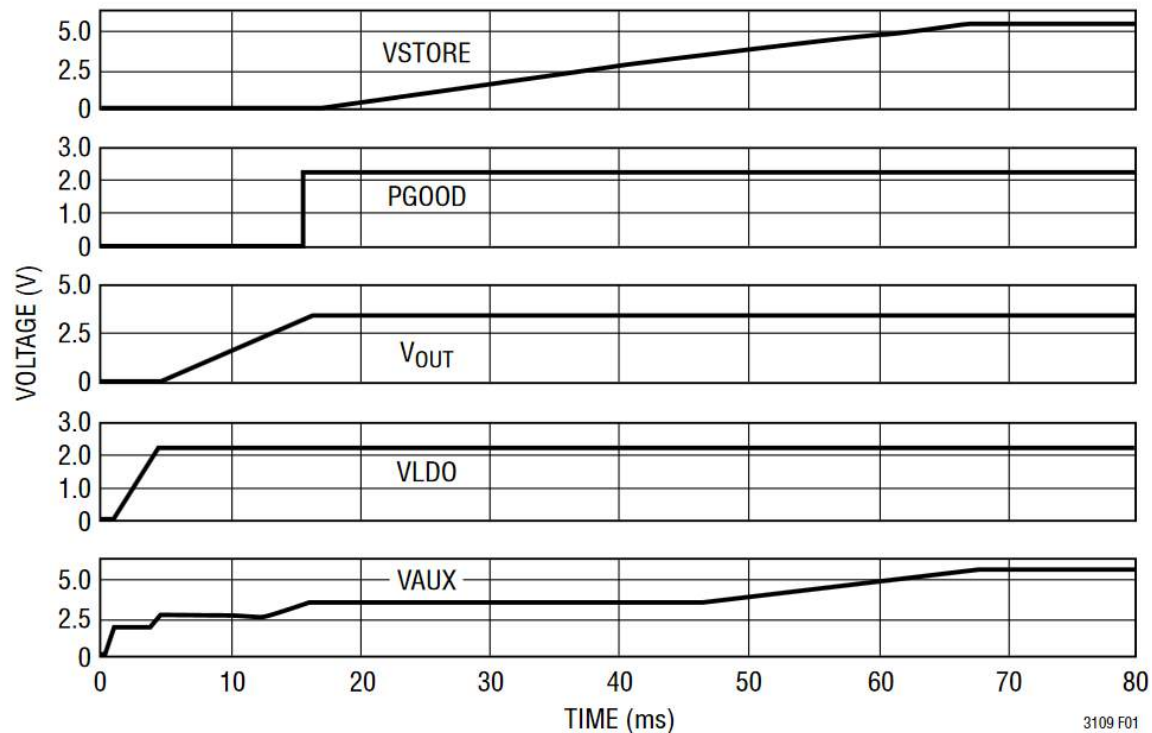
είναι ότι μπορεί να λειτουργήσει με μεταβαλλόμενης πολικότητας harvester, καθιστώντας το ιδανικό για energy harvesting μέσω θερμοηλεκτρικών γεννητριών. Για την αξιοποίηση harvesters με τόσο χαμηλή τάση εξόδου, το LTC3109 σχηματίζει στην είσοδό του δύο ταλαντωτές, έναν για κάθε πολικότητα. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιούνται διακόπτες MOSFET οι οποίοι μετατρέπουν σε εναλλασσόμενη την DC τάση εισόδου, και στη συνέχεια αξιοποιείται ένας step-up μετασχηματιστής για ανύψωση της ασθενούς τάσης εισόδου. Στη συνέχεια, η τάση ανορθώνεται και τροφοδοτεί τον V_{AUX} πυκνωτή. Η τάση V_{AUX} τροφοδοτεί όλα τα ενεργά στοιχεία του LTC3109 και καθορίζει εν πολλοίς τον κύκλο λειτουργίας του. Όταν η τάση V_{AUX} υπερβεί τα $2.5V$, τότε αρχίζει να μεταφέρεται ενέργεια στην κύρια έξοδο V_{OUT} του ολοκληρωμένου. Η τάση εξόδου, μπορεί να ρυθμιστεί στις τιμές $2.35V$, $3.3V$, $4.1V$ και $5V$.

Το LTC3109 παρέχει επιπλέον την έξοδο V_{OUT2} , η οποία είναι στην ουσία η ίδια με την V_{OUT} , όμως μπορεί να ενεργοποιηθεί και να απενεργοποιηθεί μέσω ενός σήματος του χρήστη που ελέγχει ένα P-MOSFET. Το μέγιστο ρεύμα που παρέχεται από την έξοδο αυτή είναι $0.3A$. Για την έξοδο V_{OUT} , παρέχεται επίσης το σήμα εξόδου PGOOD, το οποίο γίνεται λογικό '1' όταν η έξοδος βρίσκεται στην επιθυμητή τάση με απόκλιση μικρότερη του 7.5%, ενώ γίνεται λογικό '0' όταν η τάση εξόδου αποκλίνει περισσότερο του 9% από την επιθυμητή τιμή.

Όταν το ολοκληρωμένο φορτίσει επιτυχώς την έξοδο V_{OUT} , τότε, εφόσον συνεχίζει να παρέχεται ενέργεια στην είσοδό του, υπάρχει η δυνατότητα αποθήκευσης ενέργειας σε ένα αποθηκευτικό στοιχείο (μπαταρία, (υπερ)πυκνωτής) στη διασύνδεση V_{STORE} . Η φόρτιση σταματά στη μέγιστη τιμή που μπορεί να φτάσει και το V_{AUX} , η οποία τίθεται εσωτερικά στα $5.25V$. Σε περίπτωση που χαθεί η ισχύς εισόδου, τότε την τροφοδοσία των εξόδων του ολοκληρωμένου αναλαμβάνει το μεγαλύτερο εκ των V_{AUX} , V_{STORE} .

Τέλος, το LTC3109 έχει ενσωματωμένο ένα LDO για τροφοδοσία εξαρτημάτων χαμηλής ισχύος, το οποίο τροφοδοτείται από το μεγαλύτερο εκ των V_{AUX} , V_{STORE} , και ενεργοποιείται μόλις $V_{AUX} > 2.3V$ ενώ η έξοδός του είναι καθορισμένη στα $2.2V$ με δυνατότητα παροχής $5mA$.

Στο διάγραμμα του σχήματος 65, παρουσιάζονται οι αλληλεξαρτήσεις των σημάτων και των επιπέδων τάσεων κατά τη λειτουργία του LTC3109.

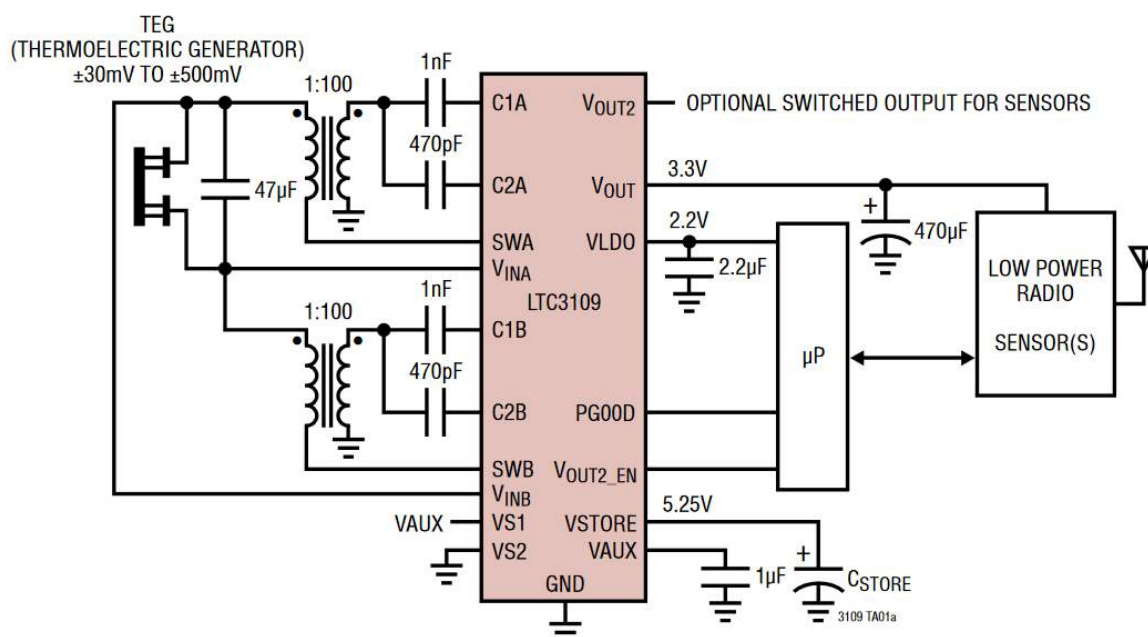


Σχήμα 65: Αλληλουχία επιπέδων τάσης και φόρτισης LTC3109 [12]

Συνοπτικά, κατά τη φόρτιση του V_{AUX} :

- Για $V_{AUX} \geq 2.3V$: Ενεργοποιείται το LDO
- Για $V_{AUX} \geq 2.5V$: Αρχίζει η φόρτιση του V_{OUT}
- Όταν το V_{OUT} φορτιστεί στην επιθυμητή τιμή: Αρχίζει η φόρτιση του V_{STORE} , PGOOD γίνεται HIGH
- $V_{AUX,max} = V_{STORE,max} = 5.25V$

Ένα τυπικό σύστημα που αξιοποιεί το LTC3109 παρουσιάζεται στο σχήμα 66.



Σχήμα 66: Τυπική εφαρμογή του LTC3109 [12]

Αν και το LTC3109 δεν χρησιμοποιεί κάποιον αλγόριθμο MPPT, εντούτοις είναι σχεδιασμένο να παρουσιάζει αντίσταση στην είσοδό του μεταξύ 2Ω και 10Ω , ενώ όσο η τάση εισόδου μειώνεται, τόσο η αντίσταση εισόδου του LTC3109 αυξάνεται. Τα χαρακτηριστικά αυτά επιτρέπουν να επιτυγχάνεται ένα ικανοποιητικό impedance matching με πηγές όπως τα TEG, τα οποία έχουν εσωτερική αντίσταση μερικών Ω .

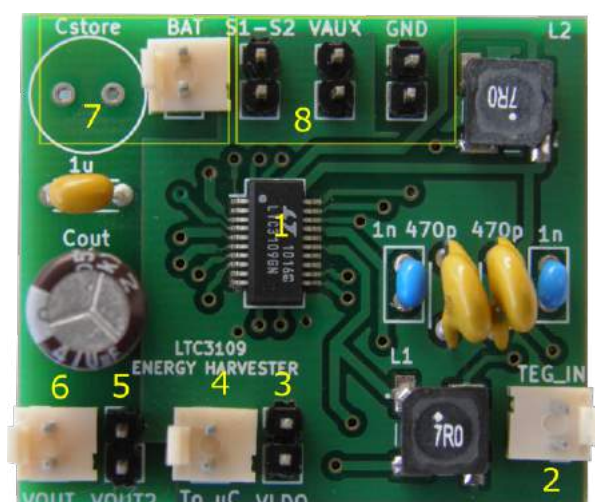
4.3.3 Κατασκευή συστήματος με LTC3109

Για την κατασκευή ενός συστήματος που θα αξιοποιεί το LTC3109 για τη διαχείριση θερμοηλεκτρικών energy harvesters, δημιουργήθηκε ένα σχηματικό με το λογισμικό KiCad. Κατ' αναλογία με την πλακέτα του BQ25570, στόχος της σχεδίασης ήταν να προκύψει ένα PCB, που αφενός θα φέρει όλα τα απαραίτητα περιφερειακά εξαρτήματα για τη σωστή λειτουργία του ολοκληρωμένου, και αφετέρου θα παρέχει αναμονές για τα σήματα ελέγχου και τις εισόδους/εξόδους του ολοκληρωμένου. Με τον τρόπο αυτό, δημιουργείται ένα πλήρες σύστημα διαχείρισης, με εύκολη χρήση και διασύνδεση.

Όσον αφορά στις απαιτήσεις του LTC3109 για την κατασκευή PCB, δεν απαιτείται κάτι εξεζητημένο. Βασική λεπτομέρεια είναι η σύνδεση του πρωτεύοντος των μετασχηματιστών τόσο στη μεριά του ολοκληρωμένου, όσο και με τον harvester με χαμηλής αντίστασης διαδρομή (ικανή να διαχειριστεί ρεύματα μέχρι

και $500mA$), προκειμένου να διατηρηθεί η υψηλή απόδοση του συστήματος. Επίσης, η 20-SSOP συσκευασία του ολοκληρωμένου εισήγαγε απαιτητικές προδιαγραφές στους κανόνες σχεδίασης, καθώς οι αποστάσεις των γειτονικών pins είναι περίπου $0.2mm$, ενώ η διασύνδεσή τους δε μπορεί να γίνει με διαδρομές μεγαλύτερες των $0.25mm$. Ωστόσο, η ευκολότερη πρόσβαση στα pins σε σχέση με την VQFN συσκευασία, διευκολύνει αρκετά την κατασκευή.

Η πλακέτα που σχεδιάστηκε ωστόσο, αποστάλθηκε σε εξειδικευμένη εταιρία για εκτύπωση και συναρμολόγηση των δυσκολότερων εξαρτημάτων, μαζί με αυτή του BQ25570. Συνεπώς, οι μικρές αποστάσεις και διαδρομές δεν αποτέλεσαν εμπόδιο. Το αποτέλεσμα φαίνεται στο σχήμα 67.



Σχήμα 67: Πλακέτα με ολοκληρωμένο LTC3109 **1.** Ολοκληρωμένο LTC3109, **2.** Σύνδεση Energy Harvester για παροχή ενέργειας BQ25570, **3.** Έξοδος LDO 2.2V και αναμονή $VAUX$ για εξωτερική μέτρηση, **4.** Σήματα ελέγχου $PGOOD$ και $VOUT2_{EN}$, **5.** Ελεγχόμενη έξοδος converter του ολοκληρωμένου, **6.** Έξοδος converter του ολοκληρωμένου, **7.** Αναμονές για διασύνδεση είτε μπαταρίας είτε πυκνωτή για αποθήκευση ενέργειας, **8.** Αναμονές για ρύθμιση της τάσης εξόδου του ολοκληρωμένου, μέσω των $S1, S2$.

Η ποιότητα κατασκευής και το αποτέλεσμα ήταν ικανοποιητικά. Ωστόσο, για αδιευκρίνιστο λόγο, το ολοκληρωμένο κύκλωμα δεν ανταποκρινόταν καθόλου στην εφαρμογή τάσης εισόδου. Συγκεκριμένα, το V_{AUX} δεν αυξανόταν ποτέ αλλά παρέμενε στα 0V, και κατά συνέπεια, δεν προέκυπτε καμία λειτουργικότητα από το ολοκληρωμένο. Ύστερα από πολλούς ελέγχους, τόσο της πρωτότυπης πλακέτας, όσο και του αρχικού σχηματικού, το σύστημα αυτό εγκαταλείφθηκε. Ένας επιπλέον λόγος είναι ότι οι θερμοηλεκτρικοί harvesters μπορούν να διαχειριστούν και από το σύστημα του BQ25570, το οποίο παρέχει επιπλέον και εξαιρετικές δυνατότητες διαχείρισης της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας. Ως εκ τούτου, σε συνδυασμό με την προβληματική πλακέτα, χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά το BQ25570 και για τις θερμοηλεκτρικές γεννήτριες.

5 Πειραματικές διατάξεις

Τα συστήματα τόσο των Energy Harvesters και των αντίστοιχων ολοκληρωμένων, αλλά και των προτεινόμενων συστημάτων αισθητήρων, ελέγχθηκαν μέσω των πειραματικών διατάξεων που θα περιγραφούν. Στόχος είναι η δημιουργία διατάξεων οι οποίες θα αντιστοιχούν στον τρόπο που αντίστοιχα συστήματα θα αξιοποιούνταν σε μία πραγματική εφαρμογή, και θα επιτρέπουν τη δοκιμή των συστημάτων σε ρεαλιστικά σενάρια για τη συλλογή χρήσιμων δεδομένων (μετρήσεων) αλλά και δεδομένων της λειτουργίας τους.

5.1 Πειραματικές διατάξεις energy harvesting

Όπως προαναφέρθηκε, η πλακέτα που αξιοποιείται για τον πειραματικό έλεγχο των harvesters είναι του συστήματος του BQ25570. Μέσω αυτού, σχεδιάστηκαν διατάξεις για το φωτοβολταϊκό πάνελ και τη θερμοηλεκτρική γεννήτρια. Ο ηλεκτρομαγνητικός και ο πιεζοηλεκτρικός harvester αναλύθηκαν χρησιμοποιώντας διαφορετική προσέγγιση.

5.1.1 Πείραμα για φωτοβολταϊκό harvester

Αρχικά για τη μελέτη συμπεριφοράς του φωτοβολταϊκού πάνελ ως energy harvester σχεδιάστηκε η πειραματική διάταξη του σχήματος 68. Το φωτοβολταϊκό πάνελ που χρησιμοποιήθηκε έχει διαστάσεις $6.5cm \times 4.4cm$.



Σχήμα 68: Πειραματική διάταξη Φωτοβολταϊκού Harvester. **1.** BQ25570 PCB, **2.** Φωτοβολταϊκός harvester, **3.** Συστοιχία πυκνωτών για αποθήκευση ενέργειας, **4.** Αισθητήρας UV και ηλιακής ακτινοβολίας Davis, **5.** Σύστημα CompleteSystem για καταγραφή ηλιακής ακτινοβολίας, **6.** LiPo 600mAh για την τροφοδοσία του CompleteSystem, **7.** Πολύμετρα για την παρακολούθηση των τάσεων της διάταξης.

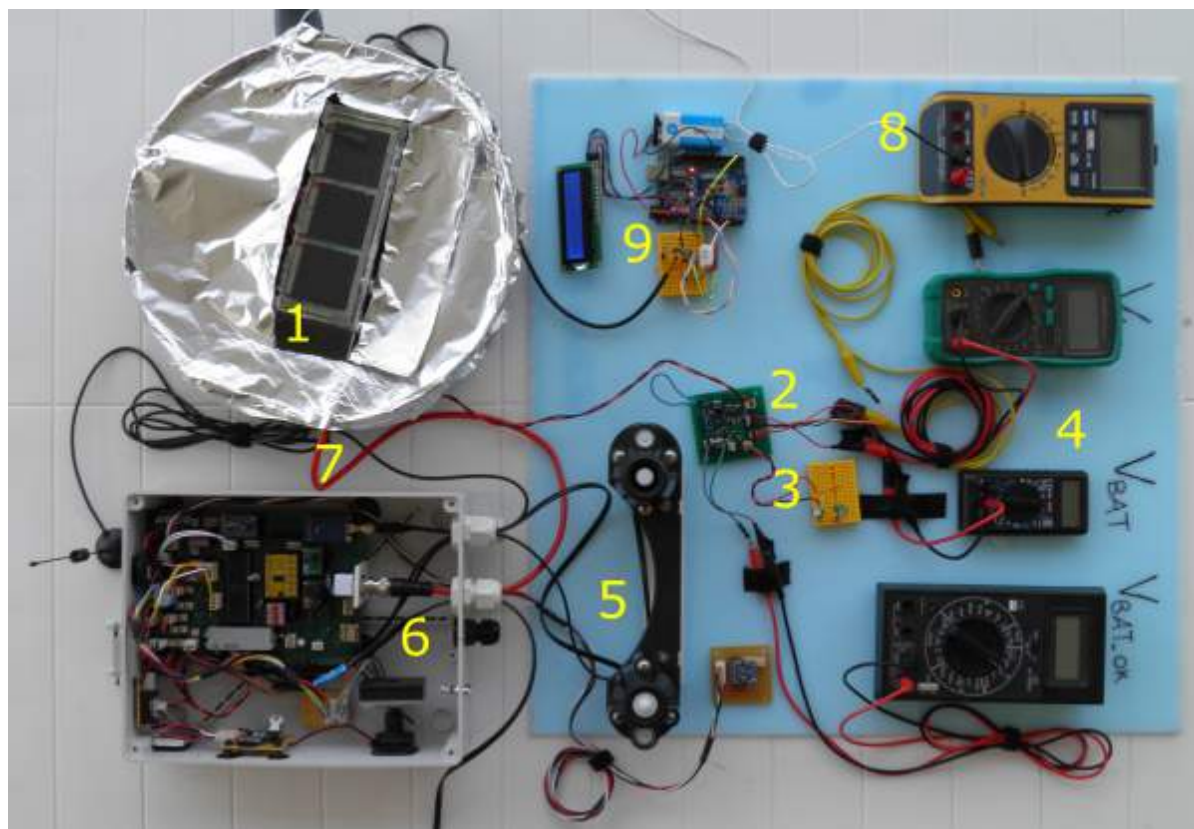
Κεντρικό στοιχείο της διάταξης είναι το σύστημα του BQ25570, στο οποίο συνδέεται το φωτοβολταϊκό. Ως μονάδα αποθήκευσης ενέργειας επιλέχθηκε μία συστοιχία υπερπυκνωτών συνολικής χωρητικότητας $5F$ και τάσης $5.2V$, ενώ χρησιμοποιούνται τέσσερα πολύμετρα, τα οποία μετρούν τις τάσεις του φωτοβολταϊκού (V_{in}), της συστοιχίας πυκνωτών (V_{BAT}), του σήματος εξόδου (V_{BAT_OK}), καθώς και της τάσης V_{STOR} . Με βάση τις μετρήσεις αυτές, μπορεί να γίνει τόσο μία επαλήθευση της λειτουργίας του συστήματος, αλλά ταυτόχρονα και μία

ανάλυση της παρεχόμενης ενέργειας και της απόδοσης της διάταξης. Επιπλέον στη διάταξη συμπεριλήφθηκε και ο αισθητήρας ηλιακής ακτινοβολίας Davis, ο οποίος συνδέεται στο CompleteSystem και οι μετρήσεις του αποθηκεύονται σε SD κάρτα. Με την πληροφορία αυτή, μπορεί να γίνει περαιτέρω ανάλυση της εκμεταλλευσόμενης ενέργειας, σε συνάρτηση και με την ηλιακή ακτινοβολία.

5.1.2 Πείραμα για θερμοηλεκτρικό harvester

Ο θερμοηλεκτρικός harvester που κατασκευάστηκε είναι κατάλληλος για εφαρμογές όπου αξιοποιείται η διαφορά θερμοκρασίας μεταξύ ενός υγρού και της εκτεθειμένης σε ακτινοβολία πλευράς του. Η πειραματική διάταξη που σχεδιάστηκε, επιτρέπει τη βύθιση της ψύκτρας του harvester εντός ενός δοχείου με νερό, ενώ η ελεύθερη πλευρά της θερμοηλεκτρικής γεννήτριας θερμαίνεται από την ηλιακή ακτινοβολία. Στο πείραμα είναι απαραίτητη η παρακολούθηση σε πραγματικό χρόνο της διαφοράς θερμοκρασίας μεταξύ των δύο πλευρών του TEG, προκειμένου να μπορεί να αντιπαραβληθεί με την παρεχόμενη ισχύ της ηλιακής ακτινοβολίας, αλλά και συγκεκριμένα της θερμοκρασίας του νερού, η οποία πρέπει να διατηρείται σε μία ρεαλιστική τιμή. Χρησιμοποιώντας τα δεδομένα του διαγράμματος του σχήματος 57, η θερμοκρασία του νερού διατηρήθηκε κατά τη διάρκεια του πειράματος μεταξύ 18°C και 21°C με χρήση πάγου. Επίσης χρησιμοποιήθηκε κάλυμμα από αλουμινόχαρτο για τον περιορισμό της θέρμανσης του νερού από την άμεση πρόσπτωση ηλιακής ακτινοβολίας.

Ο θερμοηλεκτρικός harvester συνδέθηκε στο σύστημα του BQ25570, ενώ η μονάδα αποθήκευσης ενέργειας ήταν μία συστοιχία πυκνωτών. Αξιοποιώντας και πάλι τις μετρήσεις των πολυμέτρων, σε συνδυασμό και με την παρεχόμενη πληροφορία από το σύστημα θερμομέτρησης, μπορούν να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα σχετικά με την απόδοση του harvester και του συστήματος διαχείρισής του. Στο σχήμα 69 παρουσιάζεται συνολικά η διάταξη.



Σχήμα 69: Πειραματική διάταξη θερμοηλεκτρικού Harvester. **1.** Θερμοηλεκτρικός harvester μέσα σε δοχείο νερού, **2.** BQ25570 PCB, **3.** Συστοιχία πυκνωτών για αποθήκευση ενέργειας, **4.** Πολύμετρα για την παρακολούθηση των τάσεων της διάταξης **5.** Αισθητήρας UV και ηλιακής ακτινοβολίας Davis, **6.** Σύστημα CompleteSystem για καταγραφή ηλιακής ακτινοβολίας αλλά και θερμοκρασίας νερού, **7.** Θερμόμετρο Atlas Scientific για τη μέτρηση της θερμοκρασίας του νερού, **8.** Πολύμετρο συνδεδεμένο με θερμοζεύγος για τη μέτρηση της θερμοκρασίας της επιφάνειας των TEG, **9.** Σύστημα με Arduino για μέτρηση θερμοκρασίας νερού και ατμοσφαιρικής θερμοκρασίας.

Στην πειραματική διάταξη συμπεριλήφθηκε και το σύστημα CompleteSystem, το οποίο ήταν υπεύθυνο για την καταγραφή της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του νερού μέσω των αισθητήρων της Davis και της Atlas Scientific αντίστοιχα.

Επιπλέον, για τη μέτρηση της θερμοκρασίας κατασκευάστηκε ένα σύστημα, το οποίο βασίζεται σε ένα μικροελεγκτή Arduino UNO, και χρησιμοποιεί τον αισθητήρα DHT22 για τη μέτρηση της ατμοσφαιρικής θερμοκρασίας, και τον αισθητήρα LM35 με κατάλληλη μόνωση για τη μέτρηση της θερμοκρασίας του νερού. Οι μετρήσεις παρουσιάζονται απευθείας σε μία LCD οθόνη. Επιπροσθέτως, χρησιμοποιήθηκε ένα πολύμετρο με θερμοζεύγος και ένα θερμόμετρο υπερύθρων

για τη λήψη της ακριβούς θερμοκρασίας της επιφάνειας του TEG.

Να σημειωθεί ότι, για τη βελτίωση της ακρίβειας των μετρήσεων, χρησιμοποιήθηκε η εξής μέθοδος στον μικροελεγκτή Arduino: Κατά την ψηφιοποίηση μιας αναλογικής μέτρησης, είναι απαραίτητη η γνώση της τάσης τροφοδοσίας του μικροελεγκτή και κατά συνέπεια του ADC. Επειδή η τάση αυτή σε ένα Arduino UNO μπορεί να έχει κάποια απόκλιση από τα θεωρητικά 5V, η χρήση της ως σταθεράς δεν είναι βέλτιστη. Για τον ακριβή προσδιορισμό της αντίθετα, αξιοποιείται το LDO τροφοδοτικό του Arduino UNO που παράγει από τα 5V τα 3.3V, το οποίο είναι ιδιαίτερα ακριβές. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι, να μετρηθεί μέσω του ADC το επίπεδο τάσης 3.3V, και στη συνέχεια, μέσω της ψηφιοποιημένης τιμής που αντιστοιχίζεται η γνωστή τάση αυτή, να υπολογιστεί αναλογικά και η πραγματική τάση τροφοδοσίας του Arduino UNO. Με τον τρόπο αυτό, στις υπόλοιπες αναλογικές μετρήσεις, θα χρησιμοποιείται πλέον μία πολύ πιο ακριβής τιμή της τάσης τροφοδοσίας του Arduino. Η συγκεκριμένη τεχνική μπορεί να χρησιμοποιηθεί γενικότερα για την πιο ακριβή λήψη αναλογικών μετρήσεων.

5.1.3 Πείραμα για ηλεκτρομαγνητικό harvester

Η χαμηλή τάση εξόδου του ηλεκτρομαγνητικού harvester, αλλά και η AC φύση του καθιστά αδύνατη την διαχείρισή του μέσω του συστήματος του BQ25570. Αντίθετα, όπως αναφέρθηκε πιο πάνω, ιδανικό θα ήταν το σύστημα του LTC3588-1, το οποίο ωστόσο δεν μπόρεσε να αξιοποιηθεί. Συνεπώς μετρήθηκε απλώς η τάση εξόδου του με χειροκίνητες ταλαντώσεις, αποδίδοντας τάσεις εξόδου της τάξης των δεκάδων mV .

5.1.4 Πείραμα για πιεζοηλεκτρικό harvester

Η διάταξη που σχεδιάστηκε για τον πιεζοηλεκτρικό harvester, αξιοποιεί το ανεμόμετρο Davis. Η μέτρηση ταχύτητας ανέμου καταγράφεται σε SD κάρτα μέσω του συστήματος CompleteSystem, ενώ λόγω της ασταθούς φύσης του πιεζοηλεκτρικού harvester, πέραν του ανέμου καταγράφεται κατά τη διάρκεια του πειράματος και η τάση της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας. Με τον τρόπο αυτό μπορεί να γίνει άμεση αντιπαραβολή μεταξύ των δύο αυτών μεγεθών και της εξάρτησής τους. Η πειραματική διάταξη εμφανίζεται στο σχήμα 70.



Σχήμα 70: Πειραματική διάταξη πιεζοηλεκτρικού harvester. **1.** Πιεζοηλεκτρικός harvester τύπου σημαία τοποθετημένος οριζόντια επάνω σε ιστό, **2.** Πυκνωτής για αποθήκευση ενέργειας και γέφυρα ανόρθωσης, **3.** Σύστημα CompleteSystem για καταγραφή της τάσης του πυκνωτή και της διεύθυνσης και ταχύτητας του ανέμου από το ανεμόμετρο Davis

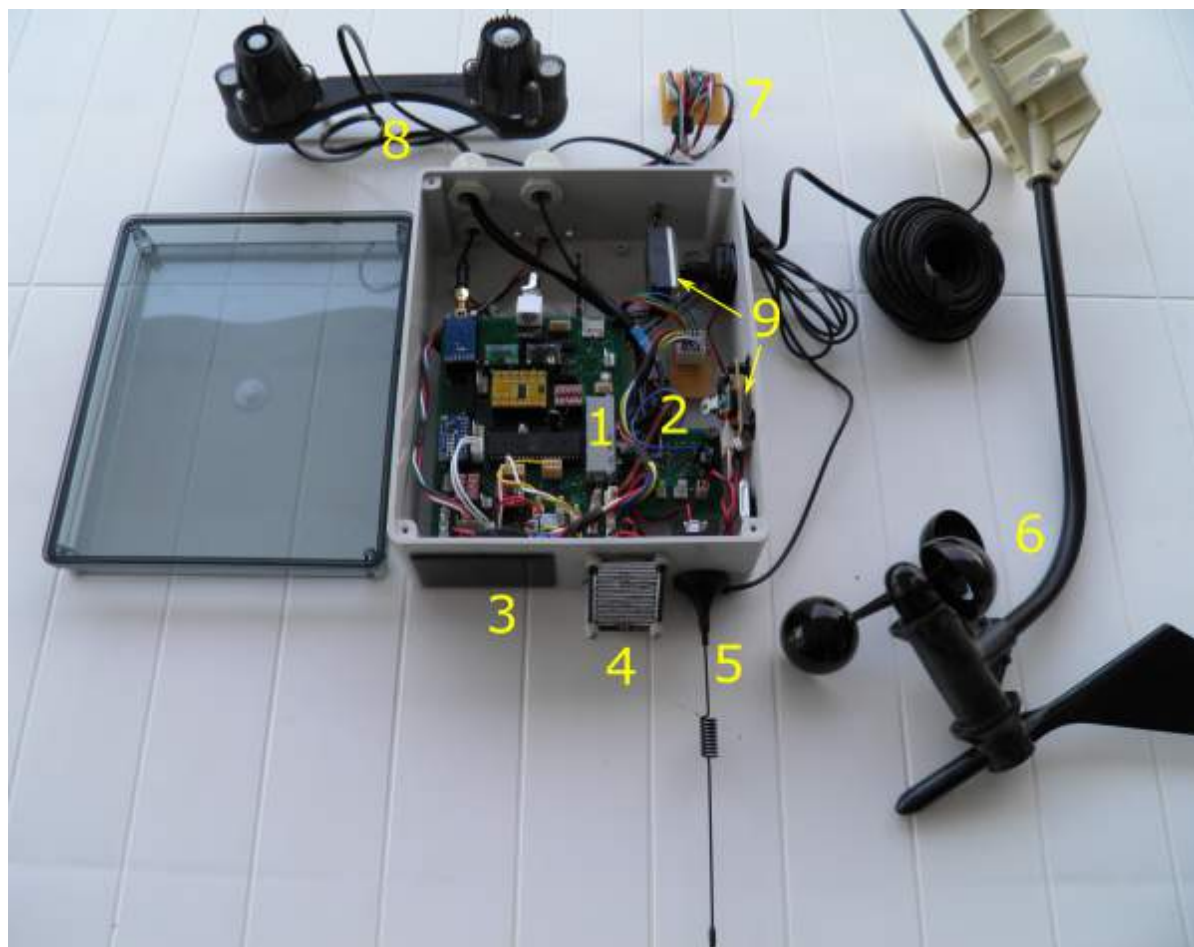
Για το σχεδιασμό του πειράματος του πιεζοηλεκτρικού harvester έγιναν αρχικά δοκιμές για να καθοριστούν ορισμένες παράμετροί του. Αυτές αφορούν στο μέγεθος της σημαίας που προσαρτάται στους πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους, στην ευκαμψία αυτών, αλλά και στον προσανατολισμό συνολικά του harvester σε σχέση με τη διεύθυνση του ανέμου. Προέκυψε ότι η παραγωγικότητα του harvester αυξάνεται όταν η σημαία είναι στραμμένη με το ελεύθερο άκρο της προς τη διεύθυνση από την οποία έρχεται ο άνεμος. Με αυτή τη διάταξη επιτυγχάνονται οι μεγαλύτερες και συχνότερες ταλαντώσεις της σημαίας. Επίσης, παρατηρήθηκε ότι για πολύ μικρών διαστάσεων σημαία, προέκυπταν μικρές ταλαντώσεις οι οποίες δεν έκαμπταν αρκετά τους πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους,

ενώ για πολύ μεγάλων διαστάσεων, η σημαία αν και λύγιζε εντονότερα λόγω της μεγάλης της επιφάνειας, ταλαντωνόταν με μικρότερο πλάτος κοντά στη βάση της, μειώνοντας την παραγόμενη ισχύ. Εν τέλει χρησιμοποιήθηκε μία σημαία διαστάσεων $21.5\text{cm} \times 17.5\text{cm}$. Όσον αφορά στην ευκαμψία της σημαίας, έγιναν δοκιμές προσθέτοντας επιπλέον πλαστικοποιημένο φύλλο επάνω στη σημαία.

Οι συνθήκες που ελέγχθηκαν πειραματικά, ήταν με τεχνητό άνεμο της τάξης των $7 - 8\text{m/s}$, περίπου $4 - 4.5\text{Beaufort}$, κάνοντας δύο πειραματισμούς με κάθετη και οριζόντια τοποθέτηση του harvester στον ιστό του σταθμού, και με φυσικό άνεμο της τάξης των $2 - 4\text{m/s}$ με οριζόντια τοποθέτηση του harvester. Να σημειωθεί επίσης, ότι λόγω της μικρής παραγόμενης ισχύος του harvester αυτού, ως μονάδα αποθήκευσης ενέργειας για τα πειράματα χρησιμοποιήθηκε ένας πυκνωτής $470\mu\text{F}$ και η φόρτιση της μονάδας σε κάθε περίπτωση ήταν από τα 0V έως περίπου τα 4.2V .

5.2 Πειραματική διάταξη CompleteSystem

Το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem αποτελεί στην πράξη έναν πλήρη, κόμβο αισθητήρων, ο οποίος αξιοποιεί όλους τους βαθμούς αυτονομίας που αναφέρθηκαν στην εισαγωγή. Συγκεκριμένα, αξιοποιείται ο φωτοβολταϊκός harvester όπως αναλύθηκε στην ενότητα 5.1.1, προσφέροντας τη δυνατότητα πιθανής ενεργειακής αυτονομίας, αλλά και η ασύρματη μετάδοση δεδομένων μέσω LoRa, για την αποφυγή ανάγκης τακτικής ανάκτησής τους. Το σύστημα τοποθετήθηκε σε ένα στεγανό κουτί (IP56), το οποίο έχει προσαρτημένο το φωτοβολταϊκό πάνελ, την κεραία LoRa και τον αισθητήρα βροχόπτωσης στην επάνω πλευρά του και έχει ειδική πρόβλεψη για την οδήγηση των καλωδίων των αισθητήρων στο εσωτερικό του και στο PCB, δημιουργώντας συνολικά έναν έτοιμο πρωτότυπο κόμβο αισθητήρων. Η διάταξη αυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 71. Να σημειωθεί ότι για τη μελέτη της αυτονομίας και των σεναρίων χρήσης του CompleteSystem, αξιοποιήθηκαν μετρήσεις κατανάλωσης του CompleteSystem με συνδεδεμένο όλο τον βασικό εξοπλισμό του, σε συνδυασμό με τις μετρήσεις παρεχόμενης ενέργειας από τον φωτοβολταϊκό energy harvester αλλά και άλλων harvesters. Αυτή η μελέτη κατανάλωσης παρουσιάζεται διεξοδικά στις ενότητες 6.1 έως 6.4.



Σχήμα 71: Προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem, εντός κουτιού, με τους περιβαλλοντικούς αισθητήρες. **1.** CompleteSystem PCB, **2.** BQ25570 PCB, **3.** φωτοβολταϊκό πάνελ, **3.** αισθητήρας βροχοπτώσης, **3.** κεραία LoRa, **3.** Ανεμόμετρο Davis, **3.** Αισθητήρας BME280, **3.** Αισθητήρας UV και ηλιακής ακτινοβολίας Davis, **9.** Αισθητήρας σωματιδίων σκόνης και τροφοδοτικό για ανεμιστήρα ροής αέρα εντός του αισθητήρα

Για τον έλεγχο ωστόσο της λειτουργίας του κόμβου αισθητήρων που δημιουργήθηκε, συλλέχθηκαν πραγματικές μετρήσεις με χρήση των διαθέσιμων περιβαλλοντικών αισθητήρων: Το ανεμόμετρο και τον αισθητήρα ηλιακής και UV ακτινοβολίας της Davis, τον αισθητήρα θερμοκρασίας, σχετικής υγρασίας, και βαρομετρικής πίεσης BME280, τον αισθητήρα σωματιδίων σκόνης και τον αισθητήρα βροχοπτώσης. Όλοι οι αισθητήρες, καθώς και το σύστημα CompleteSystem προσαρτήθηκαν σε ιστό, δημιουργώντας έναν πλήρη μετεωρολογικό σταθμό. Επιπλέον, στον ιστό προσαρτήθηκε και ο πιεζοηλεκτρικός harvester, ο οποίος, αν και είναι συνδεδεμένος με εξωτερικό πυκνωτή για τον ευκολότερο πειραματι-

σμό, μπορεί εύκολα να συνδεθεί με το υπόλοιπο σύστημα και να τροφοδοτεί και αυτός τον συσσωρευτή του CompleteSystem. Ο ιστός με το σύστημα και τους αισθητήρες προσαρτημένους, εμφανίζεται στην εικόνα του σχήματος 72.



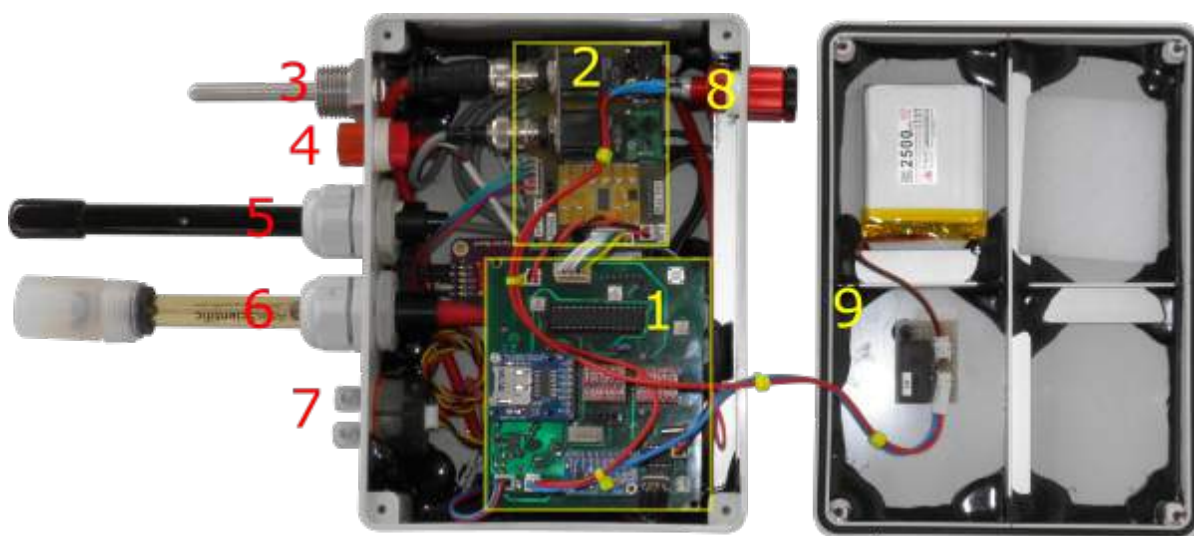
Σχήμα 72: Προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem, προσαρτημένο πάνω σε ιστό. Διακρίνονται οι διάφοροι αισθητήρες, το κουτί των ηλεκτρονικών και ο πιεζοηλεκτρικός harvester

5.3 Πειραματική διάταξη TestDive

Το προτεινόμενο σύστημα TestDive, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, αξιοποιήθηκε σε εφαρμογή καταγραφής των χαρακτηριστικών της υδάτινης στήλης. Ως εκ τούτου, πρώτη αναγκαιότητα για την βύθισή του ήταν η επαρκής αδιαβροχοποίησή του. Το σύστημα τοποθετήθηκε εντός ενός κουτιού, με τα αδιάβροχα αισθητήρια pH και αγωγιμότητας Atlas Scientific να προεξέχουν με χρήση στυπιοθλιπτών, ενώ ο αισθητήρας BAR02, και το αισθητήριο θερμοκρασίας χρησιμοποιούν ειδικά housings με o-rings. Το καπάκι του κουτιού διαθέτει λάστιχο για αδιαβροχοποίηση, ενώ τοποθετήθηκε και εξωτερικό σφράγισμα του κουτιού με

το υλικό Industrial Rubber Adhesive της 3M. Επίσης, ενισχύθηκε κατασκευαστικά το κουτί με χρήση λεπτών προφίλ αλουμινίου, καθώς και το εποξικό υλικό G/flex της WestSystem, προκειμένου να αντέχει στην υδροστατική πίεση μέχρι και 20m βάθος. Πέραν των αισθητήρων, υπάρχει εξωτερικά ένας αδιάβροχος διακόπτης για την ενεργοποίηση του συστήματος.

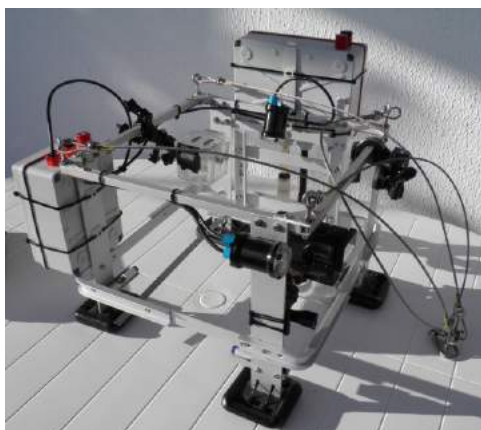
Η τελική μορφή του συστήματος, τοποθετημένου εντός του κουτιού στέγασης, καθώς και το καπάκι και η προσάρτηση της μπαταρίας LiPo σε αυτό, παρουσιάζονται στο σχήμα 73.



Σχήμα 73: Σύστημα TestDive τοποθετημένο σε κουτί στεγανοποίησης. **1.** Κύριο PCB TestDive, **2.** Δευτερεύον PCB TestDive για Atlas Scientific συστήματα, **3.** Αισθητήρας θερμοκρασίας Atlas Scientific, **4.** Αισθητήρας υδροστατικής πίεσης BAR02, **5.** Αισθητήρας αγωγιμότητας Atlas Scientific, **6.** Αισθητήρας pH Atlas Scientific, **7.** Αισθητήρας θολρότητας, **8.** Αδιάβροχος διακόπτης συστήματος, **9.** Καπάκι με προσαρτημένη LiPo 2500mAh.

Στη συνέχεια, η λήψη μετρήσεων μέσω του αδιαβροχοποιημένου συστήματος έγινε με προσάρτησή του σε καταδυτικό κλωβό, ο οποίος φέρει εκτός του TestDive, θέσεις για προσάρτηση τριών καμερών καταγραφής πυθμένα, αλλά και δύο υποβρυχίων προβολέων LED. Για την τροφοδοσία των προβολέων κατασκευάστηκε ένα επιπλέον αδιάβροχο κουτί, το οποίο εμπεριέχει δύο μπαταρίες μολύβδου και ένα πρωτότυπο σύστημα προστασίας από υπερεκφόρτιση, με χρήση του ολοκληρωμένου [MAX882CPA](#) και ενός ηλεκτρονόμου. Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτού του συστήματος προστασίας είναι ότι έχει latching λειτουργία, δηλαδή όταν οι μπαταρίες εκφορτιστούν κάτω από ένα ρυθμιζόμενο όριο, τότε αποσυνδέονται

από τους προβολείς. Η τάση τους με το μηδενισμό του φορτίου επανέρχεται σημαντικά, ωστόσο η latching λειτουργία του εξασφαλίζει ότι δεν θα ανοιγοκλείνουν διαρκώς ο ηλεκτρονόμος και οι προβολείς. Για την επαναφορά του συστήματος χρησιμοποιείται ένας διακόπτης reed, ενώ υπάρχει και εξωτερική αδιάβροχη υποδοχή για φόρτιση των μπαταριών. Συνεπώς, όταν σφραγίζει το σύστημα για λόγους αδιαβροχοποίησης, δε χρειάζεται να ανοίξει μετά από ένα κύκλο λειτουργίας του, αλλά αρκεί να φορτιστούν οι μπαταρίες μέσω της ειδικής υποδοχής, και με ένα μαγνήτη να ενεργοποιηθεί ο διακόπτης reed επαναφέροντας το σύστημα. Ο καταδυτικός κλωβός τέλος, διαθέτει τέσσερα βαρίδια για την κατάδυσή του στο κάτω μέρος του, ενώ συνδέεται μέσω συρματοσχοινών με την επιφάνεια, προκειμένου να μπορεί να καταδυθεί και ανελκυθεί με ασφάλεια. Στο σχήμα 74 παρουσιάζεται ο καταδυτικός κλωβός με το TestDive.



Σχήμα 74: Πειραματική διάταξη TestDive

6 Μετρήσεις και αποτελέσματα

Τα συστήματα που αναπτύχθηκαν, όπως περιγράφονται στις ενότητες 4 και 5, αλλά και οι πειραματικές διατάξεις που παρουσιάζονται στην ενότητα 5, χρησιμοποιήθηκαν για την πραγματοποίηση δοκιμών, πειραμάτων και μετρήσεων, με στόχο τόσο την ανάδειξη της λειτουργίας τους και των χαρακτηριστικών τους, όσο και τη συλλογή χρήσιμων πραγματικών δεδομένων.

Αρχικά μελετήθηκε το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem, σε συνδυασμό με τις διατάξεις energy harvesting που υλοποιήθηκαν. Συγκεκριμένα, υπολογίστηκε και μετρήθηκε η πραγματική κατανάλωση ενέργειας του προτεινόμενου συστήματος στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του και αναλύθηκαν διαφορετικές στρατηγικές συχνότητας δειγματοληψίας σε συνάρτηση με την κατανάλωση, με αποτέλεσμα να προκύψουν εναλλακτικά σενάρια αυτονομίας. Στη συνέχεια μελετήθηκε η δυνατότητα συγκομιδής ενέργειας των διάφορων συστημάτων energy harvesting, σε συνάρτηση με ενδεικτικές πραγματικές περιβαλλοντικές συνθήκες. Ακολούθως αυτή συνυπολογίστηκε με την κατανάλωση του προτεινόμενου συστήματος και μελετήθηκε η βελτίωση που επιφέρει η αξιοποίηση energy harvesting στην αυτονομία του πρωτότυπου κόμβου αισθητήρων.

Μέσω των πειραματικών διατάξεων της ενότητας 5, συλλέχθηκαν πραγματικές μετρήσεις από τα δύο προτεινόμενα συστήματα. Τα δεδομένα των μετρήσεων υπέκειτο σε διαδοχικά στάδια επεξεργασίας στο σταθμό βάσης από τα προγράμματα που αναπτύχθηκαν, έως ότου αφενός να αποθηκευτούν με μία αξιοποιήσιμη μορφή, και αφετέρου να μπορούν να παρουσιαστούν γραφικά στην οθόνη του χρήστη, με βάση τις επιλογές του.

6.1 Μετρήσεις κατανάλωσης και σενάρια αυτονομίας

Το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem, όπως προαναφέρθηκε, είναι ένας ολοκληρωμένος κόμβος αισθητήρων. Βασικός στόχος της σχεδίασής του, όπως περιγράφηκε στην ενότητα 3.2, είναι η αποδοτική λειτουργία του και η μείωση της καταναλισκόμενης ενέργειας. Παρακάτω παρουσιάζονται οι ενδεικτικές καταναλώσεις των βασικών στοιχείων του και στη συνέχεια οι μετρήσεις σε πραγματικές συνθήκες των καταναλώσεων ολόκληρου του συστήματος στις διάφορες καταστάσεις λειτουργίας του.

6.1.1 Καταναλώσεις στοιχείων του συστήματος

Ο μικροελεγκτής ATmega1248P που χρησιμοποιήθηκε στο CompleteSystem, λειτουργεί στα 3.3V και αξιοποιεί τον εσωτερικό ταλαντωτή στα 8MHz. Με βάση

αυτά τα χαρακτηριστικά προκύπτει από το datasheet του μικροελεγκτή ότι κατά τη λειτουργία σε active mode η κατανάλωση είναι στα $3mA$, ενώ σε power-down mode, με τον watchdog timer (WDT) απενεργοποιημένο, η κατανάλωση είναι $0.18\mu A$ περίπου, ενώ με ενεργό τον WDT, είναι στα $4\mu A$.

Το ολοκληρωμένο RTC DS1337+ λειτουργεί επίσης στα $3.3V$ και η κατανάλωσή του είναι το πολύ $150\mu A$ όταν είναι ενεργή η I2C σύνδεση με τον μικροελεγκτή, ενώ στη συχνότερη standby κατάσταση λειτουργίας του η κατανάλωση είναι το πολύ $1.5\mu A$. Ωστόσο, η κατανάλωση αυτή δεν συνυπολογίζεται στη συνολική κατανάλωση του κυκλώματος, καθώς το RTC τροφοδοτείται από ξεχωριστή μπαταρία τύπου “coin cell” CR2032.

Για το LoRa module DRF1276DM αναφέρονται καταναλώσεις $15.2mA$ κατά τη λειτουργία σε Receive Mode, $75mA$ κατά τη λειτουργία σε transmit mode, ενώ προβλέπεται λειτουργία σε sleep mode με κατανάλωση $3.9\mu A$.

Για το υποσύστημα αποθήκευσης δεδομένων, η κατανάλωση της μνήμης FRAM FM25W256 είναι $0.25mA$ κατά τη λειτουργία σε active mode και $15\mu A$ σε standby mode, ενώ για την κατανάλωση της SD δεν υπάρχουν ακριβείς πληροφορίες, ωστόσο τίθενται ως μέγιστη κατανάλωση τα $200mA$. Η τιμή αυτή είναι συνήθως υπερβολική, και η κατανάλωσή της κυμαίνεται σε μερικές δεκάδες mA κατά την προσπέλαση.

Τέλος η κατανάλωση των διαφόρων αισθητήρων που χρησιμοποιούνται στο CompleteSystem και η τάση λειτουργίας τους, παρουσιάζονται συνολικά στον πίνακα 9.

Αισθητήρας	Active Mode		Low-Power Mode
	Τάση (V)	Ρεύμα (mA)	Ρεύμα (μA)
Atlas Conductivity Sensor	3.3	35	400
Atlas Temperature Sensor	3.3	14.3	90
Atlas pH Sensor	3.3	14.5	995
Davis Anemometer Speed	3.3	0.7	-
Davis Anemometer Direction	3.3	0.165	-
Davis Solar Radiation Sensor	3.3	1	-
Davis UV Sensor	3.3	2.4	-
Sharp Dust Sensor	5	11	-
Turbidity Sensor	5	< 40	-
MMA8452Q Sensor	3.3	0.024	1.8
BME280 Sensor	3.3	0.340-0.714	0.1
Rain Sensor	5	4.3	-
LM35 Sensor	5	0.06	-

Πίνακας 9: Καταναλώσεις αισθητήρων συστήματος CompleteSystem

Για τις καταναλώσεις των αισθητήρων, να σημειωθούν: Η κατανάλωση για τη διεύθυνση ανέμου του ανεμόμετρου προκύπτει με βάση την τροφοδοσία $3.3V$ και το ποτενσιόμετρο αντίστασης $20k\Omega$ που χρησιμοποιείται. Επομένως το ρεύμα είναι $I = \frac{3.3}{20k} = 0.165mA$. Η κατανάλωση για τη μέτρηση της ταχύτητας ανέμου αφορά μόνο στη στιγμή όπου ο διακόπτης reed συνδέει την έξοδο του ανεμόμετρου με τη γείωση, οπότε προκύπτει κατανάλωση πάνω στην pull-up αντίσταση ίση με $I = \frac{3.3}{4.7k} = 0.7mA$. Η κατανάλωση σε άλλες καταστάσεις λειτουργίας είναι μηδενική. Επίσης η κατανάλωση του αισθητήρα βροχόπτωσης μετρήθηκε πειραματικά, καθώς δεν παρέχεται αυτή η πληροφορία. Τέλος, ο αισθητήρας BME680 καταναλώνει για τη μέτρηση θερμοκρασίας, υγρασίας και πίεσης $3.7\mu A$, ενώ η μέτρηση αερίων είναι αυτή που αυξάνει σημαντικά την κατανάλωση. Ανάλογα με το mode λειτουργίας του αισθητήρα αερίων, η κατανάλωση μπορεί να φτάσει μέ-

χρι και τα $12mA$. Η κατανάλωση του αισθητήρα Atlas pH, επειδή χρησιμοποιεί ειδική πλακέτα isolation της Atlas Scientific, αυξάνεται στα $87mA$.

Επιπλέον καταναλώσεις στο σύστημα έχουν: Ο Atlas Scientific serial port expander, ο οποίος είναι ένας πολυπλέκτης που διασυνδέει τη σειριακή θύρα του μικροελεγκτή με έως και 8 διαφορετικά κανάλια, και έχει κατανάλωση $0.8mA$ με λειτουργία στα $3.3V$. Οι δύο external ADC ADS1115 έχουν κατανάλωση $50\mu A$ έκαστος με λειτουργία στα $3.3V$. Τέλος, οι Logic Level Converters συνδράμουν στην κατανάλωση, ανάλογα και με την κατάσταση των σημάτων τους. Συγκεκριμένα, όταν τα σήματα είναι σε λογικό '0', τότε προκύπτει κατανάλωση πάνω στους $10k\Omega$ pull-up resistors που χρησιμοποιεί, ίση με $I_H = \frac{5V}{10k\Omega} = 0.5mA$ στη high side ($5V$) πλευρά, και με $I_L = \frac{3.3V}{10k\Omega} = 0.33mA$ στη low side ($3.3V$) πλευρά.

Γενικά οι pull up αντιστάσεις συμβάλλουν σημαντικά στην κατανάλωση, κάτι το οποίο δεν είχε σχεδιαστεί προσεκτικά στην αρχή στο CompleteSystem. Με διαδοχικές βελτιώσεις, χρησιμοποιούνται πλέον μόνο οι απαραίτητες pull up αντιστάσεις και στις περισσότερες περιπτώσεις αξιοποιούνται οι internal pull-up αντιστάσεις του ATmega1284P. Ενδεικτικά χρειάζονται για τα RTC interrupts αλλά και για τα I2C σήματα, στα οποία προστέθηκε παράλληλα και εξωτερική pull-up αντίσταση, προκειμένου να μειωθεί η συνολική και να επιτευχθεί αξιόπιστη επικοινωνία. Για το I2C γενικά ισχύει ότι η μέγιστη τιμή pull-up αντίστασης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σύμφωνα με το datasheet του ATmega1284P για συχνότητα I2C ίση με $100kHz$, ισούται με:

$$R_{max} = \frac{1000ns}{0.8473C_b} \quad (92)$$

όπου C_b η συνολική χωρητικότητα από τις συνδεδεμένες I2C συσκευές. Για το προτεινόμενο σύστημα προκύπτει $C_b \approx 800pF$, οπότε, από την (92) προκύπτει ότι $R_{max} = 1.4752k\Omega$. Η τιμή αυτή είναι μικρή, επειδή υπάρχουν πολλές συσκευές I2C συνδεδεμένες. Η μεγάλη κατανάλωση των I2C συσκευών ωστόσο, περιορίζεται μόνο κατά την ενεργή λειτουργία του συστήματος, καθώς κατά τη λειτουργία σε sleep mode, απενεργοποιείται και το module I2C του μικροελεγκτή, αλλά και το τροφοδοτικό που παράγει την pull-up τάση των αντιστάσεων αυτών. Τέλος, όσον αφορά στα τρία τροφοδοτικά, η απόδοσή τους και τα ρεύματα διαρροής αναλύονται στην παράγραφο 3.1.2.

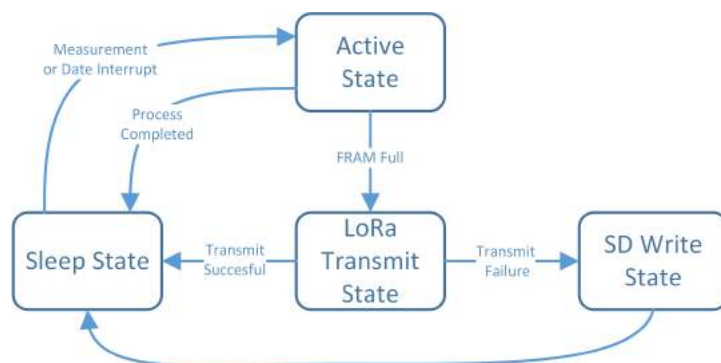
Έχοντας τις παραπάνω τιμές ως ενδεικτικές της αναμενόμενης κατανάλωσης του συστήματος, έγινε καταγραφή των καταναλώσεων του προτεινόμενου συστήματος σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας, προκειμένου να συλλεχθούν ακριβή δεδο-

μένα και να γίνει στη συνέχεια η μελέτη σεναρίων αυτονομίας και διαχείρισης ενέργειας. Κατά την διαδικασία αυτή, καταγράφηκαν τόσο η κατανάλωση του συστήματος σε κάθε κατάσταση λειτουργίας, όσο και η χρονική διάρκεια που το σύστημα παραμένει σε κάθε μία εξ αυτών. Με τον τρόπο αυτό έγινε ανάλυση κατανάλωσης και αυτονομίας για πέντε διαφορετικές συχνότητες δειγματοληψίας και δύο πιθανά σενάρια αποθήκευσης δεδομένων (αποθήκευση στην SD ή αποστολή με LoRa).

6.1.2 Καταστάσεις λειτουργίας και προσδιορισμός σταθερών του συστήματος

Το αρχικό βήμα της ανάλυσης κατανάλωσης και αυτονομίας του συστήματος είναι ο καθορισμός των διαφορετικών καταστάσεων λειτουργίας του συστήματος, και ο προσδιορισμός της κατανάλωσης που χαρακτηρίζει κάθε κατάσταση. Το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem μπορεί να βρίσκεται σε μία εκ των εξής τεσσάρων καταστάσεων: **1)** κατάσταση Sleep, **2)** κατάσταση Active, **3)** κατάσταση LoRa Transmit και **4)** κατάσταση SD Write. Στην κατάσταση **sleep**, όλα τα τροφοδοτικά πλην του NCP715SQ33T2G είναι απενεργοποιημένα. Αυτό σημαίνει ότι το μόνο σύστημα που τροφοδοτείται στην κατάσταση αυτή είναι ο μικροελεγκτής, ο οποίος λειτουργεί σε power-down mode, αλλά και το RTC το οποίο τροφοδοτείται από ανεξάρτητη μπαταρία. Στην κατάσταση **active**, όλα τα τροφοδοτικά είναι ενεργά, και συνεπώς όλα τα εξαρτήματα έχουν τροφοδοσία. Στην κατάσταση αυτή συμπεριλαμβάνεται οποιαδήποτε κατάσταση που δεν είναι sleep και δεν αποστέλλονται ή αποθηκεύονται στην SD δεδομένα. Για παράδειγμα, το σύστημα βρίσκεται στην κατάσταση αυτή όταν λαμβάνει οποιουδήποτε είδους μέτρηση, όταν επεξεργάζεται τις ληφθείσες μετρήσεις ή κάνει όποια άλλη λειτουργία πλην αυτής που προαναφέρθηκε. Αν και η κατανάλωση της κατάστασης active θεωρητικώς δεν είναι σταθερή, καθώς αναλόγως ποιο εξάρτημα του συστήματος είναι ενεργό, θα διαφοροποιούνται οι ενεργειακές απαιτήσεις, στην πράξη η επιπλέον κατανάλωση που μπορεί να προσθέτει ένα εξάρτημα όταν κάνει μια συγκεκριμένη εργασία δεν συνεισφέρει ουσιαστικά στη συνολική κατανάλωση της κατάστασης αυτής, καθώς είναι κατά κανόνα σχετικά χαμηλή ή/και μικρής διάρκειας. Είναι λοιπόν δυνατόν, να χαρακτηριστεί η κατάσταση active από μία κοινή τιμή κατανάλωσης, όπως θα παρουσιαστεί στη συνέχεια. Στην κατάσταση **LoRa Transmit**, το σύστημα έχει γεμίσει την FRAM με δεδομένα και τα μεταδίδει ασύρματα μέσω LoRa στον σταθμό βάσης. Η κατάσταση αυτή παρουσιάζει αυξημένη κατανάλωση, καθώς πέραν των εξαρτημάτων που λαμβάνουν τροφοδοσία, ο πομπός LoRa καταναλώνει σημαντική ισχύ για ένα

χρονικό διάστημα, οπότε διαφοροποιείται σε σχέση με την κατάσταση Active. Αντίστοιχα, διαφοροποιείται και η κατάσταση SD Write, η οποία ενεργοποιείται μόνο όταν αποτύχει η μετάδοση μέσω LoRa. Η κατανάλωση και σε αυτή την κατάσταση είναι σημαντικά διαφορετική από αυτή της κατάστασης Active, λόγω της επιπρόσθετης κατανάλωσης της SD κάρτας. Στο σχήμα 75 παρουσιάζεται το διάγραμμα καταστάσεων του προτεινόμενου συστήματος.



Σχήμα 75: Οι καταστάσεις λειτουργίας του συστήματος CompleteSystem

Για την μέτρηση των καταναλώσεων του συστήματος στις παραπάνω καταστάσεις, τοποθετήθηκε ένα αμπερόμετρο μεταξύ της πηγής εισόδου και του συστήματος για τη μέτρηση του ολικού ρεύματος. Επίσης, η τάση της πηγής εισόδου τέθηκε στα 4.14V, όσο είναι περίπου μία φορτισμένη μπαταρία LiPo. Με βάση τα στοιχεία αυτά, λήφθηκαν οι μετρήσεις του πίνακα 10.

Κατάσταση Λειτουργίας	Κατανάλωση Ρεύματος (mA)	Κατανάλωση Ισχύος (mW)
Sleep	0.0235	0.09729
Active	129	534.06
LoRa Transmit	235	972.9
SD Write	145.5	602.37

Πίνακας 10: Κατανάλωση ισχύος συστήματος Complete System ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας

Το επόμενο βήμα αφορά στην καταγραφή ορισμένων χρήσιμων χρονικών σταθερών και σταθερών λειτουργίας που περιγράφουν τη λειτουργία του συστήματος,

οι οποίες είναι απαραίτητες για τη συνέχεια της ανάλυσης. Οι σταθερές λειτουργίας είναι:

- **FRAM_MAX_ADDR:** Η μέγιστη επιτρεπτή διεύθυνση στην FRAM είναι **31900**. Ο λόγος που δεν τέθηκε ακριβώς στα 32000 (αφού η FRAM είναι 32kbyte) είναι για να αποφευχθεί η περίπτωση overflow κατά την εγγραφή ενός μεγάλου σει μετρήσεων στις τελευταίες διευθύνσεις της RAM.
- **MEAS_SIZE:** Είναι το μέγεθος σε bytes ενός σει μετρήσεων αισθητήρων. Ανάλογα με το ποιους αισθητήρες χρησιμοποιεί ο χρήστης, αλλά και την ακρίβεια που επιθυμεί στις μετρήσεις του, καθορίζεται η σταθερά αυτή. Υπενθυμίζεται ότι κατά τη μετάδοση της πληροφορίας, αφαιρούνται οι υποδιαστολές των τιμών για ελαχιστοποίηση του κόστους μετάδοσης, ενώ συμπεριλαμβάνει ορισμένους επιπλέον χαρακτήρες, χρήσιμους για την ανάκτηση της πληροφορίας στο δέκτη. Η τιμή MEAS_SIZE είναι το μέγεθος της μεταδιδόμενης πληροφορίας ενός κύκλου λειτουργίας του συστήματος και ισούται στην παρούσα πειραματική λειτουργία με **84**.
- **DATE_SIZE:** Είναι το μέγεθος σε bytes του πλήρους timestamp που λαμβάνεται από το RTC και αντιστοιχεί στον τρέχοντα κύκλο λειτουργίας του συστήματος. Συμπεριλαμβάνει δύο αναγνωριστικούς χαρακτήρες που υποδηλώνουν έναρξη μέτρησης. Κατά τη πειραματική λειτουργία του συστήματος η τιμή της είναι **16**.
- **LiPo_CAP:** Είναι η χωρητικότητα της μπαταρίας LiPo που χρησιμοποιήθηκε, η οποία είναι **2000mAh**. Η τιμή αυτή χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό σε Wh της ενέργειας της μπαταρίας LiPo
- **V_BAT:** Είναι η αντιπροσωπευτική τάση λειτουργίας της μπαταρίας LiPo που χρησιμοποιήθηκε, ίση με **3.7V**.
- **E_BAT:** Είναι η συνολική ενέργεια της μπαταρίας LiPo που χρησιμοποιήθηκε, και ισούται με $3.7V \cdot 2000mAh = \mathbf{11.1Wh}$

Όσον αφορά στις χρονικές σταθερές, ο προσδιορισμός τους έγινε μετρώντας, μέσω κατάλληλα προσαρμοσμένου κώδικα, τον χρόνο εκτέλεσης κάθε βασικής λειτουργίας του συστήματος. Ο χρόνος αυτός στο τέλος του κύκλου λειτουργίας καταγραφόταν στην SD κάρτα, η οποία χρησιμοποιήθηκε στη συνέχεια για την παρούσα ανάλυση. Οι χρονικές σταθερές που αξιοποιούνται στη συνέχεια είναι:

- **T_DATE:** Είναι η χρονική διάρκεια σε seconds της εγγραφής ενός timestamp από το RTC στην FRAM. Κάθε μία ώρα, το σύστημα καταγράφει ένα timestamp όπως το λαμβάνει από το RTC. Τα timestamps των επόμενων x μετρήσεων προτού ληφθεί εκ νέου RTC timestamp, προκύπτουν προσθέτοντας στο τελευταίο ληφθέν timestamp x φορές την περίοδο δειγματοληψίας. Ο λόγος που γίνεται η διαδικασία αυτή, είναι για τη μείωση της μεταδιδόμενης πληροφορίας, καθώς η ημερομηνία δε χρειάζεται να στέλνεται με κάθε μέτρηση. Ωστόσο, κάθε μία ώρα αποστέλλεται, για να αποφευχθεί η δημιουργία σημαντικής απόκλισης. Η σταθερά T_DATE ισούται με **0.02s**.
- **T_MEAS:** Είναι η χρονική διάρκεια σε seconds της λήψης ενός πλήρους σετ μετρήσεων και της εγγραφής του από την SRAM στην FRAM, στο τέλος του κύκλου μετρήσεων. Η διαδικασία αυτή διαρκεί **7.79s**.
- **T_LoRa:** Είναι η χρονική διάρκεια σε seconds της μετάδοσης μέσω LoRa, από το προτεινόμενο σύστημα στο σταθμό βάσης, όλης της αποθηκευμένης πληροφορίας στην FRAM, όταν αυτή έχει γεμίσει. Η μετάδοση διαρκεί **1037.8s**.
- **T_SD:** Είναι η χρονική διάρκεια σε seconds της μεταφοράς της αποθηκευμένης πληροφορίας της FRAM στην SD κάρτα, όταν η FRAM έχει γεμίσει, και επιπλέον αποτύχει η μετάδοση μέσω LoRa. Η μεταφορά διαρκεί **10.44s**.
- **T_LoRa_FAIL:** Είναι η χρονική διάρκεια σε seconds κατά την οποία το σύστημα επιχειρεί να αποστείλει εκ νέου μέσω LoRa την αποθηκευμένη πληροφορία και αναμένει επιβεβαίωση, προτού εγκαταλείψει και προχωρήσει σε αποθήκευση στην SD. Το σύστημα είναι ρυθμισμένο να επιχειρήσει συνολικά 2 αναμεταδόσεις μετά την αρχική αποτυχία. Η διαδικασία αυτή διαρκεί συνολικά **49.26s**, η οποία προκύπτει από τρεις μεταδόσεις διάρκειας $6.42s$ έκαστη ($T_{LORA_F_TR} = 3 \cdot 6.42s = 19.26s$), κάθε μία εκ των οποίων ακολουθείται από μία περίοδο αναμονής επιβεβαίωσης $10s$ ($(T_{LORA_F_DL} = 3 \cdot 10s = 30s)$).

Έχοντας ορίσει τις σταθερές της ανάλυσης, ακολουθεί ο καθορισμός του πρώτου σεναρίου κατανάλωσης-αυτονομίας.

6.1.3 Πρώτο σενάριο κατανάλωσης

Η παράμετρος που θα διαφοροποιείται από σενάριο σε σενάριο αφορά στη συχνότητα δειγματοληψίας. Το σενάριο 1 είναι το πιο απαιτητικό σενάριο που μπορεί

να εκτελέσει το συγκεκριμένο σύστημα με τους συγκεκριμένους αισθητήρες που χρησιμοποιήθηκαν, το οποίο προβλέπει δειγματοληψία κάθε **10s**. Ο πρώτος υπολογισμός αφορά στο πόσα timestamps και πόσα σετ μετρήσεων N_OF_MEAS χωρούν εντός της FRAM με αυτή τη συχνότητα δειγματοληψίας, τα οποία προκύπτουν 2 και 384 αντίστοιχα. Στη συνέχεια, υπολογίζεται ο χρόνος T_TOTAL που θα χρειαστεί μέχρι να γεμίσει η FRAM, με τη συγκεκριμένη περίοδο δειγματοληψίας $MEAS_PERIOD$, ως εξής:

$$\begin{aligned} T_TOTAL &= N_OF_MEAS \cdot MEAS_PERIOD \\ &= 384 \cdot 10s \\ &= \mathbf{3840s} \end{aligned} \quad (93)$$

ο οποίος προέκυψε ίσος με **3840s**.

Έπειτα, υπολογίζεται και ο χρόνος T_MEAS_TOTAL που χρειάζεται για να ληφθούν οι μετρήσεις αυτές:

$$\begin{aligned} T_MEAS_TOTAL &= T_MEAS \cdot N_OF_MEAS \\ &= 7.79s \cdot 384 \\ &= \mathbf{2991.36} \end{aligned} \quad (94)$$

Να σημειωθεί ότι ο αριθμός των σετ μετρήσεων που χωρούν στην FRAM είναι μεταβλητός, καθώς μεταβάλλεται το πλήθος των εγγραφών timestamp που προκύπτουν εντός του χρόνου T_TOTAL . Ενδεικτικά, στο σενάριο 1, αναμένεται να προκύψουν 2 εγγραφές ημερομηνίας εντός των 3840s, οπότε, ο υπόλοιπος χώρος είναι διαθέσιμος για αποθήκευση μετρήσεων.

Στη συνέχεια, μπορεί να υπολογιστεί ο συνολικός χρόνος T_SLEEP κατά τον οποίο το σύστημα βρίσκεται στην κατάσταση sleep, ως εξής:

$$\begin{aligned} T_SLEEP &= T_TOTAL - T_MEAS_TOTAL \\ &= 3840s - 2991.36s \\ &= \mathbf{848.68s} \end{aligned} \quad (95)$$

Συνοψίζοντας μέχρι αυτό το σημείο, υπολογίστηκε ότι με περίοδο δειγματοληψίας 10s, απαιτούνται 3840s για να γεμίσει η FRAM, εκ των οποίων τα 2991.36s το σύστημα είναι ενεργό και λαμβάνει μετρήσεις, ενώ τα 848.68s μπορεί να βρίσκεται στην κατάσταση sleep.

Υποσενάριο μετάδοσης με LoRa

Στο σημείο αυτό προκύπτουν δύο υποσενάρια: Της επιτυχούς μετάδοσης μέσω LoRa και της αποθήκευσης στην SD. Ξεκινώντας από το τυπικό σενάριο της επιτυχούς μετάδοσης, υπολογίζεται ο συνολικός χρόνος T_{TOTAL_LORA} που απαιτείται για να γεμίσει η FRAM, και να μεταδοθεί μέσω LoRa, ως εξής:

$$\begin{aligned} T_{TOTAL_LORA} &= T_{TOTAL} + T_{LORA} \\ &= 3840s + 1037.8s \\ &= \mathbf{4877.8s} \end{aligned} \quad (96)$$

Ο χρόνος αυτός αντιστοιχεί στην ουσία σε έναν πλήρη κύκλο λειτουργίας του συστήματος. Συνεπώς θα αποτελέσει τη βάση, στην οποία θα υπολογιστεί η μέση καταναλισκόμενη ισχύς, προκειμένου να προκύψει στη συνέχεια η αυτονομία.

Ο υπολογισμός της μέσης ισχύος βασίζεται στην ενέργεια που απαιτεί κάθε κατάσταση του συστήματος. Υπενθυμίζεται ότι οι τρεις καταστάσεις που εναλλάσσονται στο σενάριο αυτό είναι η κατάσταση active, η κατάσταση sleep, και η κατάσταση LoRa transmit. Για τη μέση ισχύ:

$$P_{Mean} = \frac{E_{Total}}{T_{TOTAL_LORA}} \quad (97)$$

όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa} \\ &= P_{Active} \cdot T_{MEAS_TOTAL} + P_{Sleep} \cdot T_{SLEEP} + P_{LoRa} \cdot T_{LORA} \\ &= 1597.57J + 0.08J + 1009.68J \\ &= 2607.33J \end{aligned} \quad (98)$$

όπου P_{Active} , P_{Sleep} , P_{LoRa} οι ισχύες των αντίστοιχων καταστάσεων λειτουργίας, όπως προκύπτουν από τον πίνακα 10.

Συνεπώς, από την (97), προκύπτει:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{2607.32J}{4877.8s} \\ \Rightarrow P_{Mean} &= \mathbf{534.53mW} \end{aligned} \quad (99)$$

Στο σημείο αυτό, είναι πλέον δυνατός ο υπολογισμός της αυτονομίας του συστήματος, για τη δεδομένη μπαταρία και την κατανάλωση που προκύπτει για δειγματοληψία ανά δέκα δευτερόλεπτα. Η αυτονομία $T_AUTONOMY$ προκύπτει ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{534.53mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_AUTONOMY = 20.77hrs} \quad (100)$$

Υποσενάριο αποθήκευσης στην SD

Σε περίπτωση μη επιτυχούς μετάδοσης μέσω LoRa, τότε τα δεδομένα της FRAM μεταφέρονται για αποθήκευση στην SD κάρτα. Στο υποσενάριο αυτό προκύπτει κατ' αντιστοιχία, ότι ο συνολικός χρόνος T_TOTAL_SD που απαιτείται για να γεμίσει η FRAM και στη συνέχεια να γίνει η μεταφορά στην SD, ισούται με:

$$\begin{aligned} T_TOTAL_SD &= T_TOTAL + T_LORA_FAIL + T_SD \\ &= 3840s + 49.26s + 10.44s \\ &= \mathbf{3899.7s} \end{aligned} \quad (101)$$

Η μέση ισχύς για το υποσενάριο αυτό υπολογίζεται ως εξής:

$$P_{Mean} = \frac{E_{Total}}{T_TOTAL_SD} \quad (102)$$

όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια του υποσεναρίου. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa_Fail} + E_{SD} \\ &= P_{Active} \cdot T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} \cdot T_SLEEP + \\ &\quad + P_{LoRa} \cdot T_LORA_F_TR + P_{Active} \cdot T_LORA_F_DL + P_{SD} \cdot T_SD \\ &= 1597.57J + 0.08J + 18.74J + 16.02J + 6.29J \\ &= 1638.70J \end{aligned} \quad (103)$$

Συνεπώς, από την (102), προκύπτει:

$$P_{Mean} = \frac{1639.44J}{3899.7s}$$

$$\Rightarrow \boxed{P_{Mean} = 420.21mW} \quad (104)$$

Συνεπώς για τη δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας και χωρητικότητα μπαταρίας, η αυτονομία του συστήματος στο υποσενάριο αποτυχίας της ασύρματης μετάδοσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$T_{AUTONOMY} = \frac{E_{BAT}}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{420.21mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_{AUTONOMY} = 26.42hrs} \quad (105)$$

6.1.4 Δεύτερο σενάριο κατανάλωσης

Το δεύτερο σενάριο κατανάλωσης και αυτονομίας προβλέπει μία δειγματοληψία το λεπτό. Η καταγραφή timestamp από το RTC γίνεται κάθε μία ώρα, ανεξαρτήτως σεναρίου. Επομένως προκύπτει ότι ανά 60 μετρήσεις, θα υπάρχει και ένα timestamp ημερομηνίας. Με περίοδο δειγματοληψίας 60s, προκύπτει ότι θα γίνουν 7 εγγραφές timestamp και $N_{OF_MEAS} = 383$ εγγραφές σει μετρήσεων μέχρι να γεμίσει η FRAM. Με βάση τις τιμές αυτές και την (93) ο χρόνος T_{TOTAL} προκύπτει ίσος με 22980s. Η τιμή του είναι αρκετά αυξημένη, καθώς με αραιότερες δειγματοληψίες, απαιτείται περισσότερος χρόνος για να γεμίσει η FRAM. Επομένως, ο χρόνος T_{MEAS_TOTAL} προκύπτει:

$$T_{MEAS_TOTAL} = T_{MEAS} \cdot N_{OF_MEAS}$$

$$= 7.79s \cdot 383$$

$$= \mathbf{2983.57s} \quad (106)$$

Στη συνέχεια, μπορεί να υπολογιστεί ο συνολικός χρόνος T_{SLEEP} :

$$T_{SLEEP} = T_{TOTAL} - T_{MEAS_TOTAL}$$

$$= 22980s - 2983.57s$$

$$= \mathbf{19996.57s} \quad (107)$$

Υποσενάριο μετάδοσης με LoRa

Για το τυπικό σενάριο της επιτυχούς μετάδοσης, υπολογίζεται ο συνολικός χρόνος T_{TOTAL_LORA} που απαιτείται για να γεμίσει η FRAM, και να μεταδοθεί μέσω LoRa, ως εξής:

$$\begin{aligned} T_{TOTAL_LORA} &= T_{TOTAL} + T_{LORA} \\ &= 22980s + 1037.8s \\ &= \mathbf{24017.8s} \end{aligned} \quad (108)$$

Ο χρόνος αυτός αντιστοιχεί στην ουσία σε έναν πλήρη κύκλο λειτουργίας του συστήματος. Συνεπώς θα αποτελέσει τη βάση, στην οποία θα υπολογιστεί η μέση καταναλισκόμενη ισχύς, προκειμένου να προκύψει στη συνέχεια η αυτονομία. Η μέση ισχύς υπολογίζεται με βάση τον τύπο 97, όπου E_{Total} ισούται στο σενάριο αυτό με:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa} \\ &= P_{Active} \cdot T_{MEAS_TOTAL} + P_{Sleep} \cdot T_{SLEEP} + P_{LoRa} \cdot T_{LORA} \\ &= 1593.41J + 1.95J + 1009.68J \\ &= 2605.03J \end{aligned} \quad (109)$$

Συνεπώς, από την (97), προκύπτει:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{2605.03J}{24017.8s} \\ \Rightarrow \boxed{P_{Mean} = 108.46mW} \end{aligned} \quad (110)$$

Η αυτονομία $T_{AUTONOMY}$ για το σενάριο αυτό, προκύπτει ως εξής:

$$\begin{aligned} T_{AUTONOMY} &= \frac{E_{BAT}}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{108.46mW} \\ \Rightarrow \boxed{T_{AUTONOMY} = 102.34hrs = 4.26days} \end{aligned} \quad (111)$$

Όπως αναμενόταν, η αυτονομία έχει αυξηθεί σημαντικά, καθώς με τη μείωση της συχνότητας δειγματοληψίας, το σύστημα μπορεί να βρίσκεται για περισσότερη ώρα στη κατάσταση sleep χαμηλής κατανάλωσης.

Υποσενάριο αποθήκευσης στην SD

Στο υποσενάριο αυτό προκύπτει κατ' αντιστοιχία, ότι ο συνολικός χρόνος T_{TOTAL_SD} ισούται με:

$$\begin{aligned} T_{TOTAL_SD} &= T_{TOTAL} + T_{LORA_FAIL} + T_{SD} \\ &= 22980s + 49.26s + 10.44s \\ &= \mathbf{23039.7s} \end{aligned} \quad (112)$$

Η μέση ισχύς για το υποσενάριο αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (102), όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια του υποσεναρίου. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa_Fail} + E_{SD} \\ &= P_{Active} \cdot T_{MEAS_TOTAL} + P_{Sleep} \cdot T_{SLEEP} + \\ &\quad + P_{LoRa} \cdot T_{LORA_F_TR} + P_{Active} T_{LORA_F_DL} + P_{SD} T_{SD} \\ &= 1593.41J + 1.95J + 18.74J + 16.02J + 6.29J \\ &= 1636.40J \end{aligned} \quad (113)$$

Άρα, από την (102), προκύπτει:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{1636.40J}{23039.7s} \\ \Rightarrow \boxed{P_{Mean} = \mathbf{71.025mW}} \end{aligned} \quad (114)$$

Συνεπώς για τη δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας και χωρητικότητα μπαταρίας, η αυτονομία του συστήματος στο υποσενάριο αποτυχίας της ασύρματης μετάδοσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} T_{AUTONOMY} &= \frac{E_{BAT}}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{71.025mW} \\ \Rightarrow \boxed{T_{AUTONOMY} = \mathbf{156.28hrs} = \mathbf{6.51days}} \end{aligned} \quad (115)$$

6.1.5 Τρίτο σενάριο κατανάλωσης

Το τρίτο σενάριο κατανάλωσης και αυτονομίας προβλέπει μία δειγματοληψία ανά δέκα λεπτά. Με περίοδο δειγματοληψίας 600s, προκύπτει ότι θα γίνουν 63

εγγραφές timestamp και $N_OF_MEAS = 372$ εγγραφές σει μετρήσεων μέχρι να γεμίσει η FRAM. Ο χρόνος T_TOTAL προκύπτει με βάση την (93) ίσος με $223200s$. Επομένως, ο χρόνος T_MEAS_TOTAL προκύπτει:

$$\begin{aligned} T_MEAS_TOTAL &= T_MEAS \cdot N_OF_MEAS \\ &= 7.79s \cdot 372 \\ &= \mathbf{2897.88s} \end{aligned} \tag{116}$$

Στη συνέχεια, μπορεί να υπολογιστεί ο συνολικός χρόνος T_SLEEP :

$$\begin{aligned} T_SLEEP &= T_TOTAL - T_MEAS_TOTAL \\ &= 223200s - 2897.88s \\ &= \mathbf{220303.38s} \end{aligned} \tag{117}$$

Υποσενάριο μετάδοσης με LoRa

Για το τυπικό σενάριο της επιτυχούς μετάδοσης, υπολογίζεται ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_LORA = 224237.8s$. Στη συνέχεια, η μέση ισχύς υπολογίζεται με βάση τη σχέση 97, όπου E_{Total} ισούται στο σενάριο αυτό με:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa} \\ &= P_{Active} T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} T_SLEEP + P_{LoRa} T_LORA \\ &= 1547.64J + 21.43J + 1009.68J \\ &= 2578.75J \end{aligned} \tag{118}$$

Συνεπώς, από την (97), προκύπτει ότι η μέση ισχύς για ένα πλήρη κύκλο λειτουργίας σε αυτό το σενάριο είναι:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{2578.75J}{223200s} \\ \Rightarrow P_{Mean} &= \mathbf{11.50mW} \end{aligned} \tag{119}$$

Η αυτονομία $T_AUTONOMY$ για το σενάριο αυτό, προκύπτει ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{11.50mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_AUTONOMY = 965.22hrs = 40.22days} \quad (120)$$

Υποσενάριο αποθήκευσης στην SD

Στο υποσενάριο αυτό ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_SD = 223259.70s$. Η μέση ισχύς για το υποσενάριο αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (102), όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια του υποσεναρίου. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa_Fail} + E_{SD} \\ &= P_{Active} \cdot T_{MEAS_TOTAL} + P_{Sleep} \cdot T_{SLEEP} + \\ &\quad + P_{LoRa} \cdot T_{LORA_F_TR} + P_{Active} \cdot T_{LORA_F_DL} + P_{SD} \cdot T_{SD} \\ &= 1547.64J + 21.43J + 18.74J + 16.02J + 6.29J \\ &= 1610.12J \end{aligned} \quad (121)$$

Συνεπώς, από την (102), προκύπτει:

$$P_{Mean} = \frac{1610.12J}{223259.70s}$$

$$\Rightarrow \boxed{P_{Mean} = 7.21mW} \quad (122)$$

Συνεπώς για τη δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας και χωρητικότητα μπαταρίας, η αυτονομία του συστήματος στο υποσενάριο αποτυχίας της ασύρματης μετάδοσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{7.21mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_AUTONOMY = 1539.53hrs = 64.15days} \quad (123)$$

6.1.6 Τέταρτο σενάριο κατανάλωσης

Το τέταρτο σενάριο κατανάλωσης και αυτονομίας προβλέπει μία δειγματοληψία ανά μισή ώρα. Στη χρονική διάρκεια αυτή, με περίοδο δειγματοληψίας 1800s,

προκύπτει ότι θα γίνουν 176 εγγραφές timestamp και $N_OF_MEAS = 351$ εγγραφές σετ μετρήσεων μέχρι να γεμίσει η FRAM. Ο χρόνος T_TOTAL προκύπτει με βάση την (93) ίσος με $631800s$. Επομένως, ο χρόνος T_MEAS_TOTAL προκύπτει:

$$\begin{aligned} T_MEAS_TOTAL &= T_MEAS \cdot N_OF_MEAS \\ &= 7.79s \cdot 351 \\ &= \mathbf{2734.29s} \end{aligned} \quad (124)$$

Στη συνέχεια, μπορεί να υπολογιστεί ο συνολικός χρόνος T_SLEEP :

$$\begin{aligned} T_SLEEP &= T_TOTAL - T_MEAS_TOTAL \\ &= 631800s - 2734.29s \\ &= \mathbf{629069.23s} \end{aligned} \quad (125)$$

Υποσενάριο μετάδοσης με LoRa

Για το τυπικό σενάριο της επιτυχούς μετάδοσης, υπολογίζεται ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_LORA = 632837.80s$. Στη συνέχεια, η μέση ισχύς υπολογίζεται με βάση τη σχέση 97, όπου E_{Total} ισούται στο σενάριο αυτό με:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa} \\ &= P_{Active} \cdot T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} \cdot T_SLEEP + P_{LoRa} \cdot T_LORA \\ &= 1460.27J + 61.20J + 1009.68J \\ &= 2531.15J \end{aligned} \quad (126)$$

Συνεπώς, από την (97), προκύπτει ότι η μέση ισχύς για ένα πλήρη κύκλο λειτουργίας σε αυτό το σενάριο είναι:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{2531.15J}{632837.80s} \\ \Rightarrow \boxed{P_{Mean} = 4mW} \end{aligned} \quad (127)$$

Η αυτονομία $T_AUTONOMY$ για το σενάριο αυτό, προκύπτει ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{4mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_AUTONOMY = 2775hrs = 115.63days} \quad (128)$$

Υποσενάριο αποθήκευσης στην SD

Στο υποσενάριο αυτό ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_SD = 631859.70s$. Η μέση ισχύς για το υποσενάριο αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (102), όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια του υποσεναρίου. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa_Fail} + E_{SD} \\ &= P_{Active} \cdot T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} \cdot T_SLEEP + \\ &\quad + P_{LoRa} \cdot T_LORA_F_TR + P_{Active} \cdot T_LORA_F_DL + P_{SD} \cdot T_SD \\ &= 1460.27J + 61.20J + 18.74J + 16.02J + 6.29J \\ &= 1562.52J \end{aligned} \quad (129)$$

Συνεπώς, από την (102), προκύπτει:

$$P_{Mean} = \frac{1562.52J}{631859.70s}$$

$$\Rightarrow \boxed{P_{Mean} = 2.47mW} \quad (130)$$

Συνεπώς για τη δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας και χωρητικότητα μπαταρίας, η αυτονομία του συστήματος στο υποσενάριο αποτυχίας της ασύρματης μετάδοσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{2.47mW}$$

$$\Rightarrow \boxed{T_AUTONOMY = 4493.93hrs = 187.25days} \quad (131)$$

6.1.7 Πέμπτο σενάριο κατανάλωσης

Το τελευταίο σενάριο κατανάλωσης και αυτονομίας που μελετήθηκε προβλέπει μία δειγματοληψία ανά μια ώρα. Με περίοδο δειγματοληψίας $3600s$, προκύπτει

ότι θα γίνουν 323 εγγραφές timestamp και $N_OF_MEAS = 322$ εγγραφές σει μετρήσεων μέχρι να γεμίσει η FRAM. Ο χρόνος T_TOTAL προκύπτει με βάση την (93) ίσος με $1159200s$. Επομένως, ο χρόνος T_MEAS_TOTAL προκύπτει:

$$\begin{aligned} T_MEAS_TOTAL &= T_MEAS \cdot N_OF_MEAS \\ &= 7.79s \cdot 322 \\ &= \mathbf{2508.38s} \end{aligned} \tag{132}$$

Στη συνέχεια, μπορεί να υπολογιστεί ο συνολικός χρόνος T_SLEEP :

$$\begin{aligned} T_SLEEP &= T_TOTAL - T_MEAS_TOTAL \\ &= 1159200s - 2508.38s \\ &= \mathbf{1156698.08s} \end{aligned} \tag{133}$$

Υποσενάριο μετάδοσης με LoRa

Για το τυπικό σενάριο της επιτυχούς μετάδοσης, υπολογίζεται ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_LORA = 1160237.80s$. Στη συνέχεια, η μέση ισχύς υπολογίζεται με βάση τη σχέση 97, όπου E_{Total} ισούται στο σενάριο αυτό με:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa} \\ &= P_{Active} \cdot T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} \cdot T_SLEEP + P_{LoRa} \cdot T_LORA \\ &= 1339.63J + 112.54J + 1009.68J \\ &= 2461.85J \end{aligned} \tag{134}$$

Συνεπώς, από την (97), προκύπτει ότι η μέση ισχύς για ένα πλήρη κύκλο λειτουργίας σε αυτό το σενάριο είναι:

$$\begin{aligned} P_{Mean} &= \frac{2461.85J}{1160237.80s} \\ \Rightarrow P_{Mean} &= \mathbf{2.12mW} \end{aligned} \tag{135}$$

Η αυτονομία $T_AUTONOMY$ για το σενάριο αυτό, προκύπτει ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{2.12mW}$$

$$\Rightarrow T_AUTONOMY = \mathbf{5235.85hrs = 218.16days} \quad (136)$$

Υποσενάριο αποθήκευσης στην SD

Στο υποσενάριο αυτό ο συνολικός χρόνος $T_TOTAL_SD = 1159259.70s$. Η μέση ισχύς για το υποσενάριο αυτό υπολογίζεται σύμφωνα με τη σχέση (102), όπου E_{Total} η συνολική απαιτούμενη ενέργεια του υποσεναρίου. Επίσης, ισχύει:

$$\begin{aligned} E_{Total} &= E_{Active} + E_{Sleep} + E_{LoRa_Fail} + E_{SD} \\ &= P_{Active} \cdot T_MEAS_TOTAL + P_{Sleep} \cdot T_SLEEP + \\ &\quad + P_{LoRa} \cdot T_LORA_F_TR + P_{Active} \cdot T_LORA_F_DL + P_{SD} \cdot T_SD \\ &= 1339.63J + 112.54J + 18.74J + 16.02J + 6.29J \\ &= 1493.22J \end{aligned} \quad (137)$$

Συνεπώς, από την (102), προκύπτει:

$$P_{Mean} = \frac{1493.22J}{1159259.70s}$$

$$\Rightarrow P_{Mean} = \mathbf{1.29mW} \quad (138)$$

Συνεπώς για τη δεδομένη συχνότητα δειγματοληψίας και χωρητικότητα μπαταρίας, η αυτονομία του συστήματος στο υποσενάριο αποτυχίας της ασύρματης μετάδοσης, υπολογίζεται ως εξής:

$$T_AUTONOMY = \frac{E_BAT}{P_{Mean}} = \frac{11.1Wh}{1.29mW}$$

$$\Rightarrow T_AUTONOMY = \mathbf{8604.64hrs = 358.53days} \quad (139)$$

Στον πίνακα 11 συνοψίζονται τα αποτελέσματα για τα πέντε σενάρια που μελετήθηκαν:

Σενάριο Κατανάλωσης	Περίοδος Δειγματοληψίας (sec)	Υποσενάριο LoRa		Υποσενάριο SD	
		Μέση Ισχύς (mW)	Αυτονομία (hrs/days)	Μέση Ισχύς (mW)	Αυτονομία (hrs/days)
Σενάριο 1	10	534.53	20.77/0.87	420.21	26.42/1.10
Σενάριο 2	60	108.46	102.34/4.26	71.03	156.27/6.51
Σενάριο 3	600	11.50	965.22/40.22	7.21	1539.53/64.15
Σενάριο 4	1800	4.00	2775.00/115.63	2.47	4493.8/187.25
Σενάριο 5	3600	2.12	5235.85/218.16	1.29	8604.65/358.53

Πίνακας 11: Αποτελέσματα σεναρίων κατανάλωσης

6.1.8 Ανάλυση αποτελεσμάτων κατανάλωσης

Οι μετρήσεις κατανάλωσης και τα αντίστοιχα σενάρια που ελέγχθηκαν, τα οποία συνοψίζονται στον πίνακα 11, αποτελούν μία ικανοποιητική καταγραφή των ενεργειακών δυνατοτήτων του προτεινόμενου συστήματος. Όπως προαναφέρθηκε, για τη μελέτη του συστήματος τέθηκαν εξ αρχής ως δεδομένα μία ευρεία επιλογή αισθητήρων, καθώς και η χωρητικότητα της μπαταρίας, στα 2000mAh. Να σημειωθεί ότι οι παράμετροι αυτές μπορούν να προσαρμοστούν ανάλογα την εφαρμογή και να επιφέρουν σημαντικές αλλαγές και βελτιστοποιήσεις στην κάθε περίπτωση, όσον αφορά στην ενεργειακή αυτονομία του συστήματος. Για παράδειγμα, το σενάριο χρησιμοποίησης μπαταρίας πολλαπλάσιας χωρητικότητας σε μία μέση εφαρμογή του συστήματος, δεν επιφέρει λειτουργικά προβλήματα, ενώ ταυτοχρόνως πολλαπλασιάζει αντίστοιχα την αυτονομία του συστήματος. Σε κάθε περίπτωση, η μελέτη με τις συγκεκριμένες παραμέτρους, αποτελεί μία καλή μελέτη της ενεργειακής συμπεριφοράς του συστήματος.

Για τα σενάρια κατανάλωσης, η κύρια παράμετρος είναι η περίοδος δειγματοληψίας, ενώ υπάρχει η δυνατότητα καθορισμού και του τρόπου αποθήκευσης των μετρήσεων. Παρομοίως, και αυτές οι παράμετροι εξαρτώνται από τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής. Όπως φαίνεται και στον πίνακα των σεναρίων, η επίδραση της περιόδου δειγματοληψίας είναι αναμενόμενα καθοριστική για την αυτονομία του συστήματος. Η αιτία παρουσιάζεται στον πίνακα 10, με τη διαφορά της κατανάλωσης ισχύος μεταξύ της κατάστασης sleep με τις υπόλοιπες καταστάσεις να ανέρχεται στις τέσσερις τάξεις μεγέθους. Επομένως, αυξάνοντας την περίοδο δειγματοληψίας, το σύστημα λειτουργεί για περισσότερο διάστημα στην κατάσταση χαμηλής κατανάλωσης, διευρύνοντας έτσι σημαντικά την αυτονομία του. Ενδεικτικά, το σενάριο 1 με δειγματοληψία ανά 10 δευτερόλεπτα, επιτυγχάνει αυτονομία περίπου μόλις μίας μέρας, ενώ αντίθετα το σενάριο 5, με

μία δειγματοληψία ανά ώρα, επιτυγχάνει αυτονομία περίπου 2/3 του έτους με LoRa, ή ενός έτους με SD.

Οι δύο εναλλακτικές που παρέχει το σύστημα ως προς τη διαχείριση των δεδομένων που συλλέγει, η τοπική αποθήκευση στην SD και η ασύρματη μετάδοση μέσω LoRa, προσδίδουν μεγάλη ευελιξία ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Αρχικά, σύμφωνα με τα αποτελέσματα, η μετάδοση μέσω LoRa είναι και πιο αργή και πιο ενεργοβόρα σε σχέση με την αποθήκευση τοπικά στην SD, ωστόσο παρέχει πλεονεκτήματα αυτονομίας. Επιπλέον, να σημειωθεί ότι στα παραπάνω σενάρια μελετήθηκαν οι δύο ακραίες περιπτώσεις όπου μόλις γεμίσει η FRAM, είτε όλα τα δεδομένα αποθηκεύονται στην SD, είτε όλα τα δεδομένα μεταδίδονται μέσω LoRa. Αυτές οι επιλογές πιθανόν να είναι επιθυμητές σε κάποιες εφαρμογές, και σίγουρα προσδίδουν μία αντιπροσωπευτική εικόνα για τη σύγκριση των δύο επιλογών.

Ωστόσο, ιδιαίτερα στη περίπτωση ασύρματης μετάδοσης μέσω LoRa, η αποστολή όλων των δεδομένων αφού γεμίσει η FRAM ενδέχεται να μην είναι πρακτική. Πρώτο ζήτημα που προκύπτει λόγω της αργής ταχύτητας μετάδοσης του LoRa, είναι η πιθανότητα να μη ληφθούν ορισμένα σει μετρήσεων, όσο διαρκεί η μετάδοση. Η περίπτωση αυτή προκύπτει εάν ισχύει:

$$T_{sampling} < T_{LoRa} \quad (140)$$

όπου $T_{sampling}$ η περίοδος δειγματοληψίας, και T_{LoRa} η διάρκεια μετάδοσης όλων των δεδομένων της FRAM. Με τις συνθήκες της παρούσας ανάλυσης, ισχύει $T_{LoRa} = 1037.8s$, οπότε συμπεραίνουμε στα πρώτα τρία σενάρια κατανάλωσης του πίνακα 11, θα έχουμε αντίστοιχα φθίνοντα αριθμό μετρήσεων που δεν λήφθηκαν.

Συνεπώς, ο χρήστης δύναται ανάλογα με τις απαιτήσεις του, να συνδυάσει τους δύο τρόπους διαχείρισης των δεδομένων. Για παράδειγμα, μπορεί κάθε μέτρηση που λαμβάνει το σύστημα να αποστέλλεται με LoRa, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται παρακολούθηση σε πραγματικό χρόνο. Βέβαια, το κόστος μίας τέτοιας επιλογής θα ήταν η συχνότερη ενεργοποίηση του πομποδέκτη LoRa, με συνέπεια την αύξηση της κατανάλωσης. Άλλη περίπτωση είναι η αποθήκευση των μετρήσεων τοπικά, και η ασύρματη αποστολή μίας ενδεικτικής μέτρησης ανά ένα προκαθορισμένο διάστημα στο σταθμό βάσης. Είναι επομένως στην ευχέρεια του χρήστη να επιλέξει με τέτοιο τρόπο τη στρατηγική που θα ακολουθήσει, ώστε να εξυπηρετήσει με βέλτιστο τρόπο στις ανάγκες της εφαρμογής του.

6.2 Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης φωτοβολταϊκού energy harvesting

Η ανάλυση του κεφαλαίου 6.1 αφορά στην κατανάλωση και την αυτονομία ενός συστήματος που τροφοδοτείται αποκλειστικά από μία μπαταρία. Το ολοκληρωμένο προτεινόμενο σύστημα, το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τη λήψη των πειραματικών μετρήσεων των αισθητήρων που παρουσιάζονται στη συνέχεια, προβλέπει τη δυνατότητα συνδυασμού τεχνικών energy harvesting, για την περαιτέρω βελτίωση της χρηστικότητας, της αυτονομίας και της λειτουργικότητάς του.

Να σημειωθεί ότι η δοκιμαστική λειτουργία του συστήματος CompleteSystem που παρουσιάζεται στην ενότητα 6.5, έγινε με ταυτόχρονη χρήση αποκλειστικά του φωτοβολταϊκού harvester. Ο λόγος που επιλέχθηκε ο συγκεκριμένος harvester είναι η υψηλή του απόδοση αλλά και η εύκολη χρήση του, σε αντίθεση με τα υπόλοιπα συστήματα energy harvesting που παρουσιάστηκαν. Η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για τη μελέτη του φωτοβολταϊκού energy harvester παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.1.1. Ακολουθούν οι μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης του συστήματος φωτοβολταϊκού energy harvesting, το οποίο αποτελείται από το ολοκληρωμένο κύκλωμα BQ25570 και ένα φωτοβολταϊκό πάνελ.

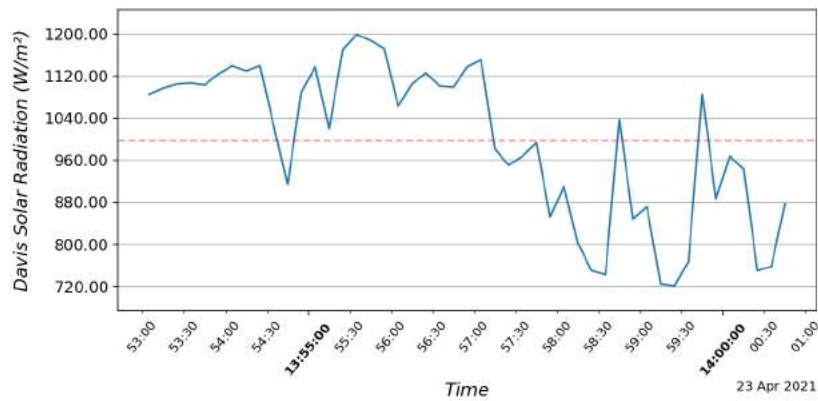
Εκτελέστηκαν συνολικά δύο πειράματα: Το πρώτο πείραμα έγινε υπό μεταβλητές καιρικές συνθήκες (συννεφιά) και στο πρώτο σενάριο είχε πλήρως εκφορτισμένους τους υπερπυκνωτές (0V) στην αρχή, τους οποίους φόρτιζε έως τα 4.2V. Στο δεύτερο σενάριο οι υπερπυκνωτές ήταν αρχικά φορτισμένοι στα 2V, αντιπροσωπεύοντας ένα πιο ρεαλιστικό σενάριο κατά το οποίο η μονάδα αποθήκευσης ενέργειας, ιδιαίτερα αν πρόκειται για μπαταρία, δεν αφήνεται να εκφορτιστεί κάτω από ένα όριο (VBAT_UV) μέσω της αντίστοιχης εγγενούς λειτουργικότητας του BQ25570. Η περίπτωση αυτή παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον, καθώς το ολοκληρωμένο κύκλωμα BQ25570 φορτίζει μέσω ενός δευτερεύοντος μη αποδοτικού converter την μονάδα ενέργειας μέχρι την τάση $V_{STOR_CHGEN} = 1.8V$, ενώ από εκείνη την τάση και πάνω, μπορεί να λειτουργήσει ο κύριος converter, ο οποίος λειτουργεί με υψηλότερη απόδοση, εφαρμόζοντας και MPPT. Συνεπώς η διατήρηση της τάσης της μονάδας ενέργειας πάνω από 1.8V είναι και το επιθυμητό και το σύνθημα σενάριο λειτουργίας του συστήματος.

Το δεύτερο πείραμα έγινε υπό σταθερές καιρικές συνθήκες (ηλιοφάνεια), ενώ τα σενάρια που μελετήθηκαν είναι τα ίδια.

6.2.1 Πείραμα υπό μεταβλητές καιρικές συνθήκες

Σενάριο φόρτισης από 0V στα 4.2V

Για το σενάριο φόρτισης από 0V στα 4.2V, παρουσιάζονται αρχικά στο διάγραμμα του σχήματος 76 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος, οι οποίες καταγράφηκαν με τον αντίστοιχο αισθητήρα Davis και το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 13:53:00 και τελείωσε τη χρονική στιγμή 14:00:48, και διήρκεσε συνολικά 7 λεπτά και 48 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 468s$.



Σχήμα 76: Μεταβολή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος 1

Η μέση τιμή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος υπολογίστηκε στα $998.047W/m^2 = 99.805mW/cm^2$. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι η επιφάνεια του φωτοβολταϊκού πάνελ ισούται με $6.5cm \times 4.4cm = 28.6cm^2$, προκύπτει ότι η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια του πειράματος, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 99.805mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = \mathbf{2.854W} \end{aligned} \quad (141)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.854W \cdot 468s = \mathbf{1335.67J} \end{aligned} \quad (142)$$

Έχοντας καθορίσει τις περιβαλλοντικές συνθήκες του πειράματος, ακολουθεί η μελέτη της λειτουργίας του συστήματος energy harvesting και της διαδικασίας φόρτισης. Όπως προαναφέρθηκε κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν υπερπυκνωτές συνολικής χωρητικότητας $5F$ από $0V$ στα $4.2V$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Με βάση τα παραπάνω, προκύπτει ότι η τελική ενέργεια των πυκνωτών, ισούται με:

$$E_{SC} = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}5F \cdot (4.2V)^2 = 44.1J \quad (143)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{44.1J}{468s} = 0.09423W = 94.23mW \quad (144)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο πείραμα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.09423W}{2.854W} = 0.03302 = 3.302\% \quad (145)$$

Έχοντας υπολογίσει τη συνολική απόδοση του πειράματος, παρουσιάζει ενδιαφέρον η ξεχωριστή μελέτη της φόρτισης από 0 έως $1.8V$, η οποία γίνεται με τον μη αποδοτικό converter, χωρίς MPP, και από $1.8V$ μέχρι τα $4.2V$, όπου γίνεται με την πλήρη λειτουργικότητα και απόδοση του BQ25570.

Για το διάστημα φόρτισης από 0 έως $1.8V$, προκύπτει μέση ηλιακή ακτινοβολία $1108.936W/m^2 = 110.894mW/cm^2$ ενώ η χρονική διάρκειά του ισούται με 4 λεπτά και 10 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 250s$.

Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια της φόρτισης μέχρι τα $1.8V$, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 110.894mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = 3.172W \end{aligned} \quad (146)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράμα-

τος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 3.172W \cdot 250s = \mathbf{793J} \end{aligned} \quad (147)$$

Η τελική ενέργεια των πυκνωτών στην τάση των $1.8V$, ισούται με:

$$E_{SC} = \frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}5F \cdot (1.8V)^2 = \mathbf{8.1J} \quad (148)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{8.1J}{250s} = 0.0324W = \mathbf{32.4mW} \quad (149)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο διάστημα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.0324W}{3.172W} = 0.01021 = 1.021\% \quad (150)$$

Για το διάστημα φόρτισης από $1.8V$ έως $4.2V$, προκύπτει μέση ηλιακή ακτινοβολία $872.036W/m^2 = 87.204mW/cm^2$ ενώ η χρονική διάρκειά του ισούται με 3 λεπτά και 38 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 218s$. κατά τη διάρκεια της φόρτισης από $V_S = 1.8V$ έως $V_F = 4.2V$:

Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 87.204mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = \mathbf{2.494W} \end{aligned} \quad (151)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.494W \cdot 218s = \mathbf{543.692J} \end{aligned} \quad (152)$$

Η ενέργεια που προστέθηκε στους υπερπυκνωτές ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}5F((4.2V)^2 - (1.8V)^2) = 2.5F \cdot 14.4 = \mathbf{36J} \end{aligned} \quad (153)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

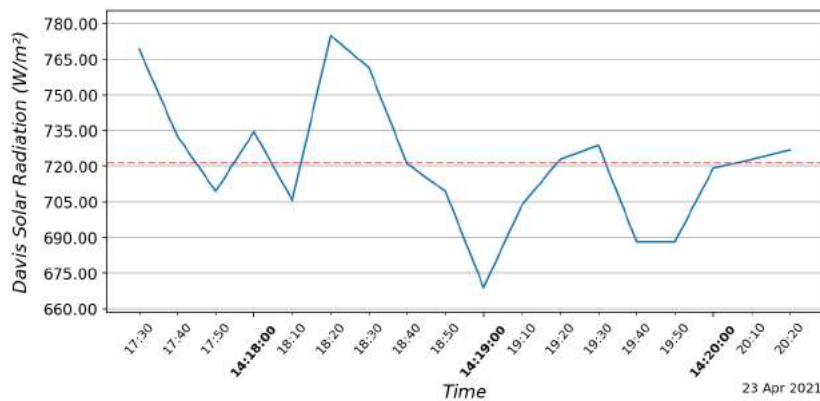
$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{36J}{218s} = 0.1651W = \mathbf{165.3mW} \quad (154)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο διάστημα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.1651W}{2.494W} = 0.06621 = 6.621\% \quad (155)$$

Σενάριο Φόρτισης από 2V

Για το σενάριο φόρτισης από 2.05V στα 4.2V, παρουσιάζονται αρχικά στο διάγραμμα του σχήματος 77 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος, οι οποίες καταγράφηκαν με τον αντίστοιχο αισθητήρα Davis και το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 14:17:30 και τελείωσε τη χρονική στιγμή 14:20:25, και διήρκεσε συνολικά 2 λεπτά και 55 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 175s$.



Σχήμα 77: Μεταβολή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του σεναρίου 2 του πειράματος 1

Η μέση τιμή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος υπολογίστηκε στα $713.52W/m^2 = 71.35mW/cm^2$. Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια του πειράματος, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 71.35mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = \mathbf{2.04W} \end{aligned} \quad (156)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.04W \cdot 175s = \mathbf{357J} \end{aligned} \quad (157)$$

Κατά τη διάρκεια του σεναρίου αυτού φορτίστηκαν υπερπυκνωτές συνολικής χωρητικότητας $5F$ από $V_S = 2.05V$ σε $V_F = 4.2V$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Συνεπώς, η ενέργεια που προστέθηκε στους πυκνωτές στη χρονική διάρκεια αυτή, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}5F \left((4.2V)^2 - (2.05V)^2 \right) = 2.5F \cdot 13.44 = \mathbf{33.59J} \end{aligned} \quad (158)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{33.59J}{175s} = 0.192W = \mathbf{192mW} \quad (159)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο πείραμα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.192W}{2.04W} = 0.09412 = \mathbf{9.412\%} \quad (160)$$

6.2.2 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος μεταβλητών καιρικών συνθηκών

Με βάση τις μετρήσεις που έγιναν στο πρώτο σενάριο (φόρτιση από 0 έως 4.2V) προκύπτουν οι εξής παρατηρήσεις: Αρχικά επαληθεύεται η μεγάλη διαφορά

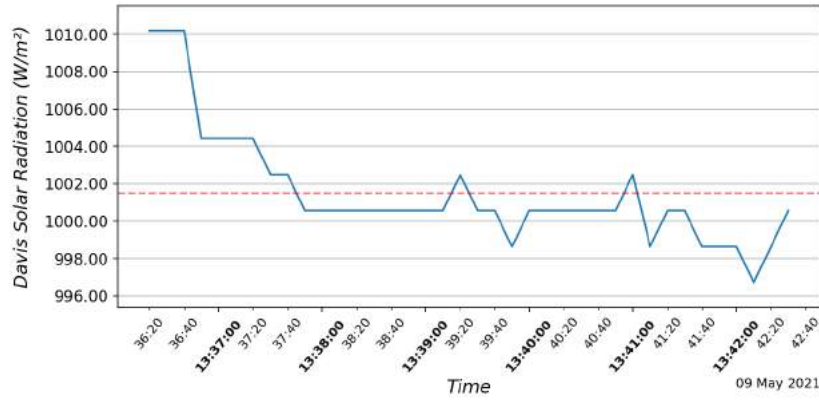
στην απόδοση του συστήματος όταν λειτουργεί ο κύριος boost converter του BQ25570 σε συνδυασμό με MPPT, σε σχέση με τον απλό converter φόρτισης μέχρι τα 1.8V. Συγκεκριμένα η διαφορά στο βαθμό απόδοσης είναι 5.6%. Γενικά η απόδοση του συστήματος, μπορεί να θεωρηθεί χαμηλή συνολικά, ωστόσο είναι πολλοί οι παράγοντες που μπορούν να επηρεάζουν αρνητικά την απόδοση. Αρχικά, στο πείραμα αυτό, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα 76, υπάρχει σημαντική διακύμανση της ηλιακής ακτινοβολίας, λόγω νέφωσης. Η μεταβλητότητα αυτή δημιουργεί δυσκολίες στον εντοπισμό του MPP σε κάθε χρονική στιγμή και κατά συνέπεια οδηγεί σε λιγότερο αποδοτική λειτουργία του φωτοβολταϊκού. Άλλοι παράγοντες που επηρεάζουν την απόδοση του συστήματος είναι η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού και η γωνία πρόσπτωσης της ηλιακής ακτινοβολίας στην επιφάνεια του φωτοβολταϊκού. Τέλος, επιπλέον απώλειες μπορεί να οφείλονται στην πειραματική διάταξη, ενώ ενδέχεται να επιδρά αρνητικά και η αυτοεκφόρτιση των υπερπυκνωτών.

Στο σενάριο 2 (φόρτιση από 2.05V έως 4.2V), επετεύχθη η υψηλότερη απόδοση του συστήματος, ίση με 9.412%. Η συνολικά καλύτερη απόδοση στο σενάριο αυτό ήταν αναμενόμενη, καθώς το σύστημα και το BQ25570 λειτουργεί μόνο στην αποδοτική κατάσταση με χρήση MPPT. Ενδιαφέρον ωστόσο παρουσιάζει και η σύγκρισή του με το διάστημα φόρτισης 1.8V – 4.2V του σεναρίου 1, όπου και σε αυτή τη περίπτωση υπάρχει μία αξιοσημείωτη διαφορά στο βαθμό απόδοσης 2.791%. Παρατηρώντας την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας κατά το σενάριο 2 στο διάγραμμα του σχήματος 77, προκύπτει να είναι αρκετά σταθερότερη σε σχέση με το σενάριο 1. Είναι πιθανό το γεγονός αυτό να επέτρεψε στο σύστημα να συγκλίνει πιο επιτυχώς σε κάθε χρονικό διάστημα στο σημείο MPP, επιτυγχάνοντας έτσι και μεγαλύτερη απόδοση.

6.2.3 Πείραμα υπό σταθερές καιρικές συνθήκες

Σενάριο φόρτισης από 0V στα 4.2V

Για το σενάριο φόρτισης από 0V στα 4.2V, παρουσιάζονται αρχικά στο διάγραμμα του σχήματος 78 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος, οι οποίες καταγράφηκαν με τον αντίστοιχο αισθητήρα Davis και το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 13:36:20 και τελείωσε τη χρονική στιγμή 13:42:30, και διήρκεσε συνολικά 6 λεπτά και 10 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 370s$.



Σχήμα 78: Μεταβολή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος 1

Η μέση τιμή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος υπολογίστηκε στα $1001.476 \text{ W/m}^2 = 100.148 \text{ mW/cm}^2$. Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια του πειράματος, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 100.148 \text{ mW/cm}^2 \cdot 28.6 \text{ cm}^2 = \mathbf{2.864 \text{ W}} \end{aligned} \quad (161)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.864 \text{ W} \cdot 370 \text{ s} = \mathbf{1059.68 \text{ J}} \end{aligned} \quad (162)$$

Η τελική ενέργεια των πυκνωτών, με βάση τη σχέση 143, ισούται με $E_{SC} = 44.1 \text{ J}$

Η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{44.1 \text{ J}}{370 \text{ s}} = 0.11919 \text{ W} = \mathbf{119.19 \text{ mW}} \quad (163)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο πείραμα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.11919 \text{ W}}{2.864 \text{ W}} = 0.04162 = \mathbf{4.162\%} \quad (164)$$

Ακολουθεί ξεχωριστή μελέτη της φόρτισης από 0 έως 1.8V, η οποία γίνεται με τον μη αποδοτικό converter, χωρίς MPP, και από 1.8V μέχρι τα 4.2V, όπου γίνεται με την πλήρη λειτουργικότητα και απόδοση του BQ25570.

Για το διάστημα φόρτισης από 0 έως 1.8V, προκύπτει μέση ηλιακή ακτινοβολία $1003.396W/m^2 = 100.340mW/cm^2$ ενώ η χρονική διάρκειά του ισούται με 2 λεπτά και 45 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 165s$.

Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια της φόρτισης μέχρι τα 1.8V, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 100.340mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = \mathbf{2.870W} \end{aligned} \quad (165)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.870W \cdot 165s = \mathbf{473.55J} \end{aligned} \quad (166)$$

Η τελική ενέργεια των πυκνωτών στην τάση 1.8V, με βάση τη σχέση 148, ισούται με $E_{SC} = 8.1J$

Η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{8.1J}{165s} = 0.04909W = \mathbf{49.09mW} \quad (167)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο πείραμα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.04909W}{2.870W} = 0.01719 = \mathbf{1.719\%} \quad (168)$$

Για το διάστημα φόρτισης από 1.8V έως 4.2V, προκύπτει μέση ηλιακή ακτινοβολία $1000.0341W/m^2 = 100.003mW/cm^2$ ενώ η χρονική διάρκειά του ισούται με 3 λεπτά και 30 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 205s$. Κατά τη διάρκεια της φόρτισης από 1.8V έως 4.2V:

Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 100.003mW/cm^2 \cdot 28.6cm^2 = \mathbf{2.860W} \end{aligned} \quad (169)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.860W \cdot 205s = \mathbf{586.3J} \end{aligned} \quad (170)$$

Η συνολική ενέργεια που προστέθηκε στους πυκνωτές, με βάση τη σχέση 153, ισούται με $E_{SC} = 36J$, ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών ισούται με:

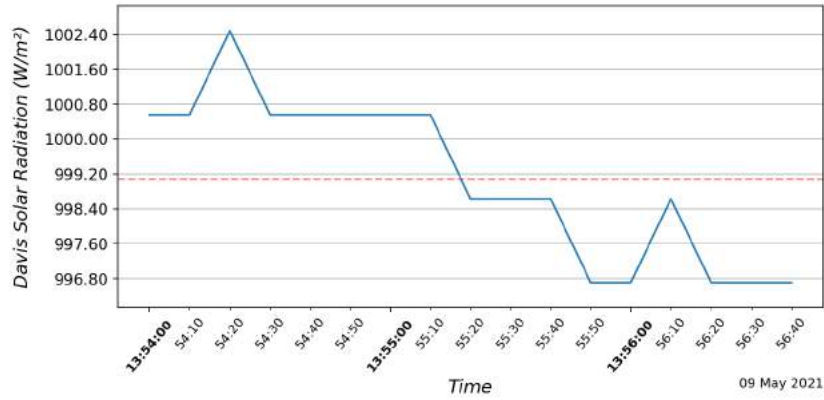
$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{36J}{205s} = 0.1756W = \mathbf{175.6mW} \quad (171)$$

Επομένως, η απόδοση του συστήματος κατά τη διάρκεια της φόρτισης από 1.8V έως 4.2V ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.1756W}{2.860W} = 0.06140 = 6.140\% \quad (172)$$

Σενάριο Φόρτισης από 2V

Για το σενάριο φόρτισης από 2.03V στα 4.2V, παρουσιάζονται αρχικά στο διάγραμμα του σχήματος 79 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος, οι οποίες καταγράφηκαν με τον αντίστοιχο αισθητήρα Davis και το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 13:54:00 και τελείωσε τη χρονική στιγμή 13:56:42, και διήρκεσε συνολικά 2 λεπτά και 42 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 162s$.



Σχήμα 79: Μεταβολή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του σεναρίου 2 του πειράματος 2

Η μέση τιμή ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια του πειράματος υπολογίστηκε στα $999.087 \text{ W/m}^2 = 99.909 \text{ mW/cm}^2$. Η μέση ισχύς που δεχόταν το φωτοβολταϊκό κατά τη διάρκεια του πειράματος, P_{Solar} , ισούται με:

$$\begin{aligned} P_{Solar} &= SolarRadiation \times SurfaceArea_{PV} \\ &= 99.909 \text{ mW/cm}^2 \cdot 28.6 \text{ cm}^2 = \mathbf{2.857 \text{ W}} \end{aligned} \quad (173)$$

Η ενέργεια E_{Solar} που δέχθηκε το φωτοβολταϊκό, κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{Solar} &= P_{Solar} \times T_{Experiment} \\ &= 2.857 \text{ W} \cdot 162 \text{ s} = \mathbf{462.834 \text{ J}} \end{aligned} \quad (174)$$

Κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν υπερπυκνωτές συνολικής χωρητικότητας $5F$ από $V_S = 2.03 \text{ V}$ στα $V_F = 4.2 \text{ V}$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Η ενέργεια που προστέθηκε στους πυκνωτές κατά τη διάρκεια του σεναρίου, ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2} C V_F^2 - \frac{1}{2} C V_S^2 \\ &= \frac{1}{2} 5F \left((4.2 \text{ V})^2 - (2.03 \text{ V})^2 \right) = 2.5F \cdot 13.52 = \mathbf{33.80 \text{ J}} \end{aligned} \quad (175)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισού-

ται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{33.80J}{162s} = 0.2086W = \mathbf{208.6mW} \quad (176)$$

Επομένως, η συνολική απόδοση του συστήματος στο πείραμα αυτό ισούται με:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{P_{SC}}{P_{Solar}} = \frac{0.2086W}{2.857W} = 0.07301 = 7.301\% \quad (177)$$

6.2.4 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος υπό σταθερή ακτινοβολία

Όπως και στο πείραμα με μεταβλητή ακτινοβολία, και στη περίπτωση αυτή επαληθεύεται η αναμενόμενη αποτελεσματικότερη λειτουργία του συστήματος όταν η τάση φόρτισης είναι πάνω από 1.8V, οπότε και λειτουργεί αποδοτικά το BQ25570. Οι αντίστοιχοι βαθμοί απόδοσης που επιτυγχάνονται κατά την αποδοτική λειτουργία στα δύο σενάρια είναι 4.162% και 7.301%. Αν και η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας είναι σταθερή, ο βαθμός απόδοσης του σεναρίου 2 του δεύτερου πειράματος, είναι λίγο χαμηλότερος από αυτό του σεναρίου 2 του πρώτου πειράματος.

Πιθανή ερμηνεία του χαμηλότερου βαθμού απόδοσης είναι η υψηλότερη θερμοκρασία λειτουργίας του φωτοβολταϊκού. Καθώς η ημέρα 9/5/21 τέλεσης του δεύτερου πειράματος ήταν πιο ζεστή από την 23/4/21, και κυρίως είχε ηλιοφάνεια, σε αντίθεση με τη νέφωση που επικρατούσε στο πρώτο πείραμα, το φωτοβολταϊκό θα βρισκόταν σε υψηλότερη θερμοκρασία κατά τη διάρκεια του πειράματος. Συνεπώς, η μειωμένη απόδοση, πιθανώς να οφείλεται στην αυξημένη θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού πάνελ.

6.2.5 Ανάλυση επίδρασης Φ/B energy harvesting στην αυτονομία του CompleteSystem

Η αυτονομία του συστήματος CompleteSystem αναλύθηκε λεπτομερώς στην ενότητα 6.1. Η ανάλυση αυτή βασιζόταν στην κατανάλωση του συστήματος αναλόγως του σεναρίου λειτουργίας/δειγματοληψίας, σε συνάρτηση με τη διαθέσιμη ενέργεια του συσσωρευτή. Τα αποτελέσματα της ανάλυσης βρίσκονται συνολικά στον πίνακα 11.

Στο σημείο αυτό, έχοντας υπολογίσει τις δυνατότητες του φωτοβολταϊκού energy harvesting, μπορεί να συνυπολογιστεί η αναπλήρωση ενέργειας που παρέχει στο σύστημα η τεχνική αυτή. Το σύστημα δηλαδή πλέον, δε βασίζεται αποκλειστικά στο συσσωρευτή για τη λειτουργία του, αλλά αξιοποιεί και energy harvesting.

Για την ανάλυση που ακολουθεί έγιναν κάποιες παραδοχές. Ως παρεχόμενη ισχύς από το φωτοβολταϊκό energy harvesting, λήφθηκε η καλύτερη περίπτωση από αυτές που αναλύθηκαν στις προηγούμενες ενότητες, η οποία ισούται με $208.6mW$ (όπως προέκυψε στη σχέση (176) στην ενότητα 6.2.3). Η ισχύς αυτή βέβαια προκύπτει σε συνθήκες απόλυτης ηλιοφάνειας, και σε συγκεκριμένες ώρες κάθε μέρα. Συνεπώς χρησιμοποιήθηκε μία εκτίμηση για τις ημέρες με ηλιοφάνεια για τον ελλαδικό χώρο, 242.6 ημερών ανά έτος [4]. Επιπλέον, χρησιμοποιήθηκε ως εκτίμηση ότι η μέγιστη ισχύς των $208.6mW$, θα παρέχεται κάθε μέρα μόνο κατά τις μεσημεριανές ώρες των ημερών ηλιοφάνειας, οι οποίες αντιστοιχήθηκαν σε 4 ώρες το εικοσιτετράωρο. Να σημειωθεί ότι τις ημέρες με συννεφιά, ή τις ώρες εκτός των τεσσάρων που λήφθηκαν υπόψιν, το φωτοβολταϊκό πάνελ εξακολουθεί να παρέχει ενέργεια, βέβαια με χαμηλότερη ισχύ. Συνεπώς, ο υπολογισμός που ακολουθεί αποτελεί υποεκτίμηση της συνεισφοράς του φωτοβολταϊκού energy harvester στην αυτονομία του συστήματος.

Η μέση παρεχόμενη ισχύς κατά τη διάρκεια ενός έτους από το φωτοβολταϊκό harvester, με βάση τις παραπάνω θεωρήσεις, προκύπτει:

$$P_{mean,SH} = 208.6mW \frac{4h}{24h} \frac{242.6days}{365days} = \mathbf{23.11mW} \quad (178)$$

Ο όρος αυτός, προστίθεται στη συνέχεια για κάθε σενάριο κατανάλωσης του πίνακα 11 στη στήλη « Μέση Ισχύς », οπότε προκύπτει αντίστοιχα και η νέα αυτονομία του συστήματος σε κάθε περίπτωση. Να σημειωθεί ότι για τα σενάρια κατανάλωσης 3,4,5, και στα δύο υποσενάρια, η μέση ισχύς κατανάλωσης του πίνακα είναι μικρότερη από την παρεχόμενη ισχύ από τον energy harvester. Ως εκ τούτου, το σύστημα στις περιπτώσεις αυτές έχει θεωρητικά άπειρη αυτονομία. Βεβαίως, ιδιαίτερα στο σενάριο 3, όπου η μέση παρεχόμενη και καταναλισκόμενη ισχύς είναι περίπου ίσες, υπάρχει πάντα το ενδεχόμενο σε μία πολύ παρατεταμένη κακοκαιρία η ενέργεια της μπαταρίας να τύχει να εξαντληθεί, αλλά σε κανονικές συνθήκες, όταν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι μεγαλύτερη ή ίση των 10 λεπτών, επιτυγχάνεται πλήρης ενεργειακή αυτονομία. Τα νέα αποτελέσματα κατανάλωσης και αυτονομίας, συμπεριλαμβανομένης και της συνεισφοράς του φωτοβολταϊκού harvesting, παρουσιάζονται στον πίνακα 12.

Σενάριο Κατανάλωσης (sec)	Περίοδος Δειγματοληψίας (sec)	Υποσενάριο LoRa		Υποσενάριο SD	
		Μέση Ισχύς (mW)	Αυτονομία (hrs/days)	Μέση Ισχύς (mW)	Αυτονομία (hrs/days)
Σενάριο 1	10	511.42	21.40/0.89	397.10	27.44/1.14
Σενάριο 2	60	85.35	119.70/4.99	47.92	200.72/8.36
Σενάριο 3	600	-11.61	∞	-15.90	∞
Σενάριο 4	1800	-19.11	∞	-20.64	∞
Σενάριο 5	3600	-20.99	∞	-21.82	∞

Πίνακας 12: Αποτελέσματα σεναρίων κατανάλωσης με υποστήριξη τροφοδοσίας από φωτοβολταϊκό energy harvesting

6.3 Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης θερμοηλεκτρικού energy harvesting

Για τον προσδιορισμό των δυνατοτήτων του θερμοηλεκτρικού energy harvesting χρησιμοποιήθηκε η διάταξη της ενότητας 5.1.2. Το πείραμα αρχικά πραγματοποιήθηκε με τη χρήση μίας θερμοηλεκτρικής γεννήτριας. Ωστόσο η παραγόμενη τάση της ήταν αρκετά χαμηλή, γεγονός που δημιουργούσε πρόβλημα για τη λειτουργία του BQ25570. Συγκεκριμένα, το ολοκληρωμένο αυτό, απαιτεί για την έναρξη φόρτισης εντελώς αφόρτιστης πηγής τάση εισόδου μεγαλύτερη από 600mV. Όπως αναφέρθηκε στην ενότητα 6.2, η επιθυμητή κατάσταση λειτουργίας του συστήματος energy harvesting προβλέπει να διατηρείται το επίπεδο φόρτισης της πηγής και να μην εκφορτίζεται ποτέ τελείως, συνεπώς το προαναφερθέν πρόβλημα δεν ήταν ιδιαίτερα σημαντικό. Ωστόσο, λόγω και της χαμηλής ισχύος που παράγει μία θερμοηλεκτρική γεννήτρια, χρησιμοποιήθηκε σε σειρά σύνδεση τριών θερμοηλεκτρικών γεννητριών. Με τον τρόπο αυτό, δημιουργείται ένας πιο λειτουργικός energy harvester με μεγαλύτερες δυνατότητες παραγωγής ισχύος.

Να σημειωθεί ότι, καθώς οι τρεις γεννήτριες που χρησιμοποιήθηκαν είναι πανομοιότυπες και υπόκεινται στην ίδια διαφορά θερμοκρασίας, και επιπλέον το BQ25570 χρησιμοποιεί τη μέθοδο Constant Voltage για MPPT, προκύπτει ότι ο συνδυασμός τους επιτυγχάνει την αποδοτική συγκομιδή ενέργειας με λειτουργία των γεννητριών κοντά στο σημείο MPP.

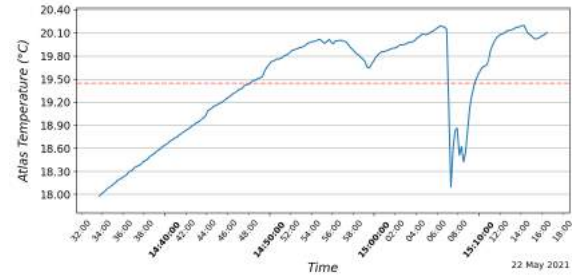
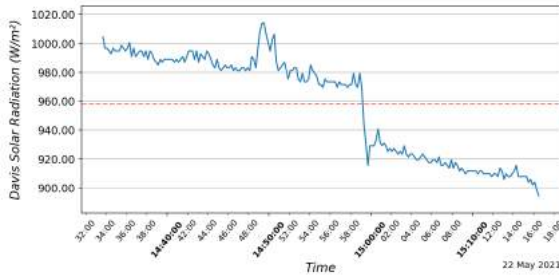
Συνολικά έγιναν δύο πειράματα με το θερμοηλεκτρικό harvester. Στο πρώτο

πείραμα, δεν χρησιμοποιήθηκε το πλαίσιο γύρω από τις γεννήτριες, ενώ στο δεύτερο ήταν τοποθετημένο. Και στα δύο πειράματα, λόγω της χαμηλής τάσης εξόδου, επιλέχθηκε να ελεγχθεί μόνο το σενάριο φόρτισης από $2V$ στα $4.2V$, ενώ γινόταν ταυτόχρονη καταγραφή τόσο της θερμοκρασίας του νερού, όσο και της ηλιακής ακτινοβολίας, χρησιμοποιώντας το σύστημα CompleteSystem, με τους αντίστοιχους αισθητήρες της Atlas Scientific και της Davis. Η μέτρηση της θερμοκρασίας της επιφάνειας του θερμοηλεκτρικού έγινε μέσω της ένδειξης θερμοζεύγους και πολυμέτρου. Για καλύτερη ακρίβεια, γινόταν ταυτόχρονα έλεγχος της θερμοκρασίας του νερού με χρήση του συστήματος θερμομέτρησης που περιγράφεται στην ενότητα 5.1.2, αλλά και του θερμόμετρου υπερύθρων για την εκτεθειμένη επιφάνεια της γεννήτριας. Επίσης σε κάθε πείραμα δοκιμάστηκαν δύο διαφορετικές πηγές αποθήκευσης: Η πρώτη ήταν μία συστοιχία 7 πυκνωτών, παράλληλα συνδεδεμένων, $3300\mu F$ έκαστος, συνολικής χωρητικότητας $23.1mF$. Η δεύτερη ήταν η σε σειρά σύνδεση δύο υπερπυκνωτών, $1F$ έκαστος, συνολικής χωρητικότητας $0.5F$.

6.3.1 Πείραμα χωρίς το διαφανές πλαίσιο

Σενάριο μονάδας αποθήκευσης ενέργειας $0.5F$

Αρχικά παρουσιάζονται στο διάγραμμα του σχήματος 80 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του νερού κατά τη διάρκεια του πρώτου πειράματος, στο σενάριο της συστοιχίας χωρητικότητας $0.5F$, οι οποίες καταγράφηκαν με τους αντίστοιχους αισθητήρες Davis και AtlasScientific, σε συνεργασία με το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 14:33:40 από την τάση των $1.99V$ και τελείωσε τη χρονική στιγμή 15:16:30 στην τάση των $4.26V$. Η συνολική χρονική διάρκεια είναι 42 λεπτά και 50 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 2570s$.



(a) Μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας σε W/m^2

(b) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$

Σχήμα 80: Μετρήσεις από το σύστημα CompleteSystem κατά τη διάρκεια του πρώτου πειράματος, με πυκνωτές χωρητικότητας $0.5F$

Όπως προαναφέρθηκε κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν υπερπυκνωτές συνολικής χωρητικότητας $0.5F$ από $V_S = 1.99V$ στα $V_F = 4.26V$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Συνεπώς, η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στους υπερπυκνωτές κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

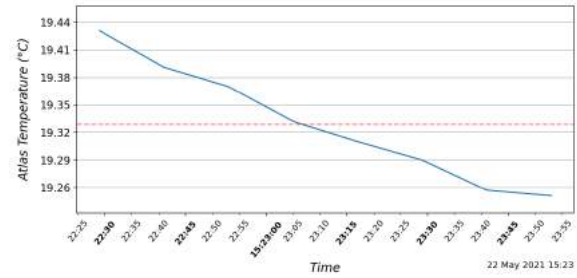
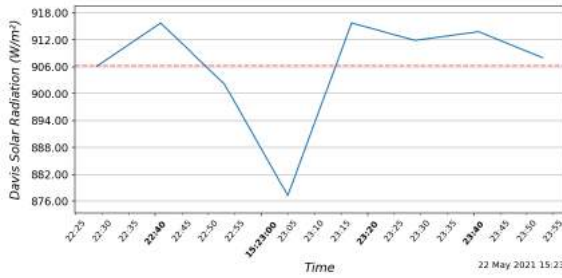
$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}0.5F \left((4.26V)^2 - (1.99V)^2 \right) = 0.25F \cdot 14.188V^2 = \mathbf{3.547J} \end{aligned} \quad (179)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{3.547J}{2570s} = 0.001380W = \mathbf{1.380mW} \quad (180)$$

Σενάριο μονάδας αποθήκευσης ενέργειας $23.1mF$

Στο διάγραμμα του σχήματος 81 παρουσιάζονται οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του νερού κατά τη διάρκεια του πρώτου πειράματος, στο σενάριο της συστοιχίας χωρητικότητας $23.1mF$. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 15:22:30 από την τάση των $2.04V$ και τελείωσε τη χρονική στιγμή 15:23:47 στην τάση των $4.25V$. Η συνολική χρονική διάρκεια είναι 1 λεπτό και 17 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 77s$.



(a) Μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας σε W/m^2

(b) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$

Σχήμα 81: Μετρήσεις από το σύστημα CompleteSystem κατά τη διάρκεια του πρώτου πειράματος, με πυκνωτές χωρητικότητας $23.1mF$

Κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν πυκνωτές συνολικής χωρητικότητας $23.1mF$ από $2.04V$ στα $4.25V$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στους υπερπυκνωτές κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}23.1mF((4.25V)^2 - (2.04V)^2) = 11.55mF \cdot 13.901V^2 = \mathbf{160.557mJ} \quad (181) \end{aligned}$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{160.557mJ}{77s} = \mathbf{2.085mW} \quad (182)$$

6.3.2 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος χωρίς το διαφανές πλαίσιο

Τα δύο διαφορετικά σενάρια που υλοποιήθηκαν, διέφεραν στο μέγεθος της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας. Όσον αφορά στις περιβαλλοντικές συνθήκες, η μέση ηλιακή ακτινοβολία στο πρώτο σενάριο είναι περίπου $960W/m^2$ ενώ στο δεύτερο σενάριο είναι περίπου $906W/m^2$. Αντίστοιχα, η μέση θερμοκρασία νερού είναι περίπου $19.5^{\circ}C$ και $19.32^{\circ}C$. Οι συνθήκες, ως εκ τούτου, είναι παρεμφερείς. Αξίζει επίσης να σημειωθεί, ότι πέραν των παραπάνω μετρήσεων, λαμβάνονταν μετρήσεις και από το σύστημα θερμομέτρησης βασισμένο σε Arduino, αλλά και από το θερμοζεύγος του πολυμέτρου. Οι μετρήσεις από το σύστημα θερμομέτρησης αντιπαραβάλλονταν με τις μετρήσεις που συλλέγονταν από το CompleteSystem, οι οποίες παρουσιάστηκαν στα διαγράμματα των σχημάτων

80, 81, επιβεβαιώνοντας την ορθότητά τους.

Όσον αφορά στο θερμοζεύγος, ήταν τοποθετημένο στην επιφάνεια μίας εκ των θερμοηλεκτρικών γεννητριών, με μονωτική ταινία, και η ένδειξή του ήταν από 40°C μέχρι 44°C με μία μέση τιμή $41 - 42^{\circ}\text{C}$. Η μέτρηση αυτή ωστόσο, δεν είναι αντιπροσωπευτική της θερμοκρασίας της επιφάνειας της γεννήτριας, καθώς το θερμόμετρο, ζεσταινόταν και λόγω της άμεσης έκθεσης της επιφάνειάς του στην ακτινοβολία του ήλιου. Στην πραγματικότητα η θερμοκρασία της επιφάνειας των θερμοηλεκτρικών γεννητριών ήταν αρκετά χαμηλότερη. Με χρήση του υπέρυθρου θερμόμετρου, η θερμοκρασία αυτή μετρήθηκε γύρω στους $23 - 24^{\circ}\text{C}$. Ωστόσο όλες αυτές οι μετρήσεις, χρησιμοποιήθηκαν για σύγκριση με το δεύτερο πείραμα με το διαφανές πλαίσιο, όπως θα φανεί στη συνέχεια.

Με βάση τα αποτελέσματα όσον αφορά στην παραγόμενη ισχύ του θερμοηλεκτρικού harvesting, προέκυψε μεγαλύτερη ισχύς στο σενάριο με τη μικρή μονάδα αποθήκευσης ενέργειας. Πιθανή ερμηνεία της διαφοράς αυτής είναι η σημαντική διαφορά στη διάρκεια του πειράματος, η οποία, αν και λαμβάνεται υπόψιν, πιθανόν να επηρεάζει λόγω των περισσότερων διακυμάνσεων τόσο της ηλιοφάνειας, όσο και της θερμοκρασίας του νερού. Επιπλέον, έχοντας τις παραπάνω παροχές ισχύος ως αντιπροσωπευτικές τιμές, είναι ενδιαφέρουσα η σύγκριση με το φωτοβολταϊκό harvesting, το οποίο προκύπτει όπως αναμενόταν να είναι σημαντικά πιο αποδοτικό, αποδίδοντας ισχύ παραπάνω από δύο τάξεις μεγέθους περισσότερη. Λαμβάνοντας υπόψιν και τον όγκο και την πολυπλοκότητα των δύο harvesters, υπερτερεί αναμφίβολα το φωτοβολταϊκό. Βεβαίως, η αξιοποίηση της ηλιακής ακτινοβολίας για θερμοηλεκτρικό harvesting δεν είναι αποδοτική τεχνική και χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία κυρίως για ερευνητικούς σκοπούς. Εν γένει, σε διαφορετικές εφαρμογές, αν και το θερμοηλεκτρικό harvesting έχει συνήθως σημαντικά χαμηλότερη απόδοση, προσφέρει στο σύστημα την αξιοποίηση διαφορετικών πηγών ενέργειας. Κατά συνέπεια, μπορούν να λειτουργήσουν είτε επικουρικά κάποιου φωτοβολταϊκού, παρέχοντας επιπλέον ενέργεια και ευελιξία στις περιβαλλοντικές συνθήκες, είτε ως αποκλειστική πηγή energy harvesting σε διαφορετικού τύπου εφαρμογές.

Μία επιπλέον παρατήρηση, η οποία δεν μπορούσε να επιβεβαιωθεί λόγω του ότι δε γινόταν καταγραφή της ταχύτητας του ανέμου, αφορά στην πιθανή επίδρασή της στη θερμοκρασία της επιφάνειας του φωτοβολταϊκού. Συγκεκριμένα, με βάση τις περιοδικές ενδείξεις του πολυμέτρου για την τάση της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας, παρατηρήθηκε μειωμένος ρυθμός αύξησης αυτής προς το τέλος του πειράματος, όπου και αυξήθηκε η ταχύτητα του ανέμου. Είναι πιθανό, η

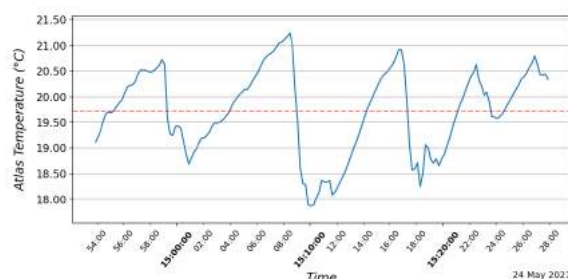
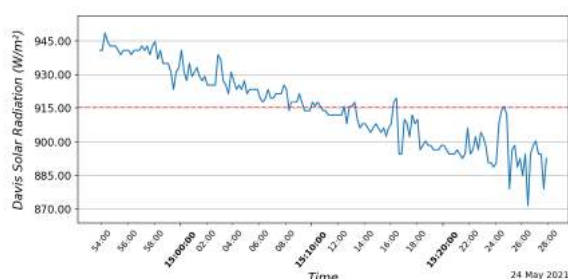
μεγαλύτερη ταχύτητα να ευνοούσε την απαγωγή θερμότητας από την επιφάνεια της γεννήτριας, ενώ ο μειωμένος ρυθμός αύξησης μπορεί να οφείλεται επίσης και στη μικρή μείωση της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας.

Με βάση το παραπάνω σκεπτικό, αλλά επιπλέον και την εκμετάλλευση της δημιουργίας συνθηκών θερμοκηπίου, σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε το δεύτερο πείραμα, με το διαφανές πλαίσιο.

6.3.3 Πείραμα με το διαφανές κάλυμμα

Σενάριο μονάδας αποθήκευσης ενέργειας 0.5F

Αρχικά παρουσιάζονται στο διάγραμμα του σχήματος 82 οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του νερού κατά τη διάρκεια του δεύτερου πειράματος, στο σενάριο της συστοιχίας χωρητικότητας 0.5F, οι οποίες καταγράφηκαν με τους αντίστοιχους αισθητήρες Davis και AtlasScientific, σε συνεργασία με το σύστημα CompleteSystem. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 14:53:50 από την τάση των 2.07V και τελείωσε τη χρονική στιγμή 15:27:57 στην τάση των 4.26V. Η συνολική χρονική διάρκεια είναι 34 λεπτά και 7 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 2047s$.



(a) Μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας σε W/m^2 (b) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$

Σχήμα 82: Μετρήσεις από το σύστημα CompleteSystem κατά τη διάρκεια του δεύτερου πειράματος, με πυκνωτές χωρητικότητας 0.5F

Όπως προαναφέρθηκε κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν υπερπυκνωτές συνολικής χωρητικότητας 0.5F από $V_S = 2.07V$ στα $V_F = 4.27V$ σε χρόνο $T_{Experiment}$. Συνεπώς, η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στους υπερπυκνωτές κατά

τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

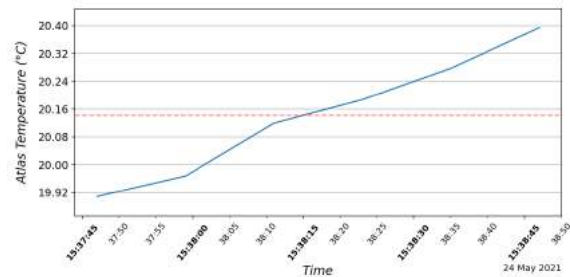
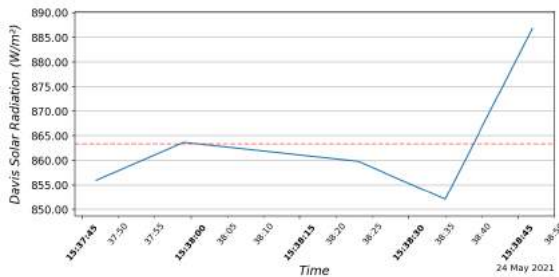
$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}0.5F\left((4.27V)^2 - (2.07V)^2\right) = 0.25F \cdot 13.948V^2 = \mathbf{3.487J} \end{aligned} \quad (183)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{3.487J}{2047s} = 0.001703W = \mathbf{1.703mW} \quad (184)$$

Σενάριο μονάδας αποθήκευσης ενέργειας 23.1mF

Στο διάγραμμα του σχήματος 83 παρουσιάζονται οι μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας του νερού κατά τη διάρκεια του δεύτερου πειράματος, στο σενάριο της συστοιχίας χωρητικότητας 23.1mF. Η φόρτιση ξεκίνησε τη χρονική στιγμή 15:37:50 από την τάση των 2.04V και τελείωσε τη χρονική στιγμή 15:38:59 στην τάση των 4.27V. Η συνολική χρονική διάρκεια είναι 1 λεπτό και 9 δευτερόλεπτα, ή $T_{Experiment} = 69s$.



(a) Μετρήσεις ηλιακής ακτινοβολίας σε W/m^2 (b) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$

Σχήμα 83: Μετρήσεις από το σύστημα CompleteSystem κατά τη διάρκεια του δεύτερου πειράματος, με πυκνωτές χωρητικότητας 23.1mF

Κατά τη διάρκεια του πειράματος φορτίστηκαν πυκνωτές συνολικής χωρητικότητας 23.1mF από 2.04V στα 4.27V σε χρόνο $T_{Experiment}$. Η ενέργεια που αποθη-

κεύτηκε στους υπερπυκνωτές κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}23.1mF((4.27V)^2 - (2.04V)^2) = 11.55mF \cdot 14.0713V^2 = 162.524mJ \end{aligned} \quad (185)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{162.524mJ}{69s} = 2.355mW \quad (186)$$

6.3.4 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος με το διαφανές κάλυμμα

Όμοια με το πρώτο πείραμα, τα δύο διαφορετικά σενάρια που υλοποιήθηκαν, διέφεραν στο μέγεθος της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας. Η μέση ηλιακή ακτινοβολία στο πρώτο σενάριο είναι περίπου $915W/m^2$ ενώ στο δεύτερο σενάριο είναι περίπου $864W/m^2$. Αντίστοιχα, η μέση θερμοκρασία νερού είναι περίπου $19.7^\circ C$ και $20.1^\circ C$. Οι συνθήκες ως εκ τούτου μεταξύ των δύο σεναρίων είναι παρεμφερείς. Και στο πείραμα αυτό, λαμβάνονταν μετρήσεις και από το σύστημα θερμομέτρησης βασισμένο σε Arduino, αλλά και από το θερμοζεύγος του πολυμέτρου. Οι μετρήσεις από το σύστημα θερμομέτρησης αντιπαραβάλλονταν με τις μετρήσεις που συλλέγονταν από το CompleteSystem, οι οποίες παρουσιάστηκαν στα διαγράμματα των σχημάτων 82, 83, επιβεβαιώνοντας την ορθότητά τους.

Όσον αφορά στο θερμοζεύγος, η ένδειξή του ήταν σημαντικά αυξημένη, και κυμαινόταν από $45^\circ C$ μέχρι $49^\circ C$ με μία μέση τιμή $48^\circ C$. Η μέτρηση αυτή όπως προαναφέρθηκε, δεν είναι αντιπροσωπευτική της θερμοκρασίας της επιφάνειας της γεννήτριας. Ωστόσο, παρατηρείται σε σχέση με τις αντίστοιχες μετρήσεις του πρώτου πειράματος μία αύξηση της θερμοκρασίας του θερμοζεύγους περίπου $6^\circ C$. Το γεγονός αυτό αποτελεί μία πρώτη ένδειξη ότι το διαφανές κάλυμμα συνεισφέρει στην αύξηση της θερμοκρασίας κοντά στην επιφάνεια των γεννητριών. Στον παραπάνω ισχυρισμό συνηγορεί και η μέτρηση της θερμοκρασίας της επιφάνειας της γεννήτριας μέσω του υπέρυθρου θερμόμετρου, η οποία προέκυπτε αυξημένη, περίπου στους $25^\circ C$.

Το σημαντικότερο αποτέλεσμα ωστόσο, το οποίο επιβεβαιώνει τη συνεισφορά του διαφανούς καλύμματος στην απόδοση του συστήματος, είναι η παρεχόμενη ισχύς του harvester. Λαμβάνοντας υπόψιν ότι οι συνθήκες και η ώρα εκτέλε-

σης των πειραμάτων είναι παρεμφερείς, και ότι οι περιβαλλοντικές συνθήκες στο δεύτερο πείραμα είναι ελαφρώς λιγότερο ευνοϊκές για τον θερμοηλεκτρικό harvester, η αυξημένη παραγόμενη ισχύς του υποδηλώνει ότι η εκτεθειμένη στον ήλιο πλευρά του διατηρούσε υψηλότερη θερμοκρασία κατά τη διάρκεια του δεύτερου πειράματος, οπότε το διαφανές κάλυμμα επέδρασε θετικά.

Συγκεκριμένα, συγκρίνοντας την παραγόμενη ισχύ των αντίστοιχων σεναρίων για τα δύο πειράματα, προκύπτει ότι η παραγόμενη ισχύς με χρήση του διαφανούς καλύμματος, είναι για το πρώτο σενάριο αυξημένη κατά:

$$\frac{P_{SC2} - P_{SC1}}{P_{SC1}} = \frac{2.355mW - 2.085mW}{2.085mW} 100\% = \mathbf{12.95\%} \quad (187)$$

και για το δεύτερο σενάριο κατά:

$$\frac{P_{SC2} - P_{SC1}}{P_{SC1}} = \frac{1.703mW - 1.380mW}{1.380mW} 100\% = \mathbf{23.41\%} \quad (188)$$

Να σημειωθεί ότι η μέγιστη παραγόμενη ισχύς του θερμοηλεκτρικού harvester, ιδιαίτερα αν συνυπολογιστεί και η περιορισμένη διάρκεια που αυτή παρέχεται ανάλογα με την ηλιοφάνεια εντός της ημέρας αλλά και του έτους, δεν επαρκεί, με την παρούσα διάταξη τουλάχιστον, για να επηρεάσει σημαντικά την αυτονομία του συστήματος και συνεπώς δεν αναλύεται περαιτέρω.

6.4 Μετρήσεις ενεργειακής απόδοσης πιεζοηλεκτρικού energy harvesting

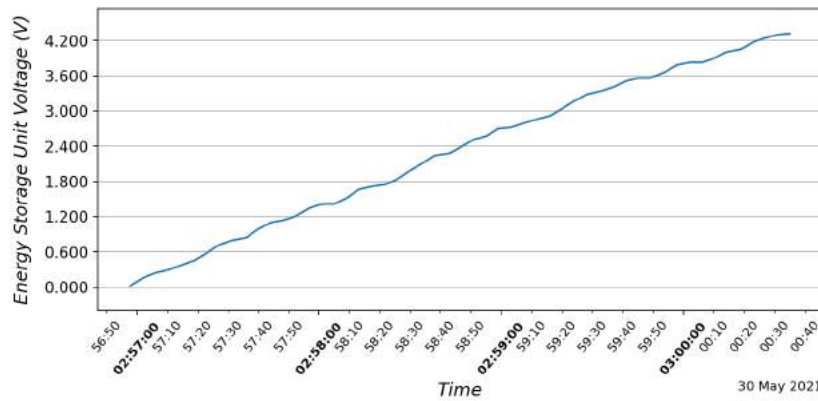
Αξιοποιώντας τη διάταξη της ενότητας 5.1.4 υλοποιήθηκαν τρία πειράματα, δύο με τεχνητή ροή ανέμου και ένα με φυσικό άνεμο. Τα πειράματα όπως προαναφέρθηκε, είχαν ως μονάδα αποθήκευσης ενέργειας ένα πυκνωτή $470\mu F$, ο οποίος ήταν συνδεδεμένος απευθείας στην έξοδο της γέφυρας ανόρθωσης του πιεζοηλεκτρικού harvester. Η ταχύτητα του τεχνητού ανέμου που εφαρμόστηκε στα δύο πρώτα πειράματα ήταν περίπου $7m/s$. Για να γίνει αυτό, έγινε αρχικά καθορισμός, μέσω του ανεμόμετρου, της απόστασης που πρέπει να έχει η πιεζοηλεκτρική σημαία από την πηγή του ανέμου, προκειμένου να δέχεται $7m/s$ άνεμο. Κατά τη διάρκεια του πειράματος, η απόσταση αυτή διατηρήθηκε σταθερή, ενώ το ελεύθερο άκρο της σημαίας του harvester ήταν προσανατολισμένο προς την πηγή του ανέμου. Το πείραμα έγινε δύο φορές, μεταβάλλοντας την τοποθέτηση του harvester επάνω στον ιστό από οριζόντια σε κατακόρυφη.

Κατά τη διάρκεια του πειράματος με φυσικό άνεμο, γινόταν περιοδικά χειροκίνητη ευθυγράμμιση του harvester σε σχέση με την κατεύθυνση του ανέμου, σύμφωνα με την ένδειξη του ανεμοδείκτη.

6.4.1 Πείραμα με τεχνητή ροή ανέμου

Σενάριο με κατακόρυφη τοποθέτηση πιεζοηλεκτρικής σημαίας

Στο διάγραμμα του σχήματος 84 παρουσιάζεται η τάση του πυκνωτή των $470\mu F$ κατά τη διάρκεια του πειράματος. Η φόρτισή του ξεκινά τη χρονική στιγμή 02:56:58 από την τάση των $0.025V$ και τελειώνει τη χρονική στιγμή 03:00:35 στην τάση των $4.319V$. Η διάρκεια του πειράματος είναι συνεπώς 3 λεπτά και 37 δευτερόλεπτα ή $T_{Experiment} = 217s$.



Σχήμα 84: Φόρτιση του πυκνωτή στο σενάριο κατακόρυφης τοποθέτησης της πιεζοηλεκτρικής σημαίας

Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυκνωτή κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

$$E_{SC} = E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2$$

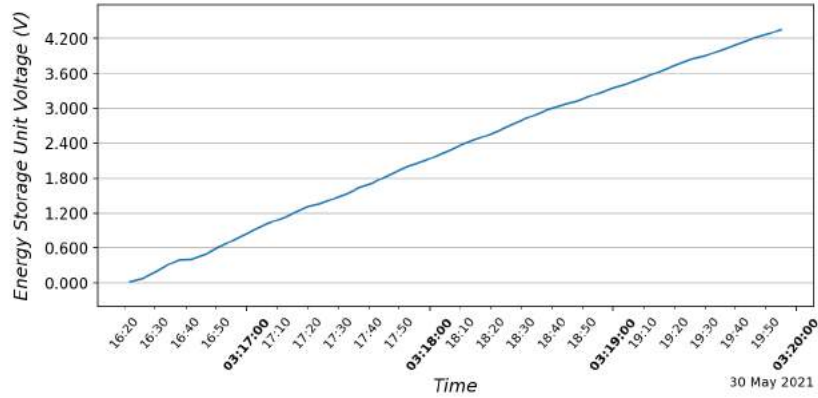
$$= \frac{1}{2}470\mu F((4.319V)^2 - (0.025V)^2) = 235\mu F \cdot 18.6531V^2 = 4.383mJ \quad (189)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{4.383mJ}{217s} = 0.020mW \quad (190)$$

Σενάριο με οριζόντια τοποθέτηση πιεζοηλεκτρικής σημαίας

Στο διάγραμμα του σχήματος 85 παρουσιάζεται η τάση του πυκνωτή των $470\mu F$ κατά τη διάρκεια του πειράματος. Η φόρτιση του ξεκινά τη χρονική στιγμή 03:16:22 από την τάση των $0.023V$ και τελειώνει τη χρονική στιγμή 03:19:55 στην τάση των $4.352V$. Η διάρκεια του πειράματος είναι συνεπώς 3 λεπτά και 33 δευτερόλεπτα ή $T_{Experiment} = 213s$.



Σχήμα 85: Φόρτιση του πυκνωτή στο σενάριο οριζόντιας τοποθέτησης της πιεζοηλεκτρικής σημαίας

Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυκνωτή κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

$$\begin{aligned}
 E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\
 &= \frac{1}{2}470\mu F((4.352V)^2 - (0.023V)^2) = 235\mu F \cdot 18.9394V^2 = 4.451mJ \quad (191)
 \end{aligned}$$

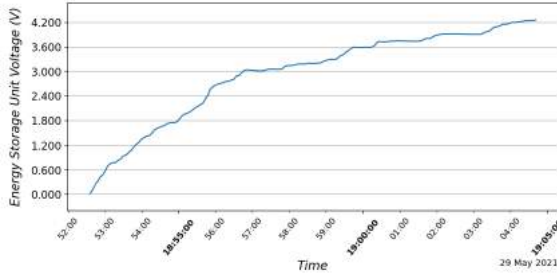
ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{4.451mJ}{213s} = 0.021mW \quad (192)$$

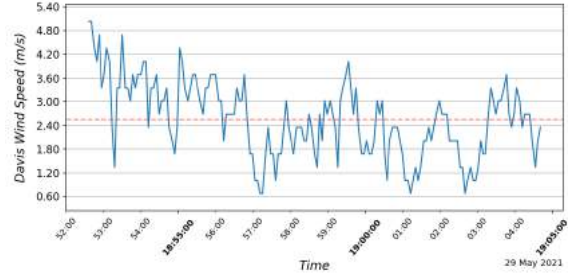
6.4.2 Πείραμα με φυσικό άνεμο

Στα διαγράμματα του σχήματος 86 παρουσιάζονται η τάση του πυκνωτή των $470\mu F$, η ταχύτητα του ανέμου και η διεύθυνση του ανέμου κατά τη διάρκεια του πειράματος. Η φόρτιση του πυκνωτή ξεκινά τη χρονική στιγμή 18:52:36 από την τάση των $0.021V$ και τελειώνει τη χρονική στιγμή 19:04:41 στην τάση των

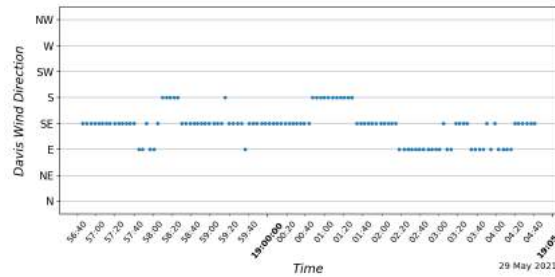
4.255V. Η διάρκεια του πειράματος είναι συνεπώς 12 λεπτά και 5 δευτερόλεπτα ή $T_{Experiment} = 725s$.



(a) Τάση πυκνωτή κατά τη φόρτιση με φυσικό άνεμο



(b) Ταχύτητα ανέμου κατά τη φόρτιση με φυσικό άνεμο



(c) Διεύθυνση ανέμου κατά τη φόρτιση με φυσικό άνεμο

Σχήμα 86: Μετρήσεις από το ανεμόμετρο Davis και μέτρηση τάσης κατά το πείραμα αξιοποίησης του πιεζοηλεκτρικού harvester, με φυσικό άνεμο

Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυκνωτή κατά τη διάρκεια της φόρτισης ισούται με:

$$E_{SC} = E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 = \frac{1}{2}470\mu F((4.255V)^2 - (0.021V)^2) = 235\mu F \cdot 18.1046V^2 = 4.255mJ \quad (193)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{4.255mJ}{725s} = 0.0059mW \quad (194)$$

Με βάση τα παραπάνω διαγράμματα, είναι ενδιαφέρουσα η ξεχωριστή μελέτη

των διαστημάτων φόρτισης από $0V$ έως $3V$, όπου η συνάρτηση της τάσης έχει μεγαλύτερη κλίση, και από τα $3V$ έως τα $4.3V$.

Διάστημα φόρτισης από $0V$ έως $3V$

Το διάστημα αυτό ξεκινά τη χρονική στιγμή $18:52:36$ με τάση 0.021 και τελειώνει τη χρονική στιγμή $18:56:46$ με τάση $3.027V$. Το χρονικό διάστημα ισούται με 3 λεπτά και 10 δευτερόλεπτα ή $T_{Experiment} = 190s$. Η μέση τιμή της ταχύτητας του ανέμου ισούται με $3.33m/s$.

Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυκνωτή στο διάστημα αυτό είναι:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}470\mu F((3.027V)^2 - (0.021V)^2) = 235\mu F \cdot 9.1623V^2 = \mathbf{2.153mJ} \end{aligned} \quad (195)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{2.153mJ}{190s} = \mathbf{0.01133mW} \quad (196)$$

Διάστημα φόρτισης από $3V$ έως $4.3V$

Το διάστημα αυτό ξεκινά τη χρονική στιγμή $18:56:46$ με τάση $3.027V$ και τελειώνει τη χρονική στιγμή $19:04:41$ με τάση $4.255V$. Το χρονικό διάστημα ισούται με 7 λεπτά και 55 δευτερόλεπτα ή $T_{Experiment} = 475s$. Η μέση τιμή της ταχύτητας του ανέμου ισούται με $2.15m/s$.

Η ενέργεια που αποθηκεύτηκε στον πυκνωτή στο διάστημα αυτό είναι:

$$\begin{aligned} E_{SC} &= E_{SC,F} - E_{SC,S} = \frac{1}{2}CV_F^2 - \frac{1}{2}CV_S^2 \\ &= \frac{1}{2}470\mu F((4.255V)^2 - (3.027V)^2) = 235\mu F \cdot 8.9423V^2 = \mathbf{2.101mJ} \end{aligned} \quad (197)$$

ενώ η ισχύς φόρτισης των υπερπυκνωτών κατά τη διάρκεια του πειράματος, ισούται με:

$$P_{SC} = \frac{E_{SC}}{T_{Experiment}} = \frac{2.101mJ}{475s} = \mathbf{0.0044mW} \quad (198)$$

6.4.3 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειραμάτων πιεζοηλεκτρικού energy harvester

Με βάση τα παραπάνω αποτελέσματα, αλλά και ορισμένες επιπλέον παρατηρήσεις που έγιναν κατά τη διάρκεια των πειραμάτων, προκύπτουν ορισμένα χρήσιμα συμπεράσματα. Αρχικά, όσον αφορά στην παραγόμενη ισχύ, η μέγιστη τιμή που επιτεύχθηκε στα παραπάνω πειράματα είναι $0.021mW$. Ο ευκολότερος τρόπος βελτίωσης της ισχύος του harvester είναι η τοποθέτηση περισσότερων πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων στη βάση της σημαίας, κάτι το οποίο δεν δοκιμάστηκε λόγω του υψηλού κόστους.

Από το πείραμα με τεχνητή ροή ανέμου, δεν προκύπτει κάποια σαφής διαφορά απόδοσης από τη διαφορετική τοποθέτηση του harvester πάνω στον ιστό. Ενδεχομένως η οριζόντια τοποθέτηση να είναι λίγο πιο αποδοτική, με πιθανή ερμηνεία τη συνεισφορά της βαρύτητας στις ταλαντώσεις της σημαίας, η οποία εξουδετερώνεται στην κατακόρυφη τοποθέτηση. Η ταχύτητα των $7m/s$ είναι μια ρεαλιστική τιμή για τους σχεδόν μέτριους ανέμους που είναι πολύ συχνοί στον ελλαδικό χώρο, ενώ κατά τόπους μπορεί να παρατηρούνται και αρκετά ισχυρότεροι άνεμοι. Ενδεικτικά, αναφέρεται ο χώρος του Αιγαίου πελάγους, όπου κατά τους καλοκαιρινούς μήνες επικρατούν άνεμοι ακόμη και $15m/s$. Επιπλέον, για το συγκεκριμένο πείραμα πρέπει να αναφερθεί ότι ο πιεζοηλεκτρικός harvester ήταν μονίμως στη σωστή κατεύθυνση σε σχέση με τη ροή του ανέμου. Βέβαια, μία άλλη παράμετρος που πρέπει να λαμβάνεται υπόψιν, είναι ότι οι μικρές εναλλαγές τόσο στην ταχύτητα, όσο και στη διεύθυνση του ανέμου, μπορούν να οδηγήσουν σε μεγαλύτερες και πιο απότομες ταλαντώσεις της σημαίας.

Το πείραμα με φυσικό άνεμο ανέδειξε τη λειτουργία του harvester σε κανονικές συνθήκες. Ο άνεμος που επικρατούσε κατά τη διάρκεια του πειράματος ήταν από $2m/s$ μέχρι $4m/s$. Ενδιαφέρον παρουσιάζει η κατακόρυφη μείωση της απόδοσης του harvester κατά το δεύτερο μισό του πειράματος, όπου η μέση ταχύτητα μειώνεται από τα $3.33m/s$ στα $2.15m/s$. Κατά την πειραματική διαδικασία φάνηκε ότι απαιτείται ένας άνεμος τουλάχιστον $3m/s$ προκειμένου να δημιουργούνται και να διατηρούνται ικανοποιητικού πλάτους ταλαντώσεις στη σημαία. Με μικρότερο άνεμο υπάρχουν μικρές ταλαντώσεις, αποδίδοντας σαφώς μικρότερη ισχύ.

Κατά τη διάρκεια του πειράματος, ανά τακτά διαστήματα γινόταν χειροκίνητη ευθυγράμμιση του harvester με τη γενική κατεύθυνση του ανέμου. Όπως προκύπτει βέβαια και από το διάγραμμα (c) του σχήματος 86, φαίνεται ότι ο άνεμος ήταν κατά κανόνα νοτιοανατολικός, με μικρές αποκλίσεις. Επομένως δε χρειά-

στηκαν πολλές ευθυγραμμίσεις.

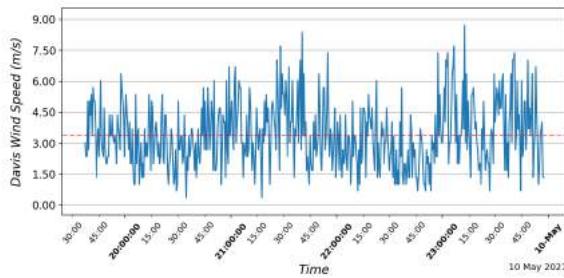
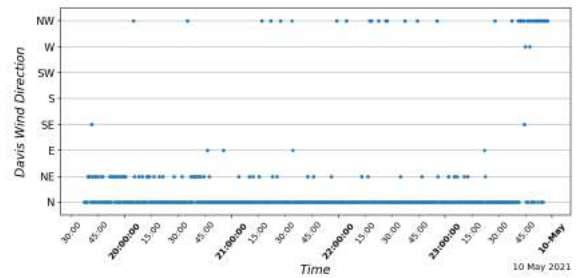
Να σημειωθεί ότι η μέγιστη παραγόμενη ισχύς του πιεζοηλεκτρικού harvester, ιδιαίτερα αν συνυπολογιστεί και η περιορισμένη διάρκεια που αυτή παρέχεται ανάλογα με τις διακυμάνσεις στην ταχύτητα του ανέμου εντός της ημέρας αλλά και του έτους, δεν επαρκεί, με την παρούσα διάταξη τουλάχιστον, για να επηρεάσει σημαντικά την αυτονομία του συστήματος και συνεπώς δεν αναλύεται περαιτέρω. Με ενδεχόμενη προσθήκη αρκετών πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων στη βάση της σημαίας, η επίδραση του harvester μπορεί να γινόταν υπολογίσιμη.

6.5 Πειραματική Λειτουργία συστήματος CompleteSystem

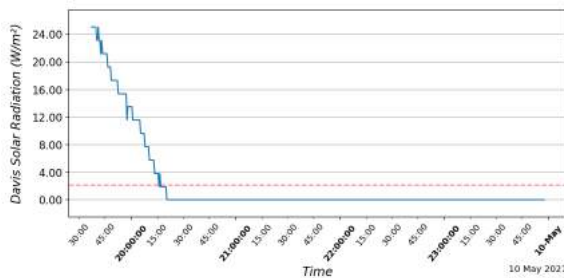
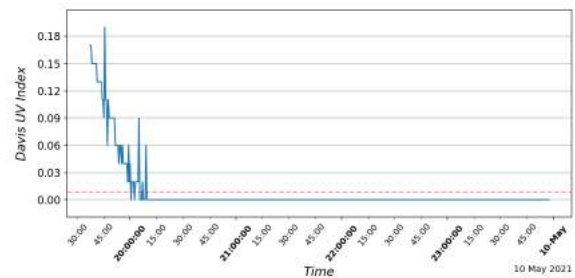
Η διάταξη της ενότητας 5.2 αξιοποιήθηκε για μία δοκιμαστική λειτουργία του προτεινόμενου συστήματος, η οποία θα αναδεικνύει όλη τη λειτουργικότητά του. Συγκεκριμένα, το πείραμα που εκτελέστηκε είχε διάρκεια περίπου 4.5 ώρες και έγινε συλλογή μετρήσεων ταχύτητας και διεύθυνσης ανέμου, θερμοκρασίας, υγρασίας, βαρομετρικής πίεσης, έντασης ηλιακής ακτινοβολίας και UV ακτινοβολίας, ανίχνευσης βροχόπτωσης καθώς και σωματιδίων σκόνης. Τα δεδομένα αυτά μεταδόθηκαν ασύρματα στο σταθμό βάσης μέσω LoRa, ο οποίος διαχειρίστηκε την αποκατάστασή τους και την αποθήκευσή τους. Το τελικό βήμα είναι η αξιοποίηση του προτεινόμενου κώδικα για την παρουσίαση των μετρήσεων σε γραφήματα, τα οποία παρουσιάζονται στη συνέχεια.

Το παραπάνω πείραμα επομένως, δοκίμασε και παρουσιάζει όλες τις πτυχές και τα εμπλεκόμενα υποσυστήματα που αναπτύχθηκαν στην παρούσα εργασία, που αφορούν στη λήψη και επεξεργασία μετρήσεων.

Στα διαγράμματα του σχήματος 87 παρουσιάζονται τα μεγέθη που μετρήθηκαν από τους αισθητήρες Davis κατά τη διάρκεια του πειράματος. Οι μετρήσεις αυτές είναι ταχύτητα και διεύθυνση ανέμου και ένταση ηλιακής και UV ακτινοβολίας.

(a) Μετρήσεις ταχύτητας ανέμου σε m/s 

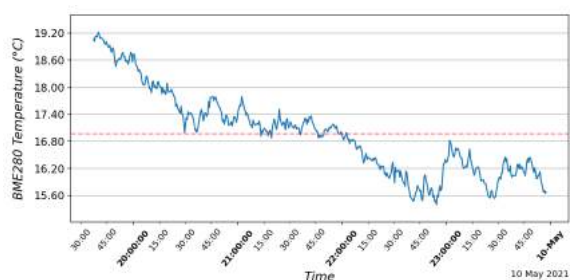
(b) Μετρήσεις διεύθυνσης ανέμου

(c) Μετρήσεις έντασης ηλιακής ακτινοβολίας σε W/m^2 

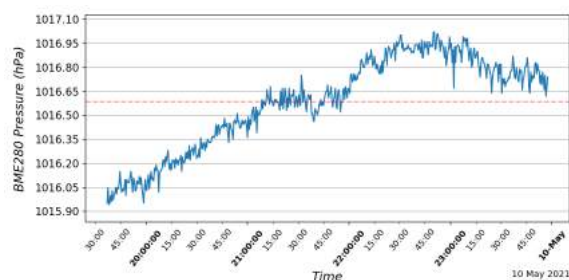
(d) Μετρήσεις έντασης UV ακτινοβολίας

Σχήμα 87: Μετρήσεις από τους αισθητήρες Davis κατά τη διάρκεια της πειραματικής λειτουργίας του προτεινόμενου συστήματος CompleteSystem

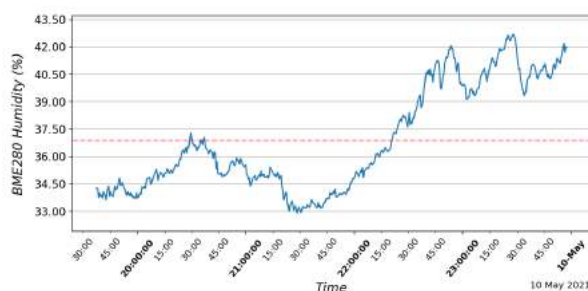
Στα διαγράμματα του σχήματος 88 παρουσιάζονται τα μεγέθη που μετρήθηκαν από τον αισθητήρα BME280 κατά τη διάρκεια του πειράματος. Οι μετρήσεις αυτές είναι η θερμοκρασία περιβάλλοντος, η βαρομετρική πίεση και η σχετική υγρασία.



(α) Μετρήσεις θερμοκρασίας περιβάλλοντος σε $^{\circ}C$



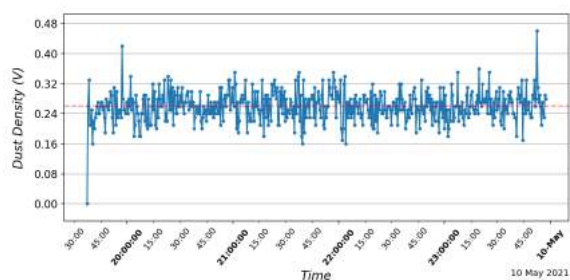
(β) Μετρήσεις βαρομετρικής πίεσης σε hPa



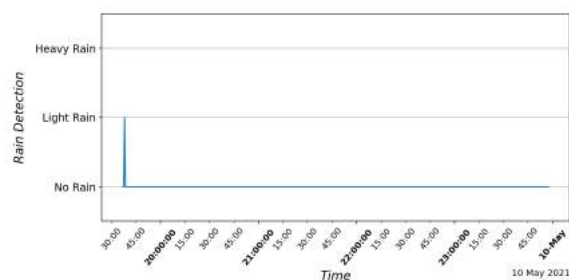
(γ) Μετρήσεις σχετικής υγρασίας σε ποσοστό (%)

Σχήμα 88: Μετρήσεις από τον αισθητήρα BME280 κατά τη διάρκεια της πειραματικής λειτουργίας του προτεινόμενου συστήματος CompleteSystem

Τέλος, στα διαγράμματα του σχήματος 89 παρουσιάζονται οι μετρήσεις σωματιδίων σκόνης και ανίχνευσης βροχής που συλλέχθηκαν κατά τη διάρκεια του πειράματος.



(α) Μετρήσεις σωματιδίων σκόνης σε V



(β) Μετρήσεις ανίχνευσης βροχόπτωσης

Σχήμα 89: Μετρήσεις από τον αισθητήρα σωματιδίων GP2Y1010AU0F και τον αισθητήρα βροχόπτωσης κατά τη διάρκεια της πειραματικής λειτουργίας του προτεινόμενου συστήματος CompleteSystem

6.5.1 Ανάλυση αποτελεσμάτων CompleteSystem

Ο βασικός στόχος του πειράματος αυτού ήταν ο έλεγχος της λειτουργίας όλου του συστήματος σε πραγματικές συνθήκες. Το πείραμα είχε διάρκεια 4.5 ωρών και έλαβε χώρα μεταξύ 19:30 και 00:00. Πέραν της επιτυχούς λειτουργίας του συστήματος, της μετάδοσης δεδομένων και της επεξεργασίας τους στο σταθμό βάσης όπως επιδεικνύουν τα διαγράμματα των σχημάτων 87, 88, 89 οι μετρήσεις αυτές μπορούν να αναλυθούν. Συγκεκριμένα, παρουσιάζεται η ύπαρξη βορειών ανέμων, σε απόλυτη συμφωνία με τις προγνώσεις της 09/04 και τις ενδείξεις παρακείμενου μετεωρολογικού σταθμού, αλλά και με την καθαρή ατμόσφαιρα της ημέρας εκείνης. Η ένταση της ηλιακής και της UV ακτινοβολίας παρουσιάζονται αρκετά χαμηλές, κάτι που συμφωνεί με την ώρα έναρξης του πειράματος, όπου υπήρχε διαθέσιμη μόνον διάχυτη ηλιακή ακτινοβολία, ενώ μέχρι τις 20:20 έχουν μηδενιστεί, καθώς ο ήλιος έχει δύσει.

Όσον αφορά στις μετρήσεις του BME280, παρατηρείται αρχικά μία αναμενόμενη πτώση της θερμοκρασίας με τη δύση του ηλίου, ενώ ταυτόχρονα φαίνεται να αυξάνεται η βαρομετρική πίεση. Ομοίως, τις νυχτερινές ώρες του πειράματος, παρουσιάζεται μία σταδιακή αύξηση της σχετικής υγρασίας.

Τέλος, η τιμή των σωματιδίων σκόνης κυμαίνεται σε ένα σταθερό εύρος. Οι μετρήσεις αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο ως ενδεικτικές, για σύγκριση, καθώς ο αισθητήρας χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα στα 3.3V. Συνεπώς, η σχέση που συνδέει την τάση εξόδου του με την τιμή των σωματιδίων σκόνης σε $\mu g/m^3$ είναι διαφορετική από αυτή των 5V λειτουργίας, οπότε δεν είναι δυνατή η αντιστοίχιση χωρίς τον προσδιορισμό της. Επίσης ο αισθητήρας βροχόπτωσης σωστά δεν ανιχνεύει καθόλου βροχή, ενώ η ένδειξη που εμφανίζεται με την έναρξη της λήψης των μετρήσεων προέκυψε ύστερα από παρέμβαση, για να επιβεβαιωθεί η σωστή του λειτουργία.

Με βάση και τα στοιχεία του πειράματος αυτού, ολοκληρώθηκε ο έλεγχος όλων των παραμέτρων και υποσυστημάτων που συναποτελούν το προτεινόμενο σύστημα CompleteSystem. Το σύστημα μπορεί επομένως να εξυπηρετήσει σε πραγματικές συνθήκες τις προδιαγραφές και τη λειτουργικότητα που έχουν αναφερθεί από την ενότητα 5.2. Συνοψίζοντας, λειτουργεί ως ένας αυτόνομος κόμβος αισθητήρων, με ασύρματη LoRa επικοινωνία, με υποστήριξη τροφοδοσίας από energy harvesting, με προσαρμοστικότητα ως προς τον τύπο των διασυνδεδεμένων αισθητήρων, και με το κατάλληλο υποστηρικτικό software. Το software αυτό αφορά στο πρόγραμμα σε C που διαχειρίζεται τη σειριακή θύρα του σταθμού βάσης, μέσω της οποίας λαμβάνει με LoRa ζεύξη τα δεδομένα από τον κόμβο

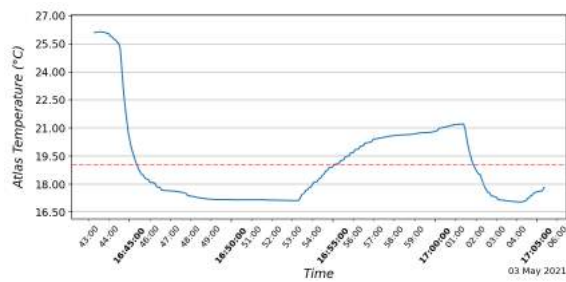
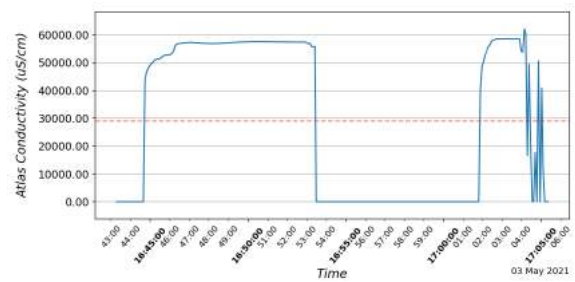
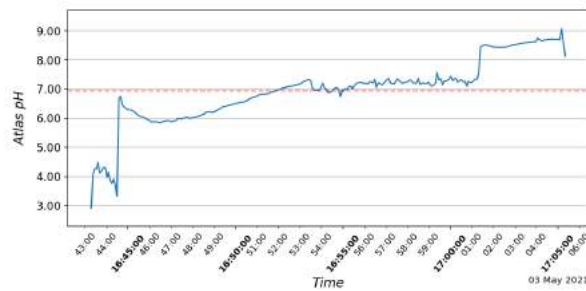
αισθητήρων, και κάνει ανάκτηση και προεπεξεργασία, ώστε να είναι έτοιμα είτε για άμεση επισκόπηση, είτε για χρήση από το πρόγραμμα SensorDataPlotter σε python. Έτσι, ο χρήστης μπορεί να αναζητήσει μέσω ενός απλού γραφικού περιβάλλοντος διαφορετικούς τύπους και χρονικά διαστήματα μετρήσεων.

6.6 Πειραματική λειτουργία προτεινόμενου συστήματος TestDive

Η επαλήθευση και η ανάδειξη της λειτουργικότητας του προτεινόμενου συστήματος TestDive έγινε μέσω πειραματικής διαδικασίας, η οποία βασίστηκε στη διάταξη που περιγράφηκε στην ενότητα 5.3. Η δοκιμή του συστήματος έγινε με κατάδυση του σε δύο διαφορετικά σημεία της μαρίνας της Βάρκιζας. Η επιλογή αυτή έγινε λόγω της ευκολίας πρόσβασης, μέσω του λιμενοβραχίονα, σε σημείο με αξιοσημείωτο βάθος. Ο συνολικός χρόνος της πειραματικής διαδικασίας ήταν περίπου 25 λεπτά, μέσα στα οποία έγιναν δύο καταδύσεις. Η πρώτη κατάδυση διήρκεσε 7 λεπτά και 19 δευτερόλεπτα, ενώ η δεύτερη διήρκεσε 2 λεπτά και 26 δευτερόλεπτα.

Μέσω του πειράματος αυτού, επιβεβαιώθηκε η σωστή λειτουργία του προτεινόμενου συστήματος, η οποία περιλαμβάνει τη λήψη μετρήσεων, την αποθήκευσή τους εντός του συστήματος καθώς και την ανάκτησή τους στη συνέχεια με χρήση του αντίστοιχου software που αναπτύχθηκε. Επιπλέον, δοκιμάστηκε επιτυχώς η στεγανοποίηση του συστήματος και η καταλληλότητα χρήσης του σε υδάτινο περιβάλλον.

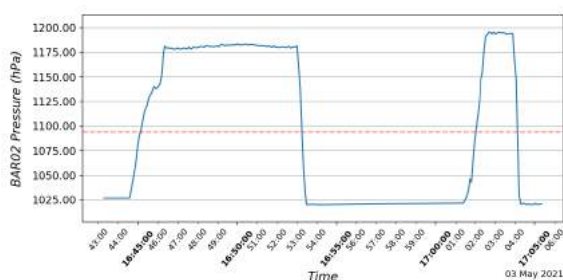
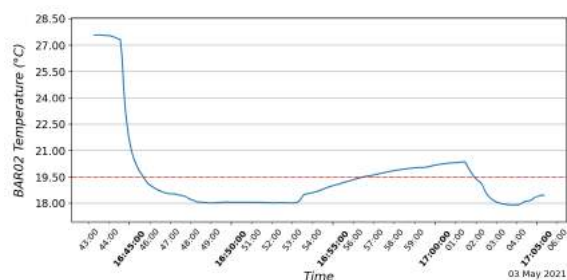
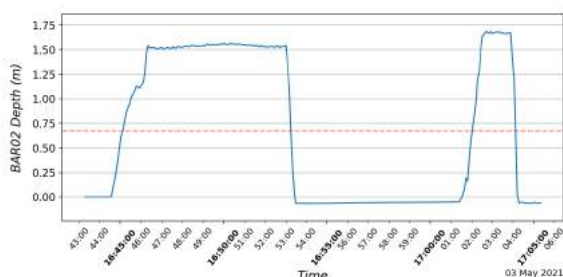
Αρχικά, στα διαγράμματα του σχήματος 90, παρουσιάζονται οι μετρήσεις των αισθητήρων Atlas Scientific. Τα μεγέθη που παρουσιάζονται είναι η θερμοκρασία, η αγωγιμότητα και το pH του νερού.

(a) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$ (b) Μετρήσεις αγωγιμότητας νερού σε $\mu S/cm$ 

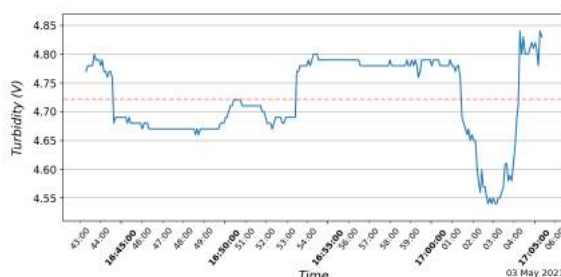
(c) Μετρήσεις pH νερού

Σχήμα 90: Μετρήσεις από τους αισθητήρες Atlas Scientific κατά τη διάρκεια της πειραματικής λειτουργίας του προτεινόμενου συστήματος TestDive

Στα διαγράμματα του σχήματος 91 παρουσιάζονται οι μετρήσεις του αισθητήρα BAR02 (υδροστατική πίεση, θερμοκρασία νερού), και του αισθητήρα θολερότητας.

(a) Μετρήσεις υδροστατικής πίεσης σε hPa (b) Μετρήσεις θερμοκρασίας νερού σε $^{\circ}C$ 

(c) Μετρήσεις βάθους νερού σε m



(d) Μετρήσεις θολερότητας σε V

Σχήμα 91: Μετρήσεις από τον αισθητήρα BAR02 και τον αισθητήρα θολερότητας κατά τη διάρκεια της πειραματικής λειτουργίας του προτεινόμενου συστήματος TestDive

6.6.1 Ανάλυση αποτελεσμάτων πειράματος TestDive

Τα αποτελέσματα, όπως παρουσιάζονται στα παραπάνω διαγράμματα, συμβαδίζουν απόλυτα με την πειραματική διαδικασία. Η εκκίνηση του συστήματος έγινε τη χρονική στιγμή 16:43:00. Μέχρι και την πρώτη βύθιση, η οποία ξεκινά τη χρονική στιγμή 16:44:45, οι αισθητήρες θερμοκρασίας μετρούν τη θερμοκρασία περιβάλλοντος, ενώ η ατμοσφαιρική πίεση είναι περίπου στα $1026.6hPa$. Μετά τη στιγμή της βύθισης, η θερμοκρασία αναμενόμενα μειώνεται μέχρι την τιμή περίπου των $18^{\circ}C$, που αντιστοιχεί στη θερμοκρασία του νερού. Αντίστοιχα η πίεση αυξάνεται όσο αυξάνεται το βάθος, φτάνοντας στην τιμή $1183.21hPa$. Έχοντας και την τιμή της ατμοσφαιρικής πίεσης στο επίπεδο της θάλασσας για τη διάρκεια του πειράματος, μπορεί να υπολογιστεί το βάθος του πυθμένα. Η εξίσωση της υδροστατικής πίεσης είναι:

$$P_{hydr} - P_{sea_level} = \rho g d \quad (199)$$

όπου P_{hydr} η υδροστατική πίεση που μετρήθηκε ίση με $1183.61hPa$, P_{sea_level} η ατμοσφαιρική πίεση στο επίπεδο της θάλασσας η οποία μετρήθηκε ίση με $1026.62hPa$, ρ η πυκνότητα του θαλασσινού νερού (για τους υπολογισμούς χρησιμοποιήθηκε μία ενδεικτική μέση τιμή ίση με $1023.6kg/m^3$), g η επιτάχυνση της βαρύτητας, ίση με 9.80665 και d το βάθος. Σύμφωνα με τη σχέση (199) υπολογίστηκαν και οι τιμές του βάθους που εμφανίζονται στο διάγραμμα του σχήματος 91. Να σημειωθεί ότι σε ημίκλειστα θαλάσσια περιβάλλοντα, όπως αυτό της μαρίνας, η πραγματική τιμή της πυκνότητας του θαλάσσιου νερού μπορεί να διαφέρει αρκετά από την ενδεικτική τιμή που χρησιμοποιήθηκε στους υπολογισμούς, καθώς εξαρτάται από πολλούς παράγοντες όπως η αλατότητα, η θερμοκρασία, η ύπαρξη ρυπαντών ή εισροής γλυκού νερού, κλπ.

Τα αποτελέσματα της πρώτης κατάδυσης για τους αισθητήρες Atlas δείχνουν όσον αφορά τη θερμοκρασία αντίστοιχη μείωση με την είσοδο στο νερό, καταλήγοντας σε μία ελαφρώς χαμηλότερη θερμοκρασία νερού, περίπου $17^{\circ}C$, ενώ η αγωγιμότητα προκύπτει περίπου $57000\mu S/cm$, η οποία είναι μία ρεαλιστική τιμή. Όσον αφορά στο pH, οι μετρήσεις αρχικά δείχνουν pH 6, και σταδιακά αυξάνεται μέχρι την τιμή 7. Οι τιμές αυτές ήταν μη αναμενόμενες καθώς συνήθως οι τιμές pH για θαλάσσια περιβάλλοντα κυμαίνονται μεταξύ 7.5 και 8.5. Σημειώνεται ότι το ειδικό διάλυμα προστασίας, εντός του οποίου φυλάσσεται εμβαπτισμένος ο αισθητήρας pH μέχρι τη χρήση του, έχει pH=6 και ο αισθητήρας δεν ξεπλύθηκε με απιονισμένο νερό πριν την πρώτη κατάδυση. Αυτό σε συνδυασμό με την αργή κατάδυση του κλωβού μέχρι τον πυθμένα, ίσως είχε ως αποτέλεσμα να παραμείνουν υπολείμματα του διαλύματος φύλαξης πάνω στον αισθητήρα, επηρεάζοντας τη μέτρηση του pH.

Μέχρι τη δεύτερη βύθιση τη χρονική στιγμή 17:01:16, οι αισθητήρες βρίσκονται εκτός νερού, οπότε οι μετρήσεις τους μηδενίζονται, ο αισθητήρας pH δίνει ουδέτερη έξοδο, ενώ η θερμοκρασία σταδιακά αυξάνεται. Η δεύτερη βύθιση που ακολουθεί, ολοκληρώνεται τη στιγμή 17:03:42. Όσον αφορά στις θερμοκρασίες, οι τιμές είναι αντίστοιχες, ενδεχομένως ελαφρώς χαμηλότερες. Το δεύτερο σημείο βύθισης ήταν όντως πιο βαθύ, όπως προκύπτει και από τη μέτρηση υδροστατικής πίεσης, ενώ παρατηρείται μια μικρή αύξηση της αγωγιμότητας του νερού, στα $58000\mu S/cm$ περίπου. Όσον αφορά στο pH, η μέτρηση κατά τη δεύτερη βύθιση δείχνει pH μεταξύ 8.4 και 8.7, που θεωρείται φυσιολογικό για το συγκεκριμένο περιβάλλον.

Όσον αφορά στις μετρήσεις του αισθητήρα θολερότητας, ξεχωρίζουν επίσης τα χρονικά διαστήματα των δύο βυθίσεων. Η έξοδος του αισθητήρα έχει την τιμή

των 4.8V περίπου όταν βρίσκεται εκτός νερού, ενώ μειώνεται στα 4.7V κατά τη διάρκεια της πρώτης βύθισης, και στα 4.55V κατά τη δεύτερη βύθιση. Λόγω της ελλειπούς πληροφορίας που υπάρχει διαθέσιμη για αυτό τον αισθητήρα, δε μπορεί να εξαχθεί κάποιο συμπέρασμα με βεβαιότητα, ωστόσο φαίνεται να υπάρχει αυξημένη θολερότητα στο δεύτερο σημείο βύθισης. Είναι πιθανό ωστόσο, η διαφορά αυτή να οφείλεται και σε άλλους παράγοντες, όπως διαφοροποίηση της ηλιακής ακτινοβολίας σε κάθε βύθιση.

Οι μετρήσεις αυτές μπορούν να επιβεβαιώσουν τη σωστή λειτουργία του συστήματος συνολικά, από τη λήψη και την αποθήκευση των μετρήσεων, μέχρι την επεξεργασία και παρουσίασή τους σε διαγράμματα. Πέραν των μετρήσεων ωστόσο, κατά τη διάρκεια του πειράματος το σύστημα λειτούργησε επιτυχώς και στο κατασκευαστικό κομμάτι, με την αδιαβροχοποίηση να επαρκεί, και τον καταδυτικό κλωδό να μεταφέρει επιτυχώς το προσαρτημένο σύστημα TestDive από την επιφάνεια της θάλασσας στο βυθό, καταγράφοντας τα χαρακτηριστικά της υδάτινης στήλης.

7 Συμπεράσματα και Επεκτάσεις

Στην παρούσα εργασία υλοποιήθηκαν δύο πλήρως λειτουργικά πρωτότυπα συστήματα αισθητήρων, με διαφορετική στόχευση το καθένα. Και στα δύο συστήματα ακολουθήθηκε μία διαδικασία ανάπτυξης η οποία περιλαμβάνει όλα τα βασικά στάδια που προβλέπονται για τη δημιουργία ενός ενσωματωμένου συστήματος: Αρχικά έγινε βιβλιογραφική έρευνα γύρω από αντίστοιχες εφαρμογές και τεχνολογίες και στη συνέχεια προσδιορίστηκε σε ένα αφαιρετικό επίπεδο η δομή και η στόχευση του κάθε συστήματος. Ακολούθως, η αρχική σχεδίαση αυτή συγκεκριμενοποιήθηκε σταδιακά, μέσω έρευνας αγοράς για την ανεύρεση συγκεκριμένων πλέον εξαρτημάτων, τα οποία κάλυπταν όσο το δυνατό πιο αποδοτικά τις αρχικές απαιτήσεις.

Σε αυτό το στάδιο, έγινε η σχεδίαση των πρωτότυπων ηλεκτρονικών πλακετών, η εκτύπωσή τους, η κατασκευή τους και τέλος ένας βασικός έλεγχος της λειτουργίας τους. Όπως αναφέρθηκε λεπτομερώς στα αντίστοιχα κεφάλαια για το κάθε σύστημα, η παραπάνω αλληλουχία επαναλήφθηκε ορισμένες φορές, καθώς προέκυπταν νέες απαιτήσεις, ή σχεδιαστικά λάθη κατά τον έλεγχο των πρωτότυπων συστημάτων. Μέσω αυτής της διαδικασίας δημιουργήθηκαν εν τέλει τα τελικά πρωτότυπα συστήματα, τα οποία αφού κάλυψαν τις επιθυμητές προδιαγραφές, δοκιμάστηκαν μέσω των προτεινόμενων πειραματικών διατάξεων σε ρεαλιστικές συνθήκες. Κατόπιν ορισμένων περαιτέρω διορθώσεων, τα προτεινόμενα συστή-

ματα λειτούργησαν σε έναν ικανοποιητικό βαθμό, σε ρεαλιστικές συνθήκες, ολοκληρώνοντας την ερευνητική διαδικασία της παρούσας εργασίας.

Στα βασικά αποτελέσματα της παρούσας εργασίας, σε επίπεδο πρωτότυπων συστημάτων συγκαταλέγονται ο σχεδιασμός και η κατασκευή των διαφορετικών energy harvesters, η κατασκευή δύο πλακετών διαχείρισης του energy harvesting εκ των οποίων μία αποδείχθηκε λειτουργική, και η ανάπτυξη εξοπλισμού και η απόκτηση τεχνογνωσίας εκτύπωσης ηλεκτρονικών πλακετών. Συνδυάζοντας τα παραπάνω, μαζί με αρκετά επιπλέον στοιχεία αναπτύχθηκε το βασικό σύστημα CompleteSystem, ένας αυτόνομος κόμβος περιβαλλοντικών αισθητήρων με υποστήριξη energy harvesting. Επιπλέον, στοχεύοντας σε διαφορετικού τύπου εφαρμογές, δημιουργήθηκε το σύστημα καταγραφής των χαρακτηριστικών της υδάτινης στήλης TestDive, για περιβαλλοντικές μετρήσεις σε θαλάσσιο περιβάλλον. Και για τα δύο αυτά συστήματα βεβαίως, αναπτύχθηκε βελτιστοποιημένος κώδικας που καθορίζει τις βασικές παραμέτρους των συστημάτων, και ελαχιστοποιεί κατά το δυνατό την κατανάλωση των συστημάτων.

Επιπλέον, επιτεύχθηκε η βασική στόχευση της εργασίας, η οποία ήταν δημιουργία χαμηλής κατανάλωσης συστημάτων και η μεγιστοποίηση της ενεργειακής αυτονομίας, σε συνδυασμό με energy harvesting, όπως αποδεικνύεται από τα αποτελέσματα κατανάλωσης που παρουσιάστηκαν. Συγκεκριμένα, προέκυψε ότι με επιλογή περιόδου δειγματοληψίας μεγαλύτερης των 10 λεπτών, το σύστημα είναι θεωρητικά πλήρως αυτόνομο, ενώ επιτυγχάνει ικανοποιητική αυτονομία και για πιο απαιτητικά σενάρια.

Σε επίπεδο συλλογής, επεξεργασίας και διαχείρισης μετρήσεων και πειραματικών δεδομένων, δημιουργήθηκαν πρωτότυπα προγράμματα που εκτελούν τις διεργασίες αυτές. Μέσω του python προγράμματος SensorDataPlotter, το οποίο είναι το τελικό στάδιο επεξεργασίας των μετρήσεων, μπορεί ο χρήστης να επιλέξει τον τύπο και το χρονικό διάστημα των μετρήσεων που επιθυμεί, τα οποία αφενός παρουσιάζονται γραφικά, αφετέρου αποθηκεύονται σε κατάλληλα δομημένα αρχεία για περαιτέρω χρήση. Όσον αφορά στον τύπο των μετρήσεων, χρησιμοποιήθηκε ένα μεγάλο εύρος αισθητήρων, μέσω των οποίων συλλέχθηκε ένα σύνολο πραγματικών μετρήσεων.

Με βάση τα αποτελέσματα αλλά και τη διαδικασία ανάπτυξης και υλοποίησης των συστημάτων της παρούσας εργασίας, προκύπτουν δυνατότητες επέκτασης και βελτίωσης σε συγκεκριμένους τομείς: Αρχικά στον τομέα του energy harvesting, θα ήταν ενδιαφέρουσα η επίτευξη κανονικής λειτουργίας των συστημάτων διαχείρισης AC energy harvesters και η περαιτέρω διερεύνηση της αιτίας της

δυσλειτουργίας τους. Επίσης, ενδιαφέρον παρουσιάζει η δοκιμή εναλλακτικών δομών και σχεδιασμών για τους πρωτότυπους harvesters και η σύγκριση της απόδοσής τους, η οποία ωστόσο σε συγκεκριμένες περιπτώσεις απαιτεί, εκτός από αρκετό ερευνητικό χρόνο και υψηλό κόστος.

Ενδεικτικά αναφέρεται η εφαρμογή της πιεζοηλεκτρικής σημαίας, της οποίας η απόδοση θα μπορούσε να βελτιωθεί σημαντικά εισάγοντας επιπλέον πιεζοηλεκτρικά ελάσματα στη βάση της. Επιπλέον σημείο διερεύνησης της πιεζοηλεκτρικής σημαίας είναι η δυνατότητα αυτόματης ευθυγράμμισης της διεύθυνσής της με τη φορά του ανέμου. Η δυνατότητα ενεργής ευθυγράμμισης, για παράδειγμα με χρήση μικρού servo κινητήρα, πρέπει να μελετηθεί σε συνάρτηση με τα οφέλη που θα προσφέρει. Το σύστημα θα μπορούσε να ευθυγραμμίζει, μόνο όταν προκύπτει για ένα εύλογο χρονικό διάστημα αλλαγή της διεύθυνσης του ανέμου, αλλά ταυτόχρονα και μόνο όταν η ταχύτητα του ανέμου δικαιολογεί την ανάγκη ευθυγράμμισης. Δηλαδή πρέπει μέσω ενός αλγορίθμου, να ισοζυγίζεται το ενεργειακό κόστος της ευθυγράμμισης, σε συνάρτηση με το αναμενόμενο ενεργειακό κέρδος που αυτή θα επιφέρει. Επίσης, πιθανόν να μπορεί να επιτευχθεί και παθητική ευθυγράμμιση, με χρήση κατάλληλων πτερυγίων και τοποθέτηση του harvester επάνω σε ένσφαιρο τριβέα, αν και η συμπεριφορά του ως προς το πλάτος των ταλαντώσεων της σημαίας πρέπει να διερευνηθεί. Τέλος, το πάχος της σημαίας ενδεχομένως να χρειάζεται βελτιστοποίηση ανάλογα με την ταχύτητα του ανέμου, για δημιουργία κατάλληλου πλάτους ταλαντώσεων, ενώ είναι σημαντικό να υπάρχει πρόβλεψη, ειδικά για ισχυρούς ανέμους, για να αποφευχθεί το ενδεχόμενο βλάβης των πιεζοηλεκτρικών κρυστάλλων από υπερβολική κάμψη.

Μεγάλο περιθώριο για έρευνα και μελέτη γενικότερα υπάρχει στον τομέα των στρατηγικών διαχείρισης ενέργειας των συστημάτων. Η ευελιξία των συστημάτων στον τομέα αυτό, παρέχει τη δυνατότητα στον εκάστοτε χρήστη να τα βελτιστοποιήσει με βάση τις εφαρμογές του. Ενδεικτικά, οι διαθέσιμες επιλογές για τη ρύθμιση της κατανάλωσης ενέργειας, αλλά και της ίδιας της λειτουργικότητας των συστημάτων, είναι οι εξής:

α) Η μέθοδος αποθήκευσης των δεδομένων, και η ασύρματη μετάδοσή τους. Στην παρούσα εργασία μελετήθηκαν τα σενάρια όπου τα δεδομένα είτε αποστέλλονται όλα ασύρματα, είτε αποθηκεύονται όλα τοπικά. Εναλλακτικές προσεγγίσεις είναι η αποθήκευση των δεδομένων τοπικά, και η αποστολή μίας τιμής-αντιπροσώπου ανά διαστήματα, η αποστολή όσων δεδομένων προλαβαίνει να μεταδώσει το σύστημα με βάση την επιλεγμένη συχνότητα δειγματοληψίας, χωρίς να δημιουργήσει κενό στις μετρήσεις του, ενώ οι υπόλοιπες μετρήσεις απο-

θηκεύονται τοπικά καθώς και η υλοποίηση επιπλέον διαφορετικών στρατηγικών ανάλογα με την εφαρμογή.

β) Η συχνότητα δειγματοληψίας των συστημάτων.

γ) Η επιλογή των harvesters που θα χρησιμοποιηθούν, ανάλογα με την εφαρμογή και τις απαιτήσεις.

δ) Η επιλογή του πλήθους και του τύπου των αισθητήρων.

Όπως προαναφέρθηκε, η δυνατότητα ρύθμισης που περιγράφεται παραπάνω ήταν και ένας βασικός στόχος της σχεδίασης. Το σύστημα δηλαδή είναι παραμετροποιήσιμο σε μεγάλο βαθμό, με βάση τις απαιτήσεις του χρήστη. Στη συγκεκριμένη εργασία, παρουσιάστηκαν αρκετά σενάρια κατανάλωσης και αυτονομίας, σε συνδυασμό με δύο διαφορετικούς τύπους energy harvesting, αλλά βεβαίως, αποτελούν ένα δείγμα της δυνατότητας διαχείρισης των παραμέτρων του συστήματος. Πιο στοχευμένη ανάλυση σεναρίων, έχει νόημα να γίνει σε συνάρτηση με τις απαιτήσεις κάθε εφαρμογής.

Επιπλέον, μία σημαντική πιθανή βελτίωση είναι η περιοδική παρακολούθηση από τον μικροελεγκτή του επιπέδου φόρτισης της μονάδας αποθήκευσης ενέργειας. Με βάση τη γνώση αυτή, θα μπορεί ο μικροελεγκτής να ρυθμίζει δυναμικά τις παραπάνω παραμέτρους, οι οποίες στο τρέχον επίπεδο υλοποίησης είναι στατικές με βάση την αρχική επιλογή του χρήστη.

Τέλος, υπάρχουν περιθώρια βελτίωσης και ελέγχου της ποιότητας των μετρήσεων ορισμένων αισθητήρων. Αρχικά, το σύστημα μπορεί με βάση την ένδειξη της τρέχουσας θερμοκρασίας να υλοποιεί αντιστάθμιση της επίδρασής της, σε όσους αισθητήρες το απαιτούν. Ενδεικτικά, στο σύστημα TestDive, οι αισθητήρες pH και αγωγιμότητας της Atlas Scientific έχουν πρόβλεψη για δυναμικό temperature compensation, το οποίο μπορεί να βασίζεται στη μέτρηση του θερμομέτρου του TestDive. Περαιτέρω έλεγχος επίσης μπορεί να γίνει στις μετρήσεις των αισθητήρων σωματιδίων σκόνης και θολερότητας, στους οποίους αφενός η διαθέσιμη πληροφορία είναι ανεπαρκής, αφετέρου η επιβεβαίωση της ορθότητας των μετρήσεών τους απαιτεί την αντιπαραβολή τους με ταυτόχρονες μετρήσεις αναφοράς από ακριβότερους πιστοποιημένους ως προς την εγκυρότητά τους επιστημονικούς αισθητήρες.

Βιβλιογραφία

- [1] Mohammad Furqan Ali et al. “Recent advances and future directions on underwater wireless communications”. In: *Archives of Computational Methods in Engineering* 27.5 (2020), pp. 1379–1412.
- [2] Zigbee Alliance. URL: <https://zigbeealliance.org/> (visited on 03/03/2021).
- [3] Panayiotis Andreou et al. “ETC: Energy-driven tree construction in wireless sensor networks”. In: *2009 Tenth International Conference on Mobile Data Management: Systems, Services and Middleware*. IEEE. 2009, pp. 513–518.
- [4] Weather Atlas. *Average Sunshide Days, Athens, Grece*. URL: https://www.weather-atlas.com/en/greece/athens-climate#sunshine_days (visited on 03/03/2021).
- [5] Bosch. *BME680*. Rev. 1.6. Jan. 2021. URL: <https://www.bosch-sensortec.com/media/boschsensortec/downloads/datasheets/bst-bme680-ds001.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [6] Georgios Chatzimilioudis, Demetrios Zeinalipour-Yazti, and Dimitrios Gunopulos. “Minimum-hot-spot query trees for wireless sensor networks”. In: *Proceedings of the Ninth ACM International Workshop on Data Engineering for Wireless and Mobile Access*. 2010, pp. 33–40.
- [7] Jack Christensen. “Mighty 1284P: An Arduino core for the ATmega1284P”. In: GitHub, 2015. URL: <https://github.com/JChristensen/mighty-1284p>. Commit: 735035b3557862bc461a065849064be11ba57912.
- [8] GL Communications. *End-to-End Wireless Network LAB Solutions*. URL: <https://www.gl.com/newsletter/enhanced-end-to-end-wireless-network-lab-solutions.html> (visited on 03/03/2021).
- [9] Kahng Dawon. *Electric field controlled semiconductor device*. US Patent 3,102,230. Aug. 1963.
- [10] Antonios Deligiannakis, Yannis Kotidis, and Nick Roussopoulos. “Processing approximate aggregate queries in wireless sensor networks”. In: *Information Systems* 31.8 (2006), pp. 770–792.
- [11] LoRa Developers. *What are LoRa® and LoRaWAN®?* Semtech. URL: <https://lora-developers.semtech.com/library/tech-papers-and-guides/lora-and-lorawan/> (visited on 03/03/2021).

- [12] Analog Devices. *LTC3109*. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/3109fb.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [13] Analog Devices. *LTC3588-1*. URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/35881fc.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [14] Digikey. *Compare 2.4 GHz and 5 GHz Wireless LAN in Industrial Applications*. URL: <https://www.digikey.com/en/articles/compare-24-ghz-5-ghz-wireless-lan-industrial-applications> (visited on 03/03/2021).
- [15] Electronics-Notes. *5G Frequency Bands, Channels for FR1 & FR2*. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/5g-mobile-wireless-cellular/frequency-bands-channels-fr1-fr2.php> (visited on 03/03/2021).
- [16] Electronics-Notes. *EDGE MCS: Modulation Coding Schemes*. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/2g-gsm-edge/modulation-coding-schemes-mcs.php> (visited on 03/03/2021).
- [17] Electronics-Notes. *GPRS Coding Schemes & Data Rates*. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/2g-gprs/coding.php> (visited on 03/03/2021).
- [18] Electronics-Notes. *GPRS Multislot Classes*. URL: <https://www.electronics-notes.com/articles/connectivity/2g-gprs/mobile-multislot-classes.php> (visited on 03/03/2021).
- [19] Diana Enescu. "Thermoelectric energy harvesting: basic principles and applications". In: *Green energy advances* (2019), p. 1.
- [20] Xanthium Enterprises. "Serial-Programming-Win32API-C". In: GitHub, 2015. URL: <https://github.com/rrmhearts/Serial-Programming-Win32API-C>. Commit: 0f1dc16efec95636f998e56b9750040af0a3b568.
- [21] Erricson. *5G wireless access: an overview*. Erricson. URL: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/white-papers/5g-wireless-access-an-overview> (visited on 03/03/2021).
- [22] Richard P Feynman. "There's plenty of room at the bottom [data storage]". In: *Journal of microelectromechanical systems* 1.1 (1992), pp. 60–66.

- [23] Nick Gammon. *Power saving techniques for microprocessors*. Jan. 2012. URL: <https://www.gammon.com.au/power> (visited on 03/03/2021).
- [24] Wendi B Heinzelman, Anantha P Chandrakasan, and Hari Balakrishnan. "An application-specific protocol architecture for wireless microsensor networks". In: *IEEE Transactions on wireless communications* 1.4 (2002), pp. 660–670.
- [25] Wendi Rabiner Heinzelman, Anantha Chandrakasan, and Hari Balakrishnan. "Energy-efficient communication protocol for wireless microsensor networks". In: *Proceedings of the 33rd annual Hawaii international conference on system sciences*. IEEE. 2000, 10–pp.
- [26] Harri Holma and Antti Toskala. *WCDMA for umts: hspa evolution and lte*. John Wiley & sons, 2007.
- [27] Texas Instruments. *BQ25570*. Mar. 2019. URL: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/bq25570.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [28] GW INTSEK. *C 1200 video 4 LoRa test overview EN*. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=vEZ2xDCCvsU&t=81s> (visited on 03/03/2021).
- [29] Mads Lauridsen et al. "Interference measurements in the European 868 MHz ISM band with focus on LoRa and SigFox". In: *2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*. IEEE. 2017, pp. 1–6.
- [30] Trong Nhan Le et al. "Energy-neutral design framework for supercapacitor-based autonomous wireless sensor networks". In: *ACM Journal on Emerging Technologies in Computing Systems (JETC)* 12.2 (2015), pp. 1–21.
- [31] LibreTexts libraries. URL: [https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Materials_Science/Supplemental_Modules_\(Materials_Science\)/Electronic_Properties/Thermocouples](https://eng.libretexts.org/Bookshelves/Materials_Science/Supplemental_Modules_(Materials_Science)/Electronic_Properties/Thermocouples) (visited on 03/03/2021).
- [32] Samuel Madden et al. "TAG: A tiny aggregation service for ad-hoc sensor networks". In: *ACM SIGOPS Operating Systems Review* 36.SI (2002), pp. 131–146.
- [33] Kais Mekki et al. "A comparative study of LPWAN technologies for large-scale IoT deployment". In: *ICT express* 5.1 (2019), pp. 1–7.

- [34] Sornin N et al. *LoRaWAN specification*. LoRa Alliance. 2015. URL: <https://www.rs-online.com/designspark/rel-assets/ds-assets/uploads/knowledge-items/application-notes-for-the-internet-of-things/LoRaWAN%5C%20Specification%5C%201R0.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [35] Oluwadamilola Oshin, Matthew Luka, and Aderemi Atayero. “From 3GPP LTE to 5G: An evolution”. In: *Transactions on Engineering Technologies*. Springer, 2016, pp. 485–502.
- [36] Alexandros Paraskevas and Eftichios Koutroulis. “A simple maximum power point tracker for thermoelectric generators”. In: *Energy Conversion and Management* 108 (2016), pp. 355–365.
- [37] DNK Power. *Lithium Polymer Battery Complete Guide*. URL: <https://www.dnkpowers.com/lithium-polymer-battery-guide/> (visited on 03/03/2021).
- [38] Henry Radamson and Lars Thylén. *Monolithic Nanoscale Photonics-Electronics Integration in Silicon and Other Group IV Elements*. Academic Press, 2014.
- [39] V Rajaraman and Neeharika Adabala. *Fundamentals of computers*. PHI Learning Pvt. Ltd., 2014.
- [40] Rhode-Schwarz. *EGPRS signalling with incremental redundancy*. URL: https://cdn.rohde-schwarz.com/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_news_from_rs/178/n178_cmu200egprs.pdf (visited on 03/03/2021).
- [41] Martijn Saelens et al. “Impact of EU duty cycle and transmission power limitations for sub-GHz LPWAN SRDs: An overview and future challenges”. In: *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2019.1 (2019), pp. 1–32.
- [42] Tabbane Sami. *4G to 5G networks and standard releases*. ITU. URL: https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/AsiaPacific/SiteAssets/Pages/Events/2019/ITUPITA2018/ITU-ASP-CoE-Training-on-/3GPP_4G%5C%20to%5C%205G%5C%20networks%5C%20evolution%5C%20and%5C%20releases.pdf (visited on 03/03/2021).
- [43] Tabbane Sami. *CoE Training on Traffic engineering and advanced wireless network planning*. ITU. URL: https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/AsiaPacific/SiteAssets/Pages/Events/2019/ITU-ASP-CoE-Training-on-/LTE_M%5C%20and%5C%20NB_IoT.pdf (visited on 03/03/2021).

- [44] Semtech. *LoRa Modulation Basics*. Semtech. May 2015. URL: <https://www.frugalprototype.com/wp-content/uploads/2016/08/an1200.22.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [45] Mohamed A Sharaf et al. "TiNA: A scheme for temporal coherency-aware in-network aggregation". In: *Proceedings of the 3rd ACM international workshop on Data engineering for wireless and mobile access*. 2003, pp. 69–76.
- [46] SigFox. *SigFox Technical Overview*. SigFox. May 2007. URL: <https://www.disk91.com/wp-content/uploads/2017/05/4967675830228422064.pdf> (visited on 03/03/2021).
- [47] Zohreh Soleimani et al. "A review on recent developments of thermo-electric materials for room-temperature applications". In: *Sustainable Energy Technologies and Assessments* 37 (2020), p. 100604.
- [48] Niki Trigoni et al. "Wavescheduling: Energy-efficient data dissemination for sensor networks". In: *Proceedings of the 1st international workshop on Data management for sensor networks: in conjunction with VLDB 2004*. 2004, pp. 48–57.
- [49] Ossama Younis and Sonia Fahmy. "HEED: a hybrid, energy-efficient, distributed clustering approach for ad hoc sensor networks". In: *IEEE Transactions on mobile computing* 3.4 (2004), pp. 366–379.
- [50] Demetrios Zeinalipour-Yazti et al. "Mint views: Materialized in-network top-k views in sensor networks". In: *2007 International Conference on Mobile Data Management*. IEEE. 2007, pp. 182–189.
- [51] Demetrios Zeinalipour-Yazti et al. "The micropulse framework for adaptive waking windows in sensor networks". In: *2007 International Conference on Mobile Data Management*. IEEE. 2007, pp. 351–355.
- [52] XF Zheng et al. "A review of thermoelectrics research—Recent developments and potentials for sustainable and renewable energy applications". In: *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 32 (2014), pp. 486–503.
- [53] Zeyu Zheng et al. "Three-stage vertical distribution of seawater conductivity". In: *Scientific reports* 8.1 (2018), pp. 1–10.
- [54] Αντώνιος Δεληγιαννάκης. *Σημειώσεις Διαλέξεων "Επεξεργασία και Διαχείριση Δεδομένων σε Δίκτυα Αισθητήρων"*. Πολυτεχνείο Κρήτης, 2018.

- [55] Κ Καλαϊτζάκης and Κουτρούλης Ε. *Ηλεκτρικές μετρήσεις και αισθητήρες*. Εκδόσεις: Κλειδάριθμος, 2010.
- [56] Ευτύχιος Κουτρούλης. *Σημειώσεις Διαλέξεων "Ειδικά θέματα σε Συστήματα Διαχείρισης Ενέργειας"*. Πολυτεχνείο Κρήτης, 2018.
- [57] Αθανάσιος Λιάβας. *Σημειώσεις Διαλέξεων "Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα 1"*. Πολυτεχνείο Κρήτης, 2016.